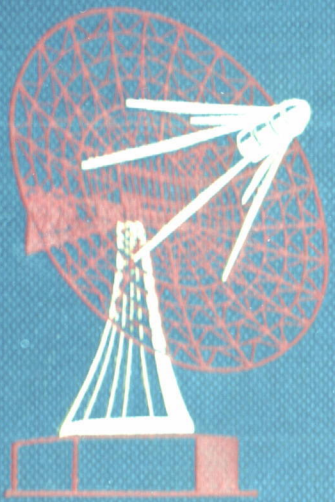
R. Rosati

ANTENNE E LINEE DI TRASMISSIONE PER VHF E UHF



EDIZIONI C.E.L.I. BOLOGNA

ROMANO ROSATI

ANTENNE E LINEE DI TRASMISSIONE

PER VHF E UHF

EDIZIONI - C.E.L.I. - BOLOGNA
Via Gandino N. 1

Proprietà letteraria ed artistica riservata

Stampato in Italia

TIPOGRAFIA PIETRO BABINA - BOLOGNA

PREFAZIONE

L'antenna e la relativa linea di trasmissione che la collega al ricevitore o al trasmettitore costituiscono elementi molto importanti, dai quali dipendono in maniera determinante le prestazioni di una installazione di ricezione o di trasmissione. Ciò malgrado, ad esse di solito viene data una attenzione non adeguata alla loro importanza. La ragione di ciò è probabilmente che questi elementi sono poco trattati nella bibliografia tecnica.

Lo scopo del presente volume consiste nel dare, in forma semplice, chiara ed organica, una notevole quantità di informazioni e di dati di progetto delle antenne e delle linee di trasmissione, certamente utili a tutti coloro che si interessano di radiocomunicazioni.

La grande importanza che stanno assumendo in questi ultimi anni le comunicazioni a VHF e UHF, soprattutto in seguito allo sviluppo assunto dalla TV, ci ha suggerito di dedicare alle antenne e alle linee di trasmissione per VHF e UHF la quasi totalità delle pagine di questo libro, certi di fare cosa gradita ai radiotecnici italiani.

Le Edizioni C.E.L.I.

INDICE

Prefazione

PARTE I. - LE LINEE DI TRASMISSIONE

Cap. I. - **Funzionamento e caratteristiche delle linee di trasmissione** . . . . . pag. 1

Cap. II. - **Applicazioni delle linee di trasmissione** . . . » 63

Cap. III. - **Misure sulle linee di trasmissione** . . . . » 83

Cap. IV. - **Installazione delle linee di trasmissione** . . . » 111

PARTE II. - ANTENNE

Cap. V. - **Principi fondamentali sulle antenne** . . . . » 125

Cap. VI. - **Antenne ad elementi attivi** . . . . . » 171

Cap. VII. - **Antenne con elementi parassiti** . . . . . » 185

Cap. VIII. - **Antenne a filo lungo** . . . . . » 201

Cap. IX. - **Antenne per UHF** . . . . . » 221

Cap. X. - **Adattamenti di impedenza fra linea e antenna** . » 277

Cap. XI. - **Misure sulle antenne** . . . . . » 311

Parte I. - LE LINEE DI TRASMISSIONE

CAPITOLO I.

FUNZIONAMENTO E CARATTERISTICHE

Premessa.

La linea di trasmissione è il mezzo con cui l'energia a radiofrequenza viene trasportata dal punto in cui viene generata al punto in cui viene utilizzata.

Se ogni casa fosse dotata del proprio generatore di energia elettrica, non vi sarebbe ragione di installare le linee di distribuzione di energia. Invece di solito esiste un generatore unico installato lontano dai punti in cui l'energia elettrica viene utilizzata e quindi occorre impiegare fra generatore e utilizzatore, una opportuna rete — o linea — di alimentazione. In questa linea viene immessa l'energia generata, per essere condotta al punto di utilizzazione.

In radiotecnica le linee di trasmissione servono principalmente a due scopi: a condurre all'antenna, che di solito è situata piuttosto distante dal trasmettitore, l'energia sviluppata da quest'ultimo e a condurre al ricevitore, situato nell'abitazione dell'utente, l'energia captata dall'antenna ricevente.

Nel presente volume tratteremo prevalentemente le linee di trasmissione che servono a collegare l'antenna al ricevitore, con particolare riguardo alle linee per UHF. Verranno però anche trattate le linee che collegano un trasmettitore all'antenna in quanto le considerazioni che si svolgono a tale proposito sono utili sia per comprendere meglio alcune particolari applicazioni delle linee di trasmissione sia perché, per il principio di reciprocità, quando un sistema linea di trasmissione-antenna funziona correttamente in trasmissione, funziona altrettanto correttamente in ricezione.

Tipi di linee di trasmissione.

Esistono molti tipi di linee di trasmissione e, in linea generale, qualsiasi tipo di linea può essere impiegato con qualsiasi tipo di antenna, salvo l'eventuale aggiunta di un dispositivo di adattamento d'impedenza, come vedremo meglio in seguito.

Le linee di trasmissione atte a trasferire energia a radiofrequenza possono suddividersi in due tipi: linee di trasmissione risonanti e linee di trasmissione non risonanti.

Una linea di trasmissione è non risonante quando non si hanno riflessioni da parte del carico terminale (l'antenna, nel caso di trasmissione e il ricevitore nel caso di ricezione). In assenza di riflessioni non si hanno onde stazionarie sulla linea.

Una linea di trasmissione è risonante quando, per effetto di cattivo adattamento di impedenza con il carico, oppure per deliberato disadattamento della linea con la sua chiusura, si hanno onde stazionarie di ampiezza considerevole.

Indipendentemente dal fatto che le linee siano risonanti o non risonanti, le linee di trasmissione possono essere di vari tipi a seconda della loro struttura.

Nella Fig. 1, sono schizzati alcuni dei tipi più frequentemente usati.

La quasi totalità delle linee di trasmissione sono costituite da due conduttori, separati da un mezzo isolante, che è il dielettrico.

Cavi coassiali.

I cavi coassiali sono costituiti da un conduttore sottile, posto al centro di un altro conduttore, che ha la forma di tubo. Nei cavi coassiali a dielettrico solido, come quello di Fig. 1 (*A*) il filo centrale di rame è tenuto in posizione centrale dal dielettrico, che riempie interamente tutto lo spazio compreso fra i due conduttori. In alcuni tipi di cavi coassiali, il dielettrico è aria e la centratura fra conduttore interno e schermo esterno viene ottenuta mediante opportuni dischetti centratori, posti ad intervalli costanti lungo la linea.

I cavi coassiali con dielettrico solido sono quelli più frequentemente impiegati, dato che hanno maggiore flessibilità. In essi, il conduttore esterno, anziché essere di materiale omogeneo avente la forma di tubo, è di calza di rame. Ciò è reso possibile dal fatto che il conduttore interno è completamente circondato da materiale isolante, per cui non può accadere che uno dei fili della calza esterna vada a toccare il conduttore interno. Come materiale dielettrico si usa un materiale a minime perdite e avente la più bassa costante dielettrica possibile. Di solito questo materiale è il polietilene, la cui costante

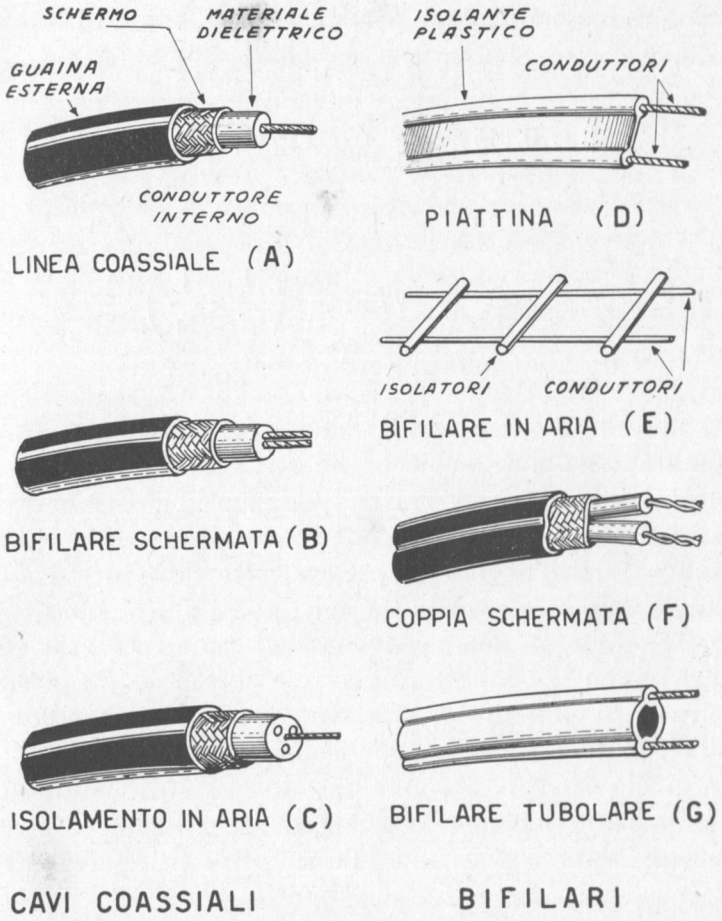


Figura 1. - Alcuni tipi più comuni di linee di trasmissione.

dielettrica è di circa 2,2. Il fattore di potenza del polietilene è di $2 \cdot 10^{-3}$ alla frequenza di 100 MHz e di $3{,}1 \cdot 10^{-3}$ alla frequenza di 3.000 MHz.

L'impedenza caratteristica di un cavo coassiale è espressa da

$$Z_o = \frac{138}{\sqrt{\varepsilon}} \log \frac{D}{d}$$

dove sono:

D = diametro interno del conduttore esterno;

d = diametro esterno del conduttore interno;

ε = costante dielettrica del mezzo.

L'attenuazione in decibel per metro per conduttori in rame è espressa da

$$\beta = 0{,}145 \frac{R_u}{Z_o} + 0{,}092 \operatorname{tg} \theta \sqrt{\varepsilon}\, f_{MHz}$$

dove sono:

$$R_u = 83{,}3 \cdot 10^{-6} \sqrt{f_{MHz}} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D}\right)$$

θ = angolo di perdita del materiale.

Come si vede, l'attenuazione dei cavi coassiali è funzione della radice quadrata della frequenza, per cui passando dalla frequenza di 100 MHz a quella di 500 MHz, l'attenuazione risulterà più che raddoppiata. Inoltre essa è funzione anche della costante dielettrica e della tangente dell'angolo di perdita. Nel caso in cui si desideri limitare al massimo le perdite nei cavi coassiali, e soprattutto nella gamma UHF, si impiegano cavi coassiali isolati in aria (Fig. 1 *C*). Questi cavi hanno il conduttore centrale sostenuto da piccoli dischi di ceramica o di polistirolo, che sono posti ad una certa distanza l'uno dall'altro, tale però da tenere centrato il conduttore centrale rispetto a quello esterno. Siccome questi centratori sono piuttosto distanti, l'isolamento è come se fosse dato esclusivamente dall'aria. Alle frequenze ancora più alte, quando le perdite dielettriche dei materiali (anche se speciali) cominciano a diventare piuttosto sensibili, per sostenere fisicamente il conduttore centrale si ricorre all'uso di bastoncini metallici, dei quali vedremo fra poco la funzione.

Linee di trasmissione bifilari.

Le linee di trasmissione bifilari, costituite cioè da due conduttori paralleli, sono molto simili, come funzionamento, ai cavi coassiali, fatta però eccezione che i due conduttori sono di uguali dimensioni e giacciono nello stesso piano.

Il tipo più comune di linea bifilare (Fig. 1 *D*), denominato linea a piattina, è costituito da due conduttori uguali, tenuti distanziati da un materiale isolante flessibile (polietilene). Questo tipo di linea di trasmissione è quello che si usa più generalmente nelle discese di antenna a VHF.

Un altro tipo di linea usato poco frequentemente è la linea bifilare schermata (Fig. 1 *B*). Nella sua costruzione, essa è simile al cavo coassiale testé descritto, però i due conduttori interni, isolati fra loro, sono schermati da un'unica calza di rame.

Il tipo di linea bifilare in aria, illustrato dalla Fig. 1 *E* è molto usato alle UHF, date le minori perdite che presenta. Esso è però di più difficile installazione rispetto agli altri tipi di linea.

Nella Fig. 1 *F* è rappresentata la linea bifilare schermata che differisce, da quella di Fig. 1 *B* per il fatto che ciascuno dei due conduttori è contenuto dentro un tubo di materiale isolante ed è centrato rispetto a questo tubo da un filo di polietilene o altro materiale, avvolto a spirale sul conduttore. In tal modo, il cavo di Fig. 1 *F* ha una maggiore quantità di isolamento in aria e presenta quindi minori perdite rispetto a quello di Fig. 1 *B*.

La linea illustrata in Fig. 1 *G* è certamente quella che si usa comunemente alle UHF, dato che l'isolamento in questa linea è prevalentemente in aria e quindi le perdite risultano molto basse. Questa linea verrà trattata più dettagliatamente nel seguito di questo capitolo.

Lunghezza d'onda e velocità.

Siccome le onde elettromagnetiche viaggiano con una certa velocità, la distanza che esse coprono nel tempo di un periodo è anch'essa una quantità « finita ». Questa distanza è chiamata *lunghezza d'onda* e ad essa si dà comunemente il simbolo λ.

La velocità dell'onda è uguale alla distanza λ coperta in un periodo, divisa per il tempo T impiegato per compiere il ciclo, ossia si ha

$$\text{Velocità } (V) = \frac{\lambda}{T}$$

Siccome

$$\frac{T}{1} = f$$

si ha

$$V = \lambda f$$

Questa equazione fondamentale stabilisce un principio fondamentale: la velocità dell'onda è governata solamente dalle proprietà del mezzo attraverso il quale l'onda viene trasmessa e non risente della frequenza o della lunghezza d'onda del segnale.

In qualsiasi mezzo la velocità dell'onda è approssimativamente

$$V = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{K}}$$

dove V è espressa in metri al secondo e K è la costante dielettrica del mezzo. (Per l'aria, $K = 1$).

Alle frequenze radio, le linee di trasmissione presentano caratteristiche completamente differenti rispetto alle linee di trasmissione di energia elettrica a frequenza industriale. Questa differenza di caratteristiche deriva dal fatto che le linee di trasmissione a radiofrequenza normalmente sono lunghe parecchie lunghezze d'onda del segnale che in esse viaggia, mentre le linee di alimentazione a frequenza industriale sono di solito assai inferiori alla lunghezza di onda (la lunghezza d'onda corrispondente a 50 Hz è di 6.000 km, mentre a 300 MHz la lunghezza d'onda è di 1 m. Molte linee di trasmissione sono lunghe qualche decina di metri).

Quando si esamina il comportamento elettrico di una linea o di un tratto di linea, è utile considerare la lunghezza elettrica in λ e non la lunghezza fisica in metri. La differenza fra lunghezza elettrica e lunghezza fisica deriva dal fatto che le onde elettromagnetiche si spostano nelle linee di trasmissione con velocità minore di quella con la quale si spostano nell'aria o nel vuoto. Ciò avviene per il fatto che la costante dielettrica del materiale impiegato nelle linee di trasmissione è sempre maggiore di 1 e, come si è visto poco avanti, la velocità di propagazione è inversamente proporzionale alla radice quadrata della costante dielettrica.

Se il mezzo isolante contenuto in una linea di trasmissione fosse aria, la velocità di propagazione risulterebbe uguale a quella della luce nel vuoto o nell'aria, ossia a $3 \cdot 10^8$ m/sec.

Il rapporto fra la velocità con cui un'onda si sposta lungo una linea e la velocità di spostamento nel vuoto o nell'aria si chiama *costante di velocità*. Tale costante è un numero puro, ed è sempre minore o uguale ad 1.

Diamo qui di seguito alcune costanti di velocità per alcuni tipi di linea:

Linea di trasmissione	*Costante di velocità* (C_v)
Linea bifilare in aria	0,98
Linea a piattina da 75 Ω	0,68 ÷ 0,71
Linea a piattina da 150 Ω	0,76 ÷ 0,77
Linea a piattina da 300 Ω	0,82 ÷ 0,84
Cavo coassiale (in polietilene)	0,66
Cavo coassiale (in aria)	0,85

La lunghezza fisica di una linea può essere ricavata moltiplicando la lunghezza in spazio libero per la costante di velocità. Cioè:

Lunghezza fisica in metri = lunghezza in spazio libero in metri × costante di velocità

e quindi

$$\text{lunghezza d'onda, in metri} = \frac{300}{f} \times C_v$$

dove sono:

f = frequenza in MHz;

C_v = costante di velocità.

La lunghezza elettrica di una linea è la lunghezza espressa in lunghezze d'onda, tenendo presente la costante di velocità della linea.

Siccome l'onda si propaga sulle linee di trasmissione con velocità finita, essa richiede un certo tempo per raggiungere i successivi punti della linea posti a distanze sempre maggiori dal generatore. Questo fatto è raffigurato in Fig. 2, dalla quale si vede che ogni punto (ad esempio *A*, *B*, *C*) diviene in tempi successivi origine dell'onda che si muove sulla linea partendo dal generatore. Così nel tempo che l'onda impiega a spostarsi dal generatore al punto *A*, il vettore che rappresenta la tensione sul generatore ha avanzato di 90°. Ciò equivale a dire che il vettore nel punto *A* è in ritardo di 90° (ossia di un quarto di ciclo) rispetto a quello all'origine.

infinita di impedenze « concentrate » disposte alla maniera indicata in Fig. 3 *A*.

L'energia elettromagnetica, erogata dal generatore ed applicata alla linea, tende a propagarsi lungo la linea. Sia I_0 la corrente connessa a questa energia. Giunta nel punto *a*, una parte I_1 di questa corrente si chiude attraverso la prima impedenza posta in parallelo alla linea e ritorna al generatore. La restante parte della corrente, e cioè $I_0 - I_1$, prosegue il suo percorso lungo la linea. Giunta a *b*, un'altra parte di corrente, e cioè I_2, si chiude attraverso la seconda impedenza, per cui la corrente che dopo *b* prosegue lungo la linea è $I_0 - I_1 - I_2$ e così via.

Pertanto, man mano che sulla linea ci si allontana dal generatore,

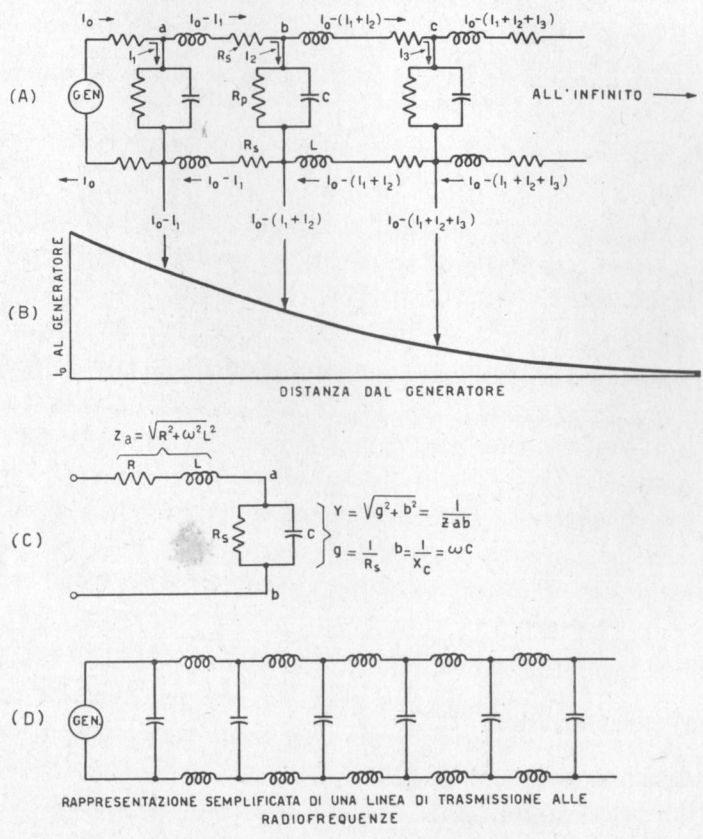


Figura 3. - Impedenza caratteristica.

aumenta la corrente « derivata » mentre diminuisce la corrente che prosegue il suo percorso lungo la linea. Ad una distanza infinita, quest'ultima corrente risulta zero, per cui tutta la corrente erogata dal generatore ed immessa nella linea può considerarsi corrente « derivata ».

Nella Fig. 3 *B* è rappresentato il modo con cui la corrente sulla linea diminuisce man mano che ci si allontana dal generatore. Bisogna tener presente che siccome il numero di impedenze in serie e in parallelo nella linea deve considerarsi infinito e siccome le impedenze sono poste a distanze infinitamente piccole, la diminuzione di corrente lungo la linea risulta graduale e non a salti, come avverrebbe se le impedenze « concentrate » fossero poste a distanze regolari l'una rispetto all'altra.

Il generatore immette nella linea una corrente I_0 e dunque esso « vede » una impedenza finita. Il valore di questa impedenza, che corrisponde al rapporto fra tensione e corrente lungo la linea, chiamasi *impedenza caratteristica* della linea e si indica con il simbolo Z_o.

Pertanto si ha

$$Z_o = \frac{E}{I} = \sqrt{\frac{Z_a}{y}}$$

dove

E = tensione ai capi della linea di lunghezza infinita;

I = corrente nella linea di lunghezza infinita;

Z_a = impedenza serie per unità di lunghezza (ohm);

y = ammettenza parallelo per unità di lunghezza (mho).

Nella Fig. 3 *C* sono illustrati i fattori Z_a e y.

Come è noto, la impedenza di un circuito costituito da resistenza e induttanza in serie è espressa da

$$Z_a = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$$

L'impedenza di un circuito costituito da resistenze e capacità in parallelo può essere più agevolmente ricavata se si ricorre ai reciproci. Il reciproco della resistenza di dispersione è la *conduttanza*

g mentre il reciproco della reattanza capacitiva è la *suscettanza* b. La *ammettenza* y risulta quindi

$$y = \sqrt{g^2 + b^2}$$

Siccome b è il reciproco di X_c e quest'ultimo è uguale a $1/\omega C$, si ha che $b = \omega C$. Quindi

$$y = \sqrt{g^2 + \omega^2 C^2}$$

Possiamo allora scrivere

$$Z_o = \sqrt{\frac{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}{\sqrt{g^2 + \omega^2 C^2}}}$$

La resistenza R e la conduttanza g aumentano al crescere della frequenza: la prima a causa dell'effetto pellicolare, la seconda a causa dell'aumento del fattore di potenza del materiale isolante al crescere della frequenza. Però, mentre entrambi crescono secondo la radice quadrata della frequenza, ω^2 cresce col quadrato della frequenza. A frequenze piuttosto alte, R e g possono venire trascurate, per cui la espressione dell'impedenza caratteristica si riduce a

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

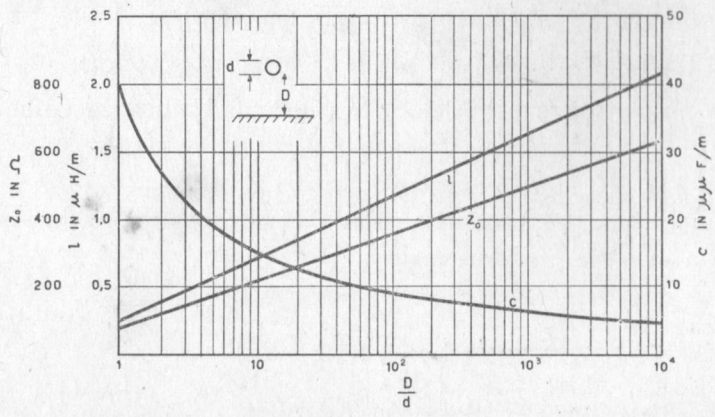


Figura 4. - Impedenza caratteristica di una linea a conduttore unico parallelo al suolo, sua induttanza e capacità per unità di lunghezza, in funzione di D/d.

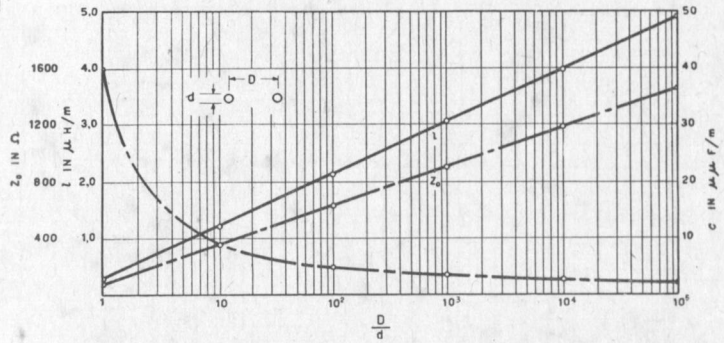


Figura 5. - Impedenza caratteristica di una linea bifilare in aria, sua induttanza e capacità per unità di lunghezza, in funzione di D/d.

nella quale L e C sono rispettivamente l'induttanza e la capacità per unità di lunghezza della linea. Siccome L e C non risentono praticamente della frequenza, si ha che l'impedenza caratteristica della linea rimane costante per tutte le frequenze e il suo valore dipende dalla costruzione geometrica della linea e dal tipo di materiale isolante.

Impedenze caratteristiche dei principali tipi di linee di trasmissione.

Linea a conduttore unico, parallelo al suolo (Fig. 4).

$$Z_o = 138 \log \frac{2h}{r}$$

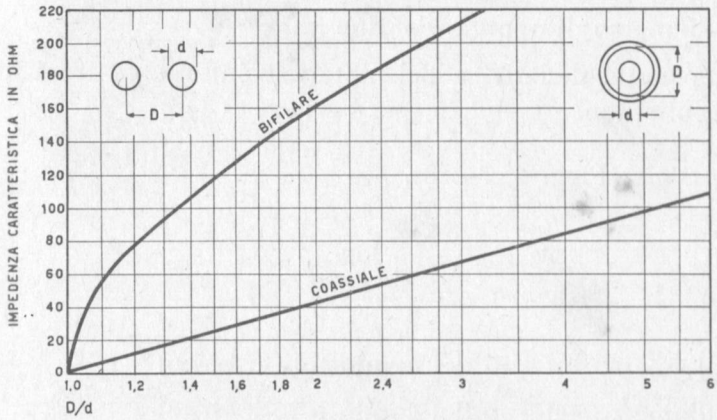
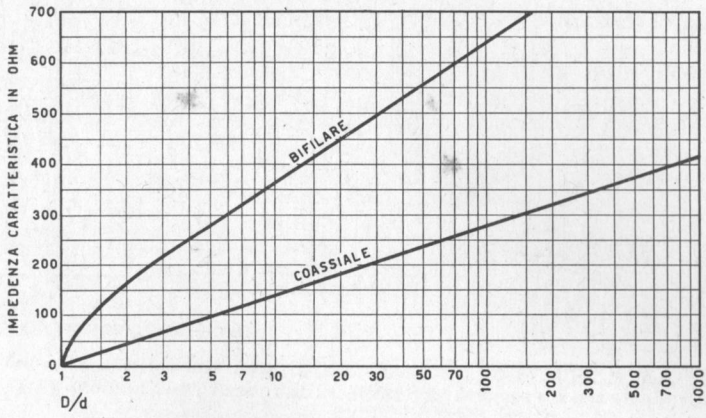


Figura 6. - Impedenza caratteristica delle linee bifilari e coassiali (per impedenze comprese fra 0 e 220 Ω).

in aria
quello bifilare è sbagliato
perché se $\frac{D}{d} = 1$ $\frac{2D}{d} = 2$ quindi
parte da 67,99 Ω



Impedenza caratteristica delle linee bifilari e coassiali (per impedenze comprese fra 0 e 700 Ω).

dove sono

h = distanza fra centro del conduttore e suolo;

r = raggio del conduttore.

Linea bifilare, lontana dal suolo (linea a piattina) (Figg. 5, 6 e 7).

$$Z_o = \frac{276}{\sqrt{K}} \log \frac{2D}{d}$$

dove sono

D = distanza fra i centri dei due fili;

d = diametro di ognuno dei due fili;

K = costante dielettrica del materiale interposto fra i fili (per il polietilene, $K = 2{,}26$; per l'aria $K = 1$).

Linea coassiale (Figg. 6, 7 e 8).

$$Z_o = \frac{138}{\sqrt{K}} \log \frac{D}{d}$$

dove sono

D = diametro interno del conduttore esterno;

d = diametro esterno del conduttore interno;

K = costante dielettrica del materiale interposto.

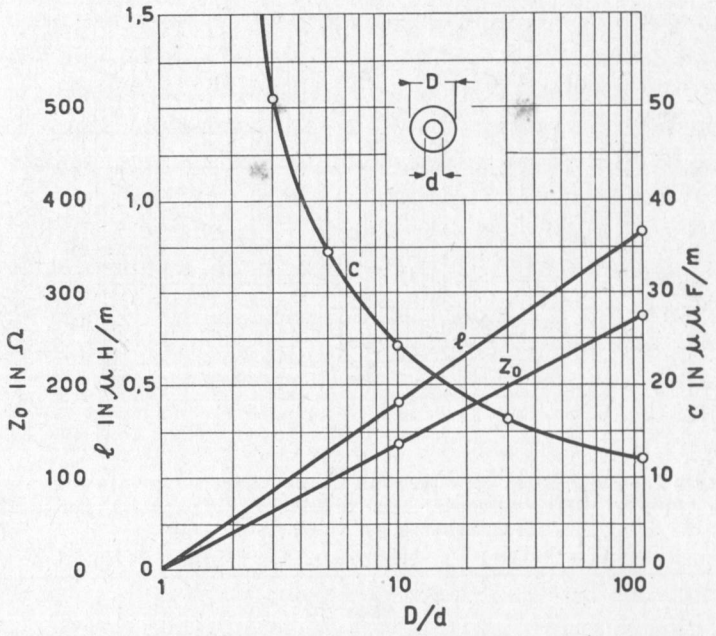


Figura 8. - Impedenza caratteristica di una linea coassiale in aria, sua induttanza e capacità per unità di lunghezza, in funzione di D/d.

Linea a quattro fili bilanciata.

Connessione laterale:

$$Z_o = \frac{138}{\sqrt{K}} \log \frac{S}{r} + 21\ \Omega$$

Connessione diagonale (Fig. 9):

$$Z_o = \frac{138}{\sqrt{K}} \log \frac{S}{r} - 21\ \Omega$$

dove sono:

s = distanza tra due fili contigui;

r = raggio del conduttore;

K = costante dielettrica del materiale interposto.

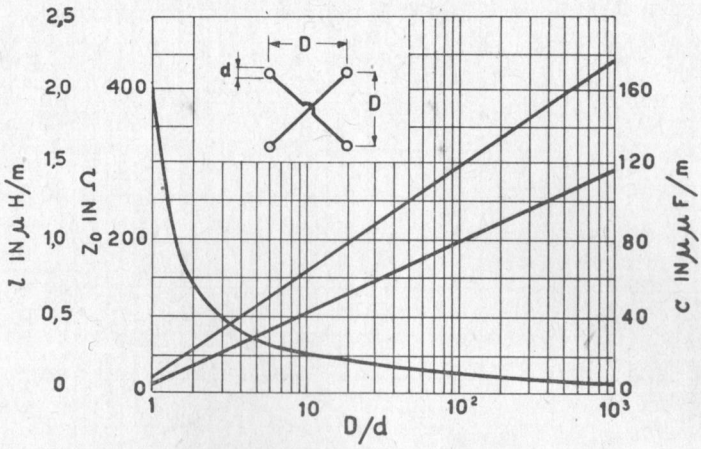


Figura 9. - Impedenza caratteristica di una linea bilanciata a quattro fili connessi diagonalmente, sua induttanza e capacità per unità di lunghezza, in funzione di D/d.

Dalle formule su riportate, relative alle linee bifilari e ai cavi coassiali, si vede che al crescere della distanza fra i due conduttori aumenta l'impedenza caratteristica della linea.

La costante dielettrica K di quasi tutti i materiali varia con la frequenza. Tuttavia, specialmente per il polietilene, tale variazione non è importante, per cui anche sotto questo aspetto si può ritenere costante l'impedenza caratteristica della linea al variare della frequenza.

Terminazione delle linee.

Finora abbiamo considerato infinita la lunghezza della linea. È ovvio che le linee che si usano in pratica non hanno mai lunghezza infinita. Esiste però una condizione pratica in cui il comportamento di una linea di lunghezza finita equivale a quello di una linea di lunghezza infinita.

Supponiamo che il generatore di Fig. 10 *A* sia chiuso su una linea di lunghezza infinita, avente impedenza caratteristica di 300 Ω e supponiamo di interrompere il circuito in corrispondenza dei punti *a* e *b* e di inserire fra i punti *a* e *b* e il generatore una linea lunga, ad es. 10 m (Fig. 10 *B*).

Il generatore non subisce alcuna alterazione di carico, per il fatto che ad una linea di lunghezza infinita è stato aggiunto un tratto

finito di linea. Pertanto, il generatore continua a « vedere » una linea di lunghezza infinita e avente impedenza caratteristica di 300 Ω. Supponiamo ora (Fig. 10 *C*) di tagliare ancora la linea nei punti *a* e *b* e di inserire fra questi una resistenza di 300 Ω (chiamata resistenza di carico). Sebbene questa sia fisicamente diversa dalla linea di lunghezza infinita, il generatore continua a « vedere » un'impedenza di 300 Ω e nel tratto di linea compreso fra generatore e resistenza di carico, tutto si svolge come se dopo i punti *a* e *b* vi fosse una linea di lunghezza infinita.

In queste condizioni, si dirà che il carico è *adattato* alla linea e che la linea ha una *terminazione* uguale nella sua impedenza caratteristica.

Riflessione.

Come si è detto avanti, se una linea di trasmissione viene chiusa su una resistenza di carico uguale alla sua impedenza caratteristica, la linea stessa si comporta come se fosse di lunghezza infinita. Questa situazione richiede però che la resistenza di carico sia *uguale* all'im-

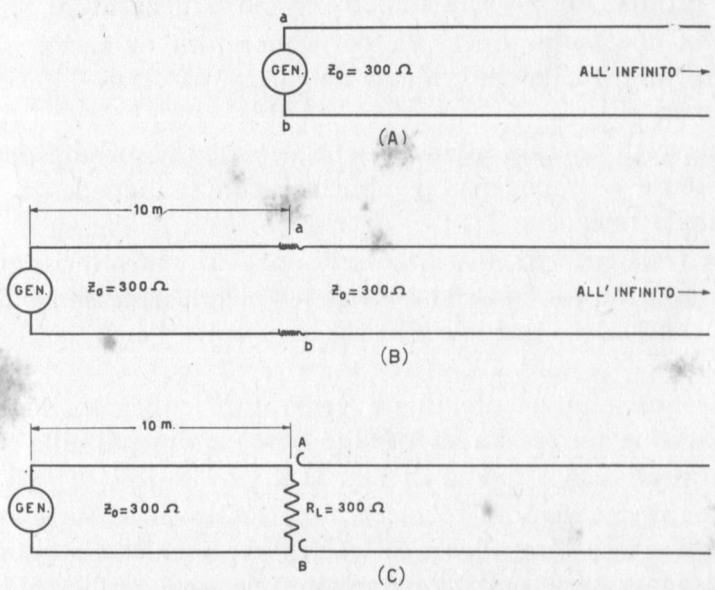


Figura 10. - Adattamento d'impedenza.

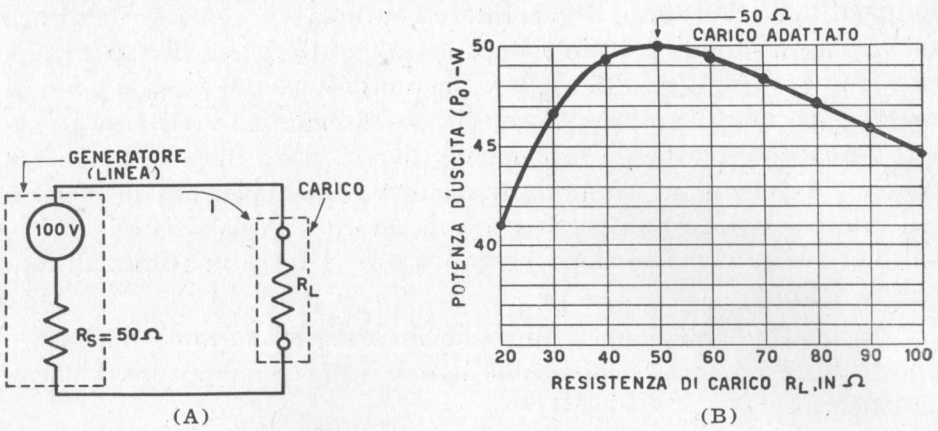


Figura 11. - Relazione fra la resistenza di carico e l'impedenza di uscita per un generatore avente resistenza interna costante. (Questo grafico è valido anche per le linee di trasmissione, considerando che in questo caso R_S corrisponde alla Z_O della linea).

pedenza caratteristica della linea. Se tale eguaglianza non è soddisfatta avviene che una parte della energia che raggiunge l'estremità della linea dove è inserita la resistenza di carico non viene assorbita da quest'ultima, ma ritorna indietro verso il generatore.

L'onda che, sulla linea, va dal generatore al carico si chiama *onda incidente*; quella che, riflessa da carico, va verso il generatore, si chiama *onda riflessa.*

La parte di energia incidente che il carico assorbe dipende dalla sua resistenza o impedenza, rapportata con la impedenza caratteristica Z_o della linea.

Se la resistenza R_L di carico e l'impedenza caratteristica Z_o sono uguali, non si ha — come si è detto — alcuna riflessione di energia da parte del carico, il quale assorbe così tutta l'energia che ad esso arriva.

Il circuito equivalente di un generatore collegato ad una linea di trasmissione (supposta di perdita zero) e chiusa sulla sua impedenza caratteristica è quello di Fig. 11 *A*.

Perché un generatore fornisca al carico la massima potenza possibile occorre che l'impedenza di carico sia uguale alla resistenza interna del generatore. Questo principio è sempre applicato in elettrotecnica e in radiotecnica. Supponiamo perciò che il generatore sviluppi

una forza elettromotrice uguale a 100 V e che la sua resistenza interna sia di 50 Ω. Perché un carico assorba il massimo della potenza sviluppata dal generatore occorre che l'impedenza di carico sia anch'essa di 50 Ω. Per valori di impedenza di carico maggiori o minori di 50 Ω, la potenza che si sviluppa sul carico diminuisce. La variazione di potenza assorbita dal carico al variare della sua impedenza è riportata nella Fig. 11 *B*.

Consideriamo ora il caso di una linea di trasmissione, la cui impedenza caratteristica corrisponda all'impedenza interna del generatore e alla impedenza di carico applicata all'altra estremità della linea. In queste condizioni, come si è detto, tutta l'energia immessa nella linea viene assorbita dal carico e nessuna frazione di essa viene riflessa da quest'ultimo. Se indichiamo con E_i la tensione del segnale applicato alla linea e con I_i la corrente che circola nella linea, abbiamo allora

$$Z_o = \frac{E_i}{I_i}$$

dove Z_o è l'impedenza caratteristica della linea.

Questa espressione è valida in qualsiasi punto della linea, compreso quello in cui è inserito il carico.

Indichiamo ora con E_L la tensione sul carico e con I_L la corrente che attraversa il carico. Possiamo scrivere che è

$$R_L = \frac{E_L}{I_L}$$

Se, come si è supposto finora, l'impedenza caratteristica Z_o della linea è uguale alla resistenza R_L di carico, si ha

$$\frac{E_i}{I_i} = \frac{E_L}{I_L}$$

Se invece R_L è diverso da Z_o, si ha che il rapporto E_L/I_L risulta diverso dal rapporto E_i/I_i. In questo caso avviene una riflessione, la cui entità dipende dal disadattamento d'impedenza fra linea e carico, ossia dalla diversità fra i valori di E_i/I_i e di E_L/I_L.

Coefficiente di riflessione.

Le correnti e le tensioni esistenti su una linea e sul carico sono regolate dalle seguenti tre leggi:

a) La somma vettoriale della tensione dell'onda incidente e della tensione dell'onda riflessa è uguale alla tensione sul carico.

b) Il rapporto fra tensione e corrente dell'onda incidente e quello fra tensione e corrente dell'onda riflessa sono entrambi uguali fra loro e sono uguali all'impedenza caratteristica Z_o della linea.

c) Il rapporto fra tensione e corrente sul carico è uguale alla resistenza di carico.

Esprimendo algebricamente queste leggi si ottiene un'espressione del rapporto fra la tensione dell'onda riflessa e la tensione dell'onda incidente. A questo rapporto viene dato il nome di *coefficiente di riflessione*, che si indica col simbolo K. Se si suppone che il carico abbia un'impedenza Z_L, il valore di K è dato da

$$K = \frac{\dfrac{Z_L}{Z_o} - 1}{\dfrac{Z_L}{Z_o} + 1} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o}$$

Se invece il carico è resistivo, e la sua resistenza è R_L, si ha

$$K = \frac{\dfrac{R_L}{Z_o} - 1}{\dfrac{R_L}{Z_o} + 1} = \frac{R_L - Z_o}{R_L + Z_o}$$

Se, come avviene quasi sempre in pratica, il carico è puramente resistivo, il coefficiente di riflessione K risulta un numero reale, che può essere positivo o negativo. È positivo quando R_L è maggiore di Z_o; è negativo quando R_L è minore di Z_o. Se invece l'impedenza di carico è reattiva (capacitiva o induttiva), allora il coefficiente di riflessione K risulta un numero complesso.

Per rendere più chiaro il concetto sopra esposto consideriamo due esempi:

Esempio I - Linea di impedenza caratteristica $Z_0 = 300\,\Omega$ chiusa su un carico resistivo $R_L = 300\,\Omega$. Si ha

$$K = \frac{600}{300 - 300} = 0$$

In questo caso, essendo $K = 0$, non si ha alcuna riflessione da parte del carico. Si dirà allora che il carico è *adattato* alla linea.

Esempio II - Linea di impedenza $Z_0 = 300\,\Omega$ chiusa su una resistenza $R_L = 150\,\Omega$. Si ha

$$K = \frac{150 + 300}{150 - 300} = -\frac{150}{450} = -\frac{1}{3}$$

Il segno — indica che la polarità dell'onda riflessa è opposta rispetto a quella dell'onda incidente. Il valore 1/3 indica che la tensione dell'onda riflessa è 1/3 di quella dell'onda incidente.

Le proprietà di una linea di trasmissione chiusa su un carico resistivo *corrispondente* alla sua impedenza caratteristica possono così riassumersi:

1) In qualunque punto della linea la corrente e la tensione sono in relazione di fase costante fra loro.

2) In qualunque punto della linea, il rapporto fra tensione e corrente si mantiene costantemente uguale all'impedenza caratteristica della linea.

3) Fra linea e carico si ha il massimo trasferimento di potenza.

4) Non si ha alcuna potenza riflessa dal carico verso il generatore.

Onde stazionarie.

Siccome le linee di trasmissione devono servire a trasferire energia da un punto all'altro provocando le minime perdite possibili, occorre che nel sistema generatore-linea di trasmissione-carico non vi siano disadattamenti di impedenza, poiché questi danno luogo a perdite di energia. Supponiamo infatti che su una linea di trasmissione esista contemporaneamente l'onda incidente e l'onda riflessa. In questo

caso, in ogni punto della linea, la tensione corrisponde alla somma vettoriale delle tensioni dell'onda incidente e dell'onda riflessa esistenti in quel punto. Lo stesso si può dire per la corrente. La distribuzione della tensione e della corrente che ne deriva lungo la linea dipende dalle ampiezze e dalle fasi dell'onda incidente e di quella riflessa.

Vi sono punti lungo la linea, nei quali l'onda incidente e quella riflessa hanno ampiezze e fasi uguali. L'onda risultante ha in questi punti un'ampiezza doppia rispetto alle due onde, e risulta in fase con esse. Lungo la linea vi sono però punti in cui le due onde hanno fasi opposte, ossia sono spostate di 180°. In questi punti le due onde si annullano fra loro e l'onda risultante assume un'ampiezza zero.

Fra queste due situazioni estreme, di concordanza di fase e di opposizione di fase, esiste logicamente tutta una infinita serie di situazioni di fase, che danno luogo a risultati intermedi fra quelli delle due situazioni estreme.

Siccome l'onda incidente e l'onda riflessa non possono esistere indipendentemente l'una dall'altra, si ha che le loro tensioni (o le loro correnti) si sommano sempre vettorialmente, dando luogo ad un'onda risultante, che è appunto quella che realmente esiste nella linea.

Per effetto del continuo mutamento di fase fra onda incidente e onda riflessa avviene che la somma vettoriale delle tensioni (o delle correnti) lungo la linea varia da un punto all'altro della linea. Allora, se si sposta lungo la linea uno strumento che misuri la tensione o la corrente dell'onda risultante, si vede che la tensione (lo stesso avviene per la corrente) assume una successione di valori massimi alternati con valori minimi. Le distanze fra i punti in cui si ha il massimo di tensione (o di corrente) sono costanti per tutta la linea. Senonché, nel punto in cui la tensione è massima, la corrente risulta minima, e viceversa, nei punti in cui la tensione è minima la corrente risulta massima.

Queste variazioni di tensione e di corrente esistono in qualsiasi linea nella quale si abbia un'onda riflessa (ossia in qualunque linea nella quale la resistenza di carico non sia adattata all'impedenza caratteristica Z_0 della linea).

I punti di minima tensione (o corrente) lungo la linea si chiamano *nodi di tensione* (*o di corrente*). Quelli di massima si chiamano *ventri*

di tensione (*o di corrente*). Pertanto, se in un punto si ha un nodo di tensione, in esso si ha un ventre di corrente e viceversa.

Il sistema di nodi e ventri di tensione e di corrente, che esiste in una linea di trasmissione sulla quale si abbia riflessione, costituisce quello che si chiama *sistema di onde stazionarie*. Fra ogni nodo e il suo successivo passa una distanza di mezza lunghezza d'onda (corretta tenendo conto del fattore di velocità). La posizione dei nodi e dei ventri, riferita all'estremità della linea dove è inserito il carico, dipende dal tipo di terminazione della linea stessa (ossia se è aperta oppure se è chiusa in cortocircuito, se il carico ha reattanza capacitiva oppure induttiva).

Gli inconvenienti che si hanno in una linea, per effetto delle onde stazionarie, e che influiscono sulle perdite di potenza lungo la linea, possono così riepilogarsi:

a) In presenza di onde stazionarie, le perdite nei conduttori risultano maggiori. Tali perdite infatti seguono la legge $P = I^2R$. Quando il regime di onde stazionarie è notevole, gli alti valori di corrente che si hanno nei « ventri » provocano un sensibile aumento di perdite rispetto a quando non esistono onde stazionarie. Questo aumento di perdite nei ventri è assai più alto della diminuzione di perdite nei nodi di corrente, dato che le perdite sono proporzionali al quadrato di I, per cui le perdite totali della linea, in presenza di onde stazionarie, aumentano (Fig. 12).

b) Per la stessa ragione, aumentano anche le perdite dielettriche lungo la linea.

c) Soprattutto quando la linea serve a collegare un trasmettitore ad un'antenna, può avvenire che i picchi di tensione che si hanno in corrispondenza ai ventri di tensione risultino tanto alti da provocare la perforazione del dielettrico della linea. In questo caso bisognerà perciò adoperare una linea di trasmissione speciale, con conseguente maggior costo e maggiore difficoltà di installazione.

d) Una linea nella quale esistano onde stazionarie presenta, per il generatore, criticità di lunghezza. Se la lunghezza della linea non è perfettamente adeguata alla particolare frequenza usata, può essere difficile accoppiarla al generatore in modo che questi fornisca alla linea tutta la potenza da esso sviluppata.

Vediamo ora cosa accade dal lato del generatore, in una linea nella quale vi siano onde stazionarie.

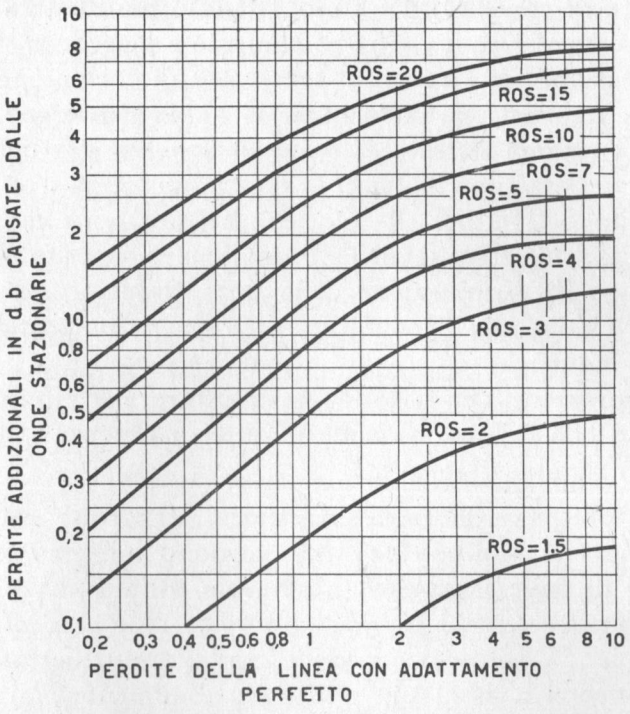


Figura 12. - Effetto del rapporto di onde stazionarie sulle perdite della linea. [Le ordinate forniscono le perdite addizionali in decibel rispetto a quelle che si hanno nel caso di perfetto adattamento. Queste ultime sono indicate sulla scala orizzontale (ascisse)].

Caso della linea in cortocircuito.

Supponiamo che la linea sia chiusa in cortocircuito. È evidente che, essendo la resistenza di carico uguale a zero, la potenza assorbita dal carico (data da I^2R) risulta nulla. In tali condizioni, tutta la potenza che arriva sul carico viene da questo riflessa dando così origine ad un regime di onde stazionarie.

Siccome sul carico si ha minima tensione e massima corrente, il punto di inserzione del carico (in cortocircuito) corrisponde ad un nodo di tensione e ad un ventre di corrente. La corrente riflessa risulta esattamente uguale a quella incidente, dato che il carico non assorbe alcuna corrente. Di conseguenza, sul carico (in cortocircuito) si ha una somma vettoriale delle correnti e la corrente risultante risulta doppia di quella incidente (e perciò anche di quella riflessa).

Pertanto, all'estremità cortocircuitata della linea, la corrente dell'onda incidente risulta in fase con quella dell'onda riflessa.

Questa situazione si ripete a distanza di mezza lunghezza d'onda dal carico (vedi Fig. 13), nel quale punto le correnti incidente e riflessa risultano ancora in fase. Si ripete altresì per tutte le distanze corrispondenti a multipli interi di mezze lunghezze d'onda dal carico.

(Bisogna tener presente che, in una linea di trasmissione con onde stazionarie, tanto la tensione quando la corrente variano con legge sinusoidale. Però, per semplificare il grafico, nella Fig. 13 abbiamo considerato unicamente l'ampiezza e non la polarità delle tensioni e delle correnti, per cui anche i valori negativi sono stati riportati sull'asse positivo).

Come si è detto avanti, e come è intuitivo, quando il carico è in cortocircuito la tensione sul carico è zero. Ciò avviene per il fatto che sul carico in cortocircuito la tensione dell'onda riflessa è uguale a quella dell'onda incidente, ma ha fase opposta.

Se, nell'espressione di K data avanti, poniamo $R_L = 0$ si ottiene

$$K = \frac{-Z_o}{Z_o} = -1$$

ciò che significa appunto che le due onde incidente e riflessa sul carico hanno ampiezze uguali, ma fasi opposte.

Perciò, sul carico, mentre si ha un ventre di corrente, si ha un nodo di tensione. Analogamente ai nodi di corrente, i nodi di tensione

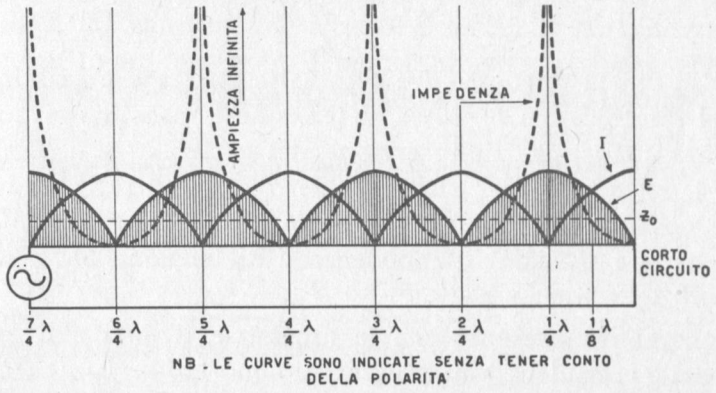


Figura 13. - Condizioni lungo la linea con carico in cortocircuito.

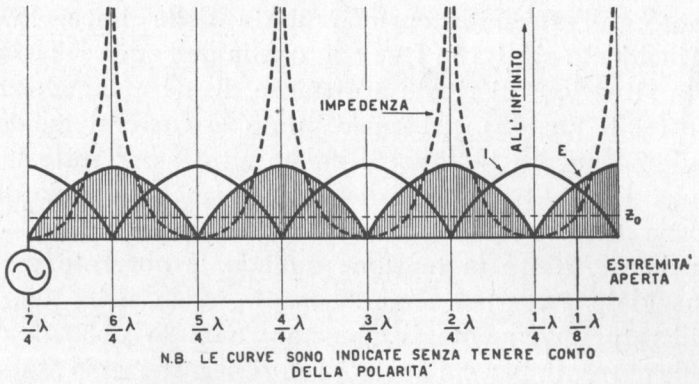


Figura 14. - Condizioni lungo una linea aperta (con carico infinito).

si ripetono per ogni distanza multipla di mezza lunghezza d'onda dal carico in cortocircuito. A distanze multiple dispari di quarti di lunghezza d'onda si hanno situazioni di tensione e di corrente opposte rispetto a ciò che accade a distanze multiple di mezze lunghezze d'onda, e più precisamente si hanno minimi di corrente e massimi di tensione, dato che su tali punti le tensioni sono in fase e le correnti in opposizione di fase (v. Fig. 13).

Nella Fig. 13 sono rappresentati anche i valori di impedenza che si hanno lungo la linea, nel caso di carico in cortocircuito. Siccome l'impedenza in ogni punto della linea è data da

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

nei punti in cui la tensione E è zero (e la corrente è massima) si ha $Z = 0$; nei punti in cui $I = 0$ (e la tensione è massima) si ha $Z = \infty$. L'impedenza nel punto di inserzione del carico è zero. Diviene infinita a $\lambda/4$ dal carico, per ritornare zero a $\lambda/2$ e ridiventare infinita a $3\lambda/4$ e così via. L'impedenza perciò varia concordemente con la tensione, ossia i massimi d'impedenza e di tensione avvengono sugli stessi punti della linea.

Bisogna tener presente che le lunghezze d'onda alle quali ci si è riferiti nelle considerazioni precedenti sono le *lunghezze d'onda elettriche*, le quali dipendono, oltre che dal fattore di velocità, dalla fre-

quenza. Pertanto, se si cambia la frequenza, cambia completamente la situazione delle tensioni e delle correnti lungo la linea, anche se la lunghezza fisica della linea rimane inalterata.

Caso della linea aperta.

Supponiamo che, all'estremità opposta del generatore, la linea sia aperta e non chiusa in cortocircuito. La distribuzione delle tensioni e delle correnti lungo la linea diviene allora quella di Fig. 14.

Evidentemente, essendo infinita la resistenza di carico sulla linea, la corrente sul « carico » risulta zero e quindi all'estremità della linea si avrà un nodo di corrente, che si ripete ad ogni mezza lunghezza di onda di distanza dall'estremità aperta della linea. Per contro, la tensione sul « carico » risulta massima (ventre di tensione) e tale massimo si ripete per ogni mezza lunghezza d'onda di distanza dell'estremità aperta della linea. Siccome sul « carico » si ha una corrente zero, la potenza assorbita dal « carico » (data dal I^2R) risulta nulla e quindi si ha una completa riflessione dell'onda incidente, con conseguente formazione di un regime di onde stazionarie. Per quanto abbiamo detto avanti, nel caso di linea aperta la situazione viene ad essere completamente opposta a quella indicata in Fig. 13 relativa al caso di linea in cortocircuito e può essere quindi rappresentata come in Fig. 14.

Sul « carico » (infinito) si ha un'impedenza infinita, essendo data da

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

ed essendo la corrente uguale a zero. I valori di impedenza infinita si ripetono ad ogni multiplo di mezza lunghezza d'onda mentre, ad ogni multiplo dispari di quarti di lunghezza d'onda, dato che è $E = 0$, si ha $Z = 0$.

È interessante notare che, tanto nel caso di linea chiusa in cortocircuito come nel caso di linea aperta, l'impedenza risulta uguale all'impedenza caratteristica della linea in corrispondenza ad ogni multiplo dispari di $\lambda/8$.

Nel caso di linea chiusa in cortocircuito il valore di impedenza lungo la linea risulta data dall'equazione

$$Z_0 = Z_0 \tan \theta$$

mentre nel caso di linea aperta l'equazione diviene

$$Z_p = Z_o \cot \theta$$

nelle quali sono

Z_p = impedenza nel punto p della linea;

Z_o = impedenza caratteristica della linea;

θ = distanza angolare dal carico.

A $\lambda/8$ dal carico, corrispondente a 45° elettrici sulla linea, la tangente e la cotangente risultano uguali ad 1 e pertanto si ha

$$Z_p = Z_o$$

Concludendo, nei due casi di linea chiusa in cortocircuito e di linea aperta si verificano situazioni di impedenza, di tensione e di corrente opposte ossia, nei punti in cui in un caso si ha un massimo, nell'altro caso si ha un minimo e viceversa.

Rapporto di onde stazionarie.

Quando la linea è adattata con il carico non si ha alcuna riflessione. Se però la linea è chiusa in cortocircuito oppure è aperta, avviene una riflessione completa, ossia una riflessione nella quale l'onda riflessa ha ampiezza uguale a quella dell'onda incidente. Quando la linea è chiusa su valori d'impedenza diversi da quello dell'impedenza caratteristica, ma anche diversi da zero o da infinito, viene riflessa solo una parte della potenza, l'altra parte viene assorbita dal carico. In questo caso la potenza dell'onda riflessa sarà sempre minore — e mai uguale — alla potenza dell'onda incidente. Lungo la linea si vengono ugualmente a formare nodi e ventri di tensione e di corrente, ma nei ventri l'ampiezza complessiva non risulta doppia rispetto a quella dell'onda incidente e nei nodi non raggiunge mai lo zero. Il rapporto fra valore massimo della tensione (o della corrente) nei ventri e valore minimo della tensione (o della corrente) nei nodi si chiama rapporto di onde stazionarie. Esso costituisce un modo per indicare il disadattamento fra linea e carico oppure fra carico e linea.

L'espressione del rapporto di onde stazionarie (*ROS*) è

$$ROS = \frac{E_{max}}{E_{min}} = \frac{I_{max}}{I_{min}}$$

Se $R_L < Z_o$ si ha

$$ROS = \frac{R_L}{Z_o}$$

Se $R_L > Z_o$ si ha

$$ROS = \frac{R_L}{Z_o}$$

Nelle espressioni di cui sopra si sono indicati con:

E_{max} = valore della tensione nel ventre di tensione;
E_{min} = valore della tensione nel nodo di tensione;
I_{max} = valore della corrente nel ventre di corrente;
I_{min} = valore della corrente nel nodo di corrente;
Z_o = impedenza caratteristica della linea, in Ω;
R_L = resistenza di carico della linea, in Ω;
ROS = rapporto di onde stazionarie sulla linea.

La relazione fra *ROS* e coefficiente di riflessione *K* è data da

$$ROS = \frac{1 + K}{1 - K}$$

ed è rappresentata dalla Fig. 15.

Considerando che per $R_L > Z_o$ si ha

$$K = \frac{R_L - Z_o}{R_L + Z_o}$$

si ottiene

$$ROS = \frac{R_L}{Z_o}$$

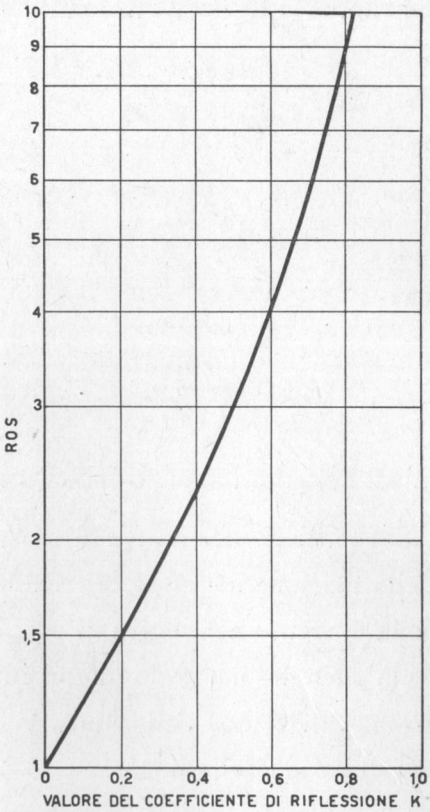


Figura 15. - Relazioni fra il valore del coefficiente di riflessione e il rapporto di onde stazionarie di tensione.

---

mentre, per $R_L < Z_o$ si ha

$$K = \frac{Z_o - R_L}{R_L + Z_o}$$

da cui

$$ROS = \frac{Z_o}{R_L}$$

Se in una linea si ha un rapporto di onde stazionarie (*ROS*) uguale a 5, vuol dire che il rapporto fra tensione (o corrente) nel ventre di tensione (o di corrente) e quella nel nodo di tensione (o di corrente) è

di 5. Perciò tale linea è chiusa su una resistenza che è 5 volte (oppure 1/5) di Z_o. In una linea nella quale il rapporto di onde stazionarie sia di 1, non si hanno onde stazionarie e quindi la linea è *adattata* al carico.

Quando la resistenza di carico è minore di Z_o, nel carico si ha un ventre di corrente ed un nodo di tensione; quando invece la resistenza di carico è maggiore di Z_o, nel carico si ha un nodo di corrente ed un ventre di tensione.

Rapporto di onde stazionarie per linee chiuse su carichi reattivi.

In generale, le impedenze di carico delle linee sono costituite da resistenze e reattanze (induttiva o capacitiva). La reattanza non assorbe potenza e quindi una parte di questa viene riflessa dal carico sulla linea. L'entità della riflessione è proporzionale alla componente reattiva contenuta nell'impedenza di carico.

Dato che una reattanza induttiva o capacitiva provoca uno spostamento di fase, il sistema di onde stazionarie che si viene a creare sulla linea risulta spostato di fase rispetto a quando la linea è ugualmente disadattata ma con carico resistivo. L'effetto di un carico reattivo equivale quindi ad uno spostamento a destra o a sinistra delle curve riportate in Figg. 13 e 14. Se poi il carico della linea fosse unicamente reattivo si avrebbe un diagramma corrispondente a quello di una linea aperta o chiusa in cortocircuito, con la variante però di uno spostamento di fase.

Impedenze reattive su linee chiuse in cortocircuito.

I grafici delle Figg. 13 e 14 non indicano la natura dell'impedenza esistente lungo una linea aperta o cortocircuitata. La Fig. 16 riproduce la componente reattiva esistente sulla linea. Seguendo tale curva da destra verso sinistra, si vede che, nel caso di una linea chiusa in cortocircuito, sull'estremità cortocircuitata della linea l'impedenza è zero. Essa aumenta gradualmente man mano che ci si allontana dal punto di cortocircuito, fino a raggiungere un valore infinito ad una distanza corrispondente ad un quarto di lunghezza d'onda rispetto alla terminazione in cortocircuito. L'andamento quindi per questo primo tratto di linea è identico a quello di Fig. 13. Nel tratto compreso fra il carico e $\lambda/4$ la curva dell'impedenza giace sul quadrante superiore

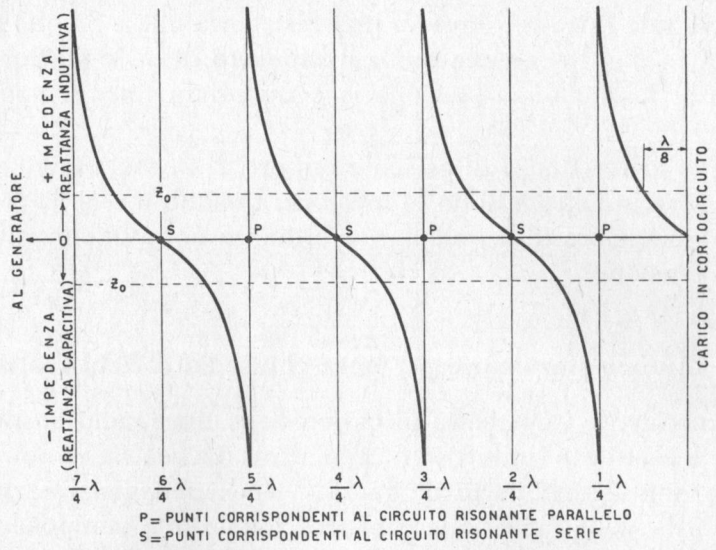


Figura 16. - Curve d'impedenza per linea con carico in cortocircuito.

all'asse dello zero, ciò che indica che essa è una reattanza induttiva. A distanza di un quarto di lunghezza d'onda, la impedenza assume un valore quasi infinito e la sua natura è resistiva. A distanze dal carico comprese fra $\lambda/4$ e $\lambda/2$ l'impedenza si mantiene nel quadrante negativo e quindi è di natura capacitiva. Il suo valore diminuisce gradualmente fino ad annullarsi, in corrispondenza a $\lambda/2$. In questo punto l'impedenza è resistiva. Durante la successiva mezza lunghezza d'onda l'andamento si ripete, variando da zero ad un massimo di reattanza induttiva, raggiungendo così una resistenza infinita e dopo, riprendendo da un massimo di reattanza capacitiva ritorna a zero. Abbiamo quindi che, a seconda della distanza dal carico in cortocircuito, la linea si può presentare come una resistenza zero oppure infinita, come una reattanza induttiva piccola oppure grande e come una reattanza capacitiva piccola oppure grande. A distanze dal carico uguali a multipli dispari di $\lambda/8$ essa si comporta come una reattanza induttiva o capacitiva, di valore uguale all'impedenza caratteristica.

Gli unici fattori che possono limitare i valori d'impedenza nei differenti punti sono le perdite della linea. Se una linea avesse perdita zero, la sua impedenza varierebbe da zero ad infinito.

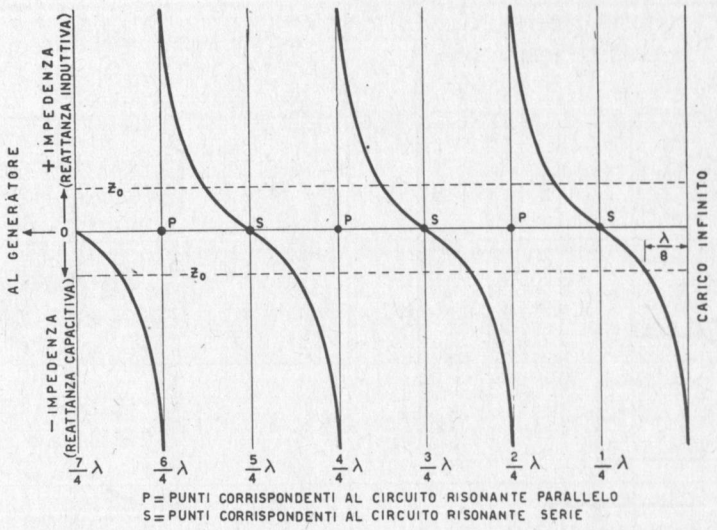


Figura 17. - Curve d'impedenza con linea aperta (carico infinito).

Impedenze reattive su linee aperte.

Nella Fig. 17 sono indicate le curve d'impedenza su linee aperte. L'impedenza è negativa ed infinita, ossia capacitiva, in corrispondenza dell'estremità della linea. Essa diminuisce gradualmente fino a raggiungere lo zero ad $\lambda/4$ dall'estremità aperta. In questo punto l'impedenza è resistiva. Successivamente diviene induttiva per distanze comprese fra $\lambda/4$ e $\lambda/2$ e così via.

Se si confrontano fra loro le curve di Figg. 16 e 17 si vede che esse sono identiche, con l'unica differenza che fra esse si ha uno spostamento di $\lambda/4$.

Concludendo, in una linea le condizioni d'impedenza si invertono per ogni $\lambda/4$; si ripetono per ogni $\lambda/2$. Queste situazioni sono chiaramente illustrate dalle Figg. 18 e 19 per i due casi di linea chiusa in cortocircuito e linea aperta.

Valori intermedi di impedenza di carico.

Nei paragrafi precedenti abbiamo considerato i due casi estremi che possono verificarsi su una linea di trasmissione a radiofrequenza:

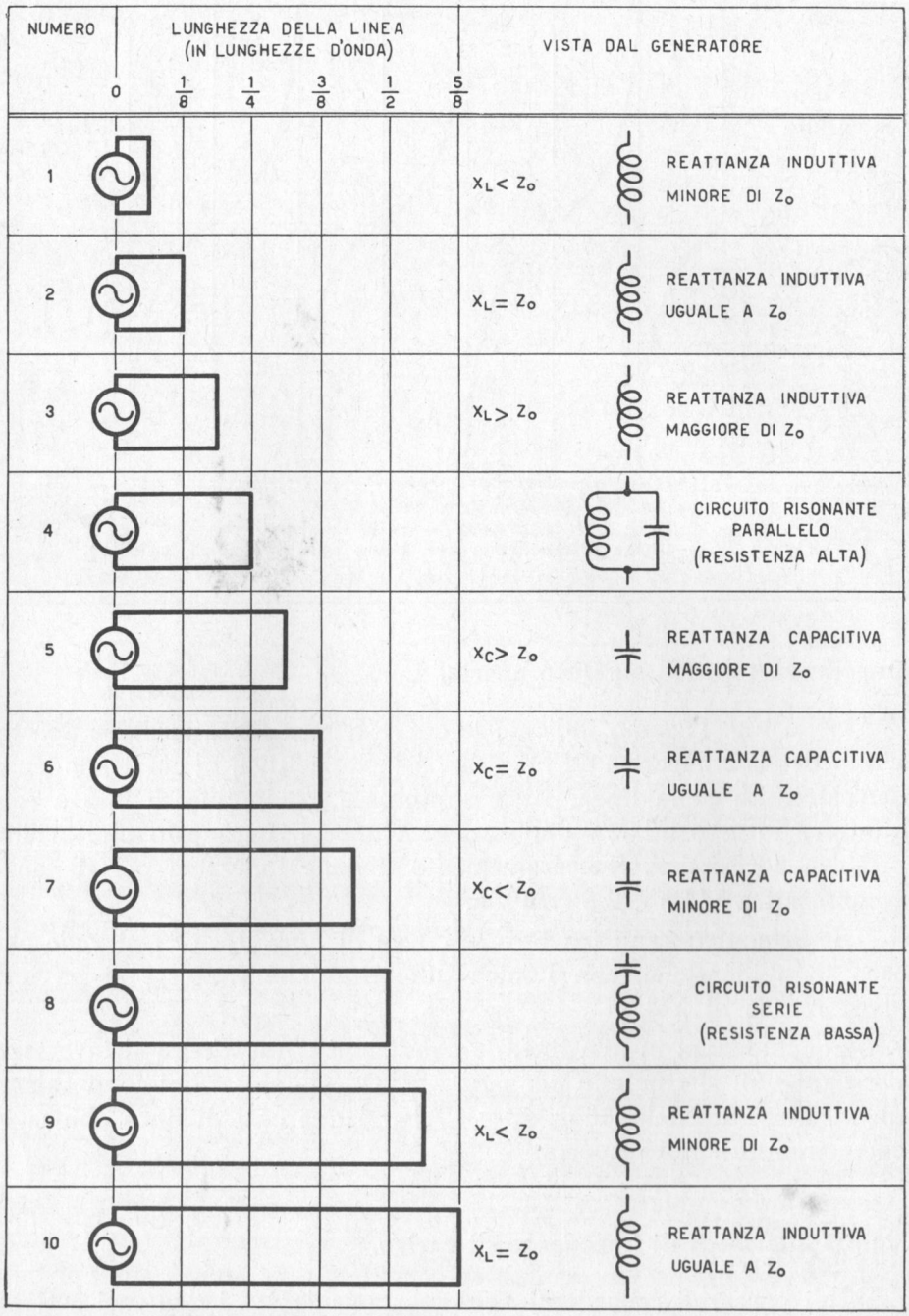


Figura 18. - Linea di trasmissione chiusa in cortocircuito.

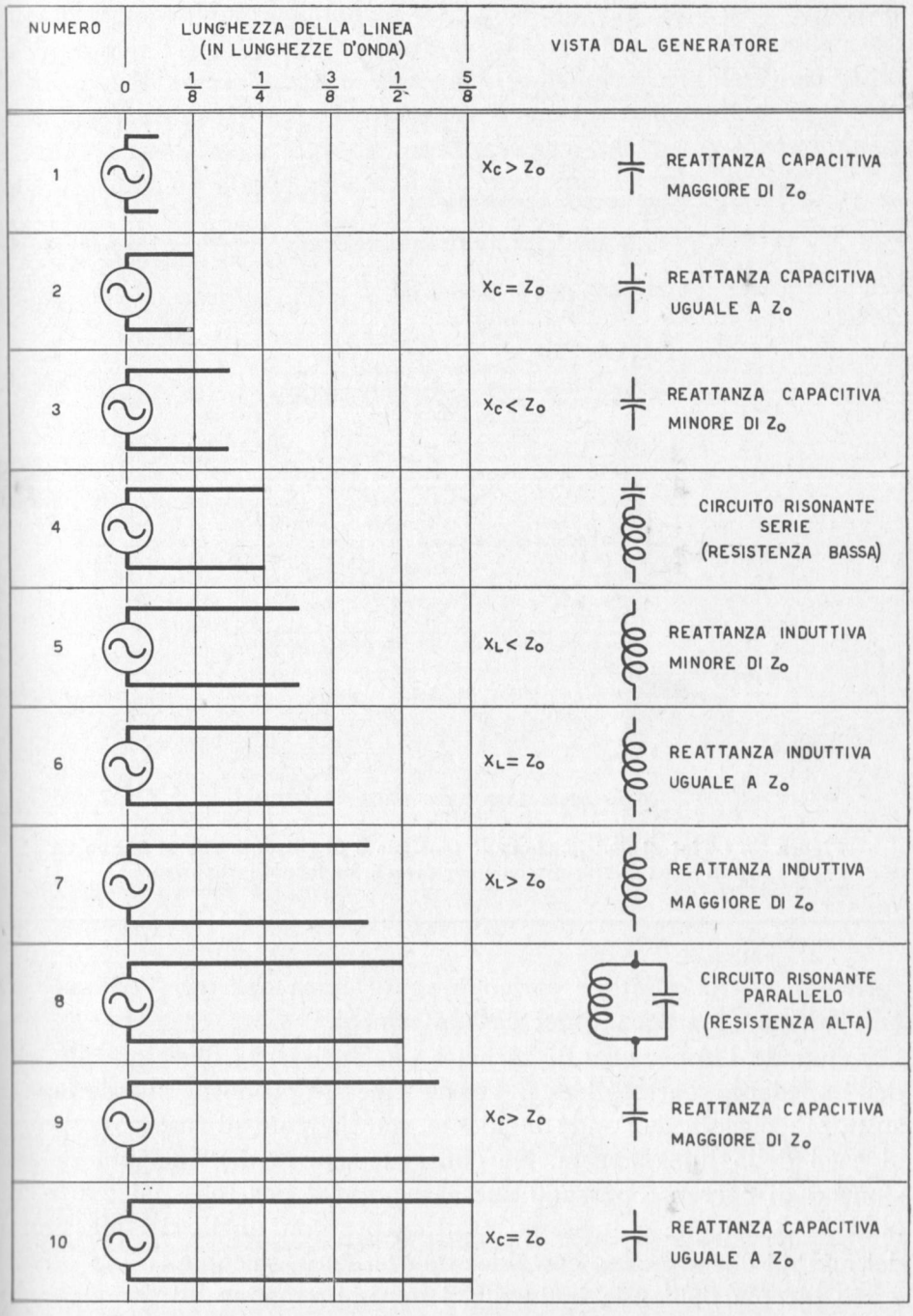


Figura 19. - Linea di trasmissione aperta.

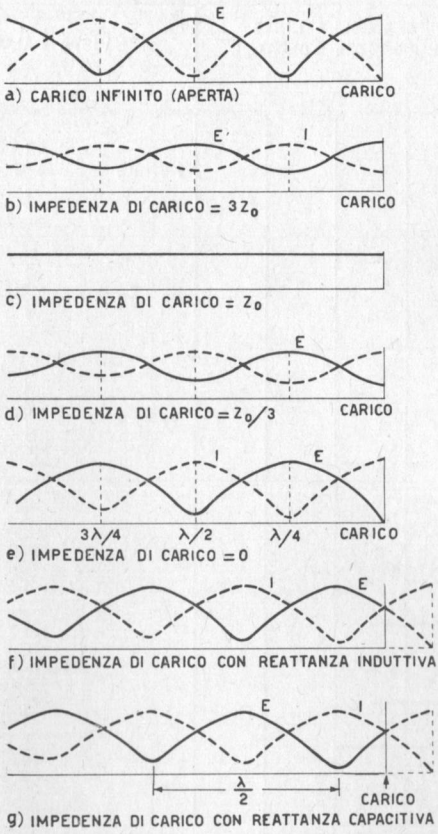


Figura 20. - Tipi di distribuzione di tensione e di corrente che si hanno su una linea di trasmissione per diverse impedenze di carico.

carico in cortocircuito e carico infinito (linea aperta). Vediamo ora brevemente cosa accade nei casi intermedi.

Quando l'impedenza di carico è una resistenza di valore più alto dell'impedenza caratteristica, l'onda riflessa prodotta sul carico risulta più piccola dell'onda incidente, ma l'angolo di fase corrisponde al caso della linea aperta. Ne consegue che le distribuzioni di tensione o di corrente passano successivamente per massimi e per minimi in punti che coincidono esattamente con quelli dei massimi e dei minimi che si hanno con linee aperte. Però, siccome l'onda riflessa è più piccola dell'onda incidente, i minimi vengono ad avere un'ampiezza solo leggermente minore della tensione esistente sul carico.

Questo fatto è illustrato dalla Fig. 20 *b*. Nella Fig. 21 *b* sono riportati i diagrammi vettoriali che mostrano come le tensioni dell'onda incidente e dell'onda riflessa si sommano per fornire la tensione sulla linea, nel caso di $R_L > Z_o$. Un confronto con i corrispondenti diagrammi di Fig. 21 *a* mostra chiaramente come e perché la situazione si modifica quando l'onda riflessa è più piccola dell'onda incidente.

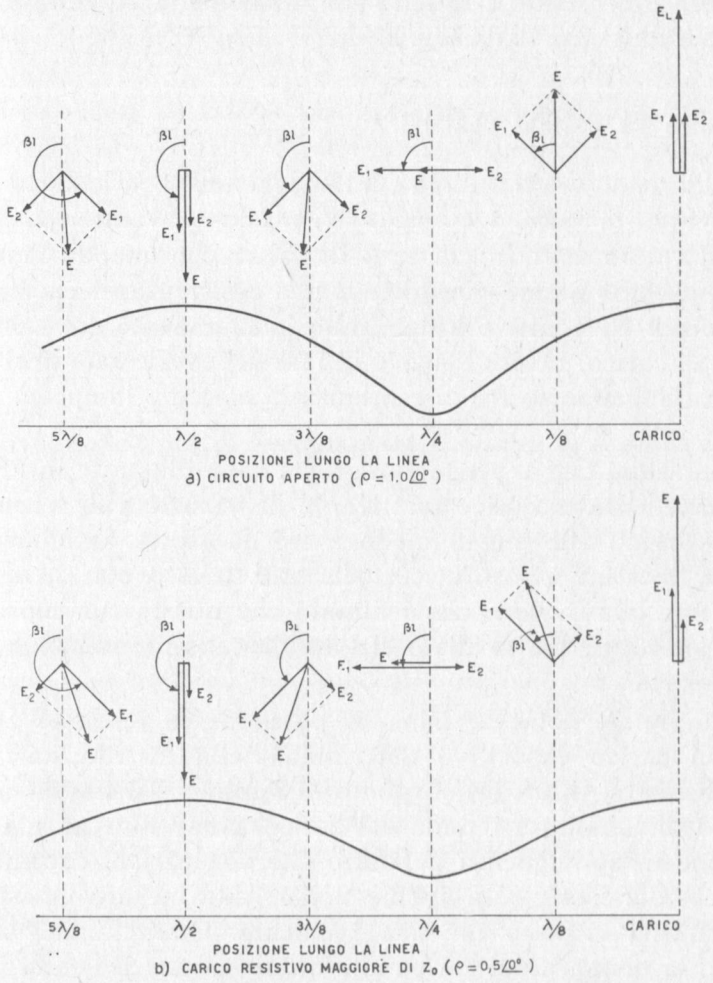


Figura 21. - Diagrammi vettoriali indicanti il modo con cui le onde incidente e riflessa si combinano per formare la distribuzione di tensione sulla linea di trasmissione. (Si suppone che nella riflessione non si abbia spostamento di fase dell'onda di tensione e che l'attenuazione della linea sia trascurabile).

Quando l'impedenza di carico è una resistenza di valore minore dell'impedenza caratteristica della linea, l'onda riflessa risulta più piccola dell'onda incidente e la sua relazione di fase rispetto all'onda incidente risulta identica a quella che si ha nel caso di linea in cortocircuito. In queste condizioni, le distribuzioni di tensione e di corrente presentano dei massimi e dei minimi corrispondenti esattamente, come posizione, a quelli che si hanno con linee chiuse in cortocircuito. Però, tanto i massimi quanto i minimi risultano meno accentuati. Questa situazione è illustrata dalla Fig. 20 *d*.

Linee chiuse su carichi reattivi.

Consideriamo ora il caso in cui l'impedenza di carico sia costituita da una reattanza pura. L'esame dell'equazione avanti riportata, che fornisce il valore del coefficiente K dimostra che quando l'impedenza caratteristica può essere considerata una resistenza, il coefficiente di riflessione per R_L reattivo è uno, indipendentemente dal valore della reattanza di carico. Invece l'angolo di fase del coefficiente di riflessione dipenderà dal rapporto fra la reattanza di carico e l'impedenza caratteristica.

Le situazioni che si vengono a creare sono illustrate in Fig. 20 *f-g*. Con un'impedenza di carico reattiva, le distribuzioni di tensione e di corrente variano allo stesso modo e con la stessa entità rispetto a quando la linea è aperta o in cortocircuito. Invece, con un'impedenza di carico reattiva avviene che i minimi che queste curve presentano risultano spostati rispetto alla posizione che tali minimi hanno nel caso di linea aperta.

Se si prende come termine di paragone la tensione con linea aperta, un carico capacitivo determina, nella distribuzione di tensione, il formarsi di un primo punto di minimo a distanza minore di un quarto di lunghezza d'onda dal carico, come illustra la Fig. 20 *g*. Ciò avviene in conseguenza del fatto che con carichi capacitivi l'angolo di fase del coefficiente di riflessione risulta negativo, ossia l'onda riflessa ritarda rispetto all'onda incidente. Quindi, con un carico capacitivo la distanza dal carico alla quale la fase dell'onda riflessa è in ritardo di 180° rispetto a quella dell'onda incidente risulta minore di un quarto di lunghezza d'onda. All'opposto, un carico induttivo provoca il formarsi del primo minimo di tensione ad una distanza dal carico maggiore di un quarto di lunghezza d'onda, come illustra la

Fig. 20 *f*. Ciò avviene in conseguenza del fatto che, in questo caso, l'angolo di fase del coefficiente di riflessione è positivo.

Quando il carico è contemporaneamente induttivo e capacitivo, lo spostamento dei punti di minimo rispetto alla posizione che essi hanno nel caso di linea aperta risulta tanto maggiore quanto minore è la reattanza di carico. Bisogna inoltre tener presente che l'effetto di un carico reattivo consiste solamente in uno spostamento della posizione dei minimi. La distanza fra i minimi consecutivi rimane sempre di mezza lunghezza d'onda, come nel caso di linea aperta oppure in cortocircuito.

Le impedenze di carico che abbiano contemporaneamente componenti resistive e reattive daranno luogo ad una distribuzione di tensione e di corrente nella quale la variazione di ampiezza lungo la linea risulta meno accentuata che nel caso di linee aperte o in cortocircuito e ciò perché il coefficiente di riflessione risulta minore di uno, come nelle Figg. 20 *b* e *d*. Però, contemporaneamente, i massimi e i minimi risultano spostati lungo la linea nella stessa direzione, come nel caso di carico puramente reattivo.

Irregolarità nelle linee di trasmissione. Capacità di discontinuità.

Quando un'onda che si sposta lungo una linea di trasmissione incontra una discontinuità del dielettrico, viene parzialmente riflessa, ossia mentre una parte prosegue il suo cammino lungo la linea verso il carico, un'altra parte dell'onda viene riflessa. Quindi, in una linea di trasmissione la cui terminazione presenta un carico uguale all'impedenza caratteristica, una discontinuità esistente in qualsiasi punto della linea provocherà il formarsi di onde stazionarie sulla parte della linea compresa fra il generatore e il punto di discontinuità.

Le discontinuità possono essere di vari tipi. Le cause più frequenti di discontinuità sono le piegature molto acute, i supporti isolanti, le giunture che presentino resistenza, gli eventuali circuiti accoppiati con le linee e gli oggetti estranei che siano in grado di alterare il campo elettrico o quello magnetico, come ad esempio, le sonde, i corpi isolanti o conduttori posti nelle vicinanze, etc.

Un tipo di discontinuità particolarmente importante alle frequenze VHF e UHF è quello che consiste in una alterazione della conformazione geometrica della linea. Questo tipo di discontinuità provoca distorsioni dei campi elettrico e magnetico.

Consideriamo ad esempio un cavo coassiale nel quale l'impedenza caratteristica cambi bruscamente in seguito ad una variazione del diametro del conduttore esterno. La distorsione dei campi elettrico e magnetico in vicinanza della giunzione equivale a quella che si genera sulla linea quando in parallelo alla giunzione, viene inserita una capacità. Questa *capacità di discontinuità* di solito è di qualche frazione di micro-microfarad, tuttavia, alle frequenze UHF la sua reattanza è sufficientemente bassa, tanto da alterare sensibilmente il comportamento della linea.

Di solito, tutte le volte che si ha alterazione della configurazione geometrica della linea, si crea una capacità di discontinuità. Pertanto anche in corrispondenza ai punti d'inserzione dei tronchi di linea si viene a generare una piccola capacità che risulta in parallelo alla linea coassiale, nel punto di giunzione. L'effetto di questa capacità si aggiunge a quello causato dal tronco di linea.

Impedenza d'entrata alla linea.

In questo paragrafo esamineremo l'impedenza che il generatore collegato ad una linea « vede ».

Se una linea è adattata al carico, il generatore « vede » un'impedenza uguale all'impedenza caratteristica della linea, indipendentemente dalla lunghezza di quest'ultima. Quando si verifica questa condizione si dirà che la linea è *non risonante*.

Se una linea non è adattata al carico, si crea lungo la linea un regime di onde stazionarie e allora l'impedenza che il generatore « vede » varierà da un massimo ad un minimo a seconda della lunghezza della linea. Pertanto, il generatore non « vede » un'impedenza costante (uguale alla Z_0 della linea) ma « vede » un'impedenza di valore variabile, che chiamasi *impedenza d'entrata nella linea*. Questa differisce dalla Z_0 della linea tanto più, quanto più alto è il rapporto di onde stazionarie (*ROS*) sulla linea.

Siccome quando la linea è aperta oppure è chiusa in cortocircuito il *ROS* è infinito, l'impedenza che il generatore può vedere può variare da zero ad infinito, a seconda della lunghezza della linea ossia della distanza fra generatore e carico (vedi Figg. 13, 14, 16 e 17).

L'impedenza d'entrata di una linea non solo varia al variare del carico sulla linea, ma varia altresì al variare della sua lunghezza elettrica (in $\lambda/2$) ossia della frequenza del segnale.

Ciò significa che quanto abbiamo detto a proposito delle varie lunghezze della linea può essere ripetuto per una linea di lunghezza costante, facendo variare la frequenza del segnale.

In una condizione del genere, poiché l'impedenza che il generatore « vede » in una linea disadattata è funzione della frequenza, si dirà che la linea è *accordata* o *risonante*. Quindi una linea è risonante tutte le volte che ha un *ROS* diverso da 1.

Consideriamo il caso di una linea chiusa in cortocircuito, rappresentato dalla Fig. 16. Ad un quarto di lunghezza d'onda dall'estremità (o a multipli dispari di $\lambda/4$), l'impedenza della linea risulta minima ed è puramente resistiva. Una linea del genere si comporta quindi come un circuito risonante in serie.

Ad una distanza di $\lambda/2$ dal carico (e a multipli pari di $\lambda/4$), l'impedenza della linea risulta infinita e di natura resistiva, per cui la linea stessa si comporta come un circuito risonante in parallelo. È questa la ragione per cui, nella Fig. 16, sull'asse orizzontale sono scritte delle lettere *P* ed *S*, per indicare il tipo di circuito risonante che corrisponde a tali punti.

Se, invece di considerare una linea chiusa in cortocircuito, consideriamo una linea aperta (Fig. 17) si ha uno spostamento di $\lambda/4$ nella successione dei punti *P* ed *S*, ossia mentre la linea equivale ad un circuito risonante parallelo a distanze, dall'estremità, corrispondenti a multipli pari di $\lambda/4$, a distanze di multipli dispari di $\lambda/4$ la linea equivale ad un circuito risonante serie.

Nella Fig. 22 sono indicate graficamente le impedenze d'entrata di una linea chiusa in cortocircuito, al variare della lunghezza della li-

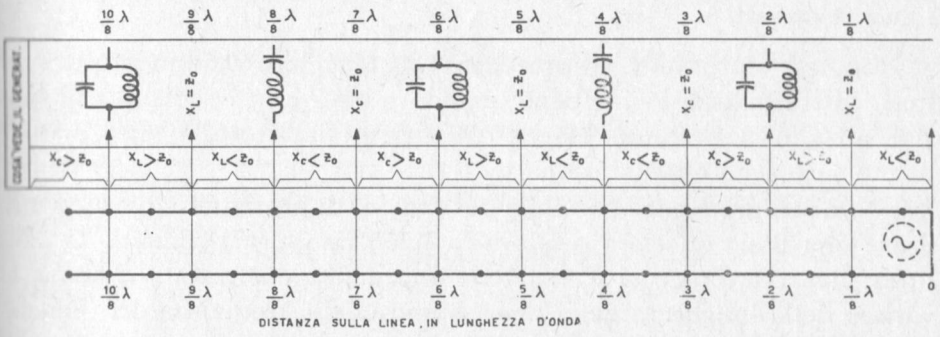


Figura 22. - Impedenze d'entrata nei vari punti della linea, per linea chiusa in cortocircuito.

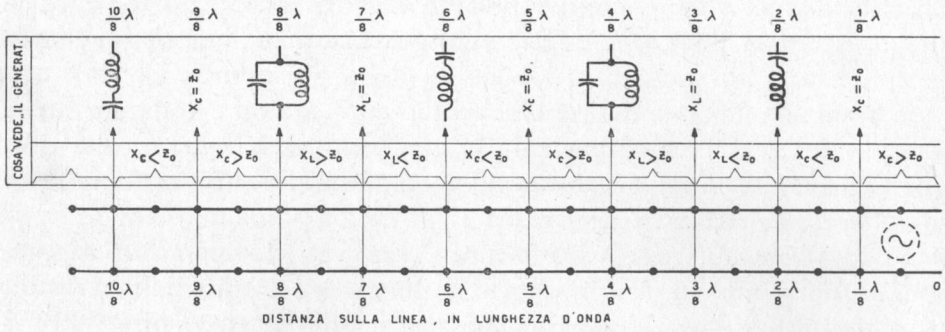


Figura 23. - Impedenze d'entrata nei vari punti della linea, per linea aperta.

nea, mentre nella Fig. 23 sono indicate le stesse impedenze, nel caso però di linea aperta.

Come si vede anche da queste due figure, il ciclo di passaggio da risonanza serie a risonanza parallelo e viceversa si ripete per ogni $\lambda/2$. La differenza fra le due figure consiste nel punto nel quale comincia il ciclo, dato che le due figure si possono considerare « traslate » l'una rispetto all'altra di $\lambda/4$, per cui si può dire che l'impedenza vista dal generatore per una linea chiusa in cortocircuito è uguale a quella che il generatore vede per una linea aperta, la quale sia più lunga o più corta di $\lambda/4$ rispetto alla linea chiusa in cortocircuito.

In precedenza si è detto che nelle linee risonanti si hanno perdite più alte che non nelle linee non risonanti. Malgrado ciò, in molti casi si usano le linee risonanti per risolvere determinati problemi, come vedremo in seguito.

Linee risonanti.

Come è stato detto in precedenza, il maggiore rendimento di una linea di trasmissione si ottiene quando questa è in condizione di non risonanza, ossia quando, essendo il carico adattato alla linea, non si hanno su questa onde stazionarie.

Non sempre è però possibile per ragioni di praticità o di economia, usare una linea adattata e allora la linea risulterà risonante. Questa linea presenta, come si è visto, un'impedenza d'entrata che varia al variare della lunghezza della linea, oppure della frequenza del segnale.

Per limitare gli inconvenienti connessi con questo stato di cose, occorre che la lunghezza della linea sia tale che al generatore corri-

sponda un ventre o un nodo di corrente, dato che in tale condizione l'impedenza della linea risulta puramente resistiva. Qualora non dovesse essere possibile fare ciò, bisognerà predisporre sul generatore un sistema che accordi, ossia compensi, la reattanza presentata dalla linea. Questo sistema deve essere tale da adattare l'impedenza d'entrata della linea con l'impedenza di carico del generatore.

Spesso è assai difficile adattare fra loro l'impedenza della linea di trasmissione con l'impedenza d'entrata del televisore e ciò soprattutto avviene alle UHF. In questo caso, per ottenere la migliore ricezione sul canale desiderato, si procederà molto semplicemente avvolgendo attorno alla linea una striscia di alluminio, alta da 5 a 7 cm e spostando questa guaina di alluminio lungo la linea fino ad ottenere la migliore ricezione.

Potenza assorbita dal carico e ROS.

Quando in una linea di trasmissione esistono onde stazionarie si ha perdita di potenza dato che una parte della potenza dell'onda incidente viene riflessa.

Supponendo che in una linea disadattata non avvengano perdite di potenza, la percentuale di potenza assorbita dal carico per un determinato rapporto di disadattamento, confrontata con quella che il carico assorbirebbe se vi fosse un perfetto adattamento è data da

$$\frac{2 \cdot (ROS)}{1 + (ROS)^2} \times 100$$

In una linea adattata si ha $ROS = 1$ e quindi la potenza assorbita dal carico è il 100 %. Invece, se si ha un *ROS* di 2, la percentuale di potenza assorbita dal carico, rispetto a quella che il carico assorbirebbe se vi fosse un perfetto adattamento d'impedenza è

$$\frac{4}{5} \cdot 100 = 80\ \%$$

Nella Fig. 24 sono rappresentate le percentuali della potenza assorbita dal carico, per valori di *ROS* compresi fra 1 e 10.

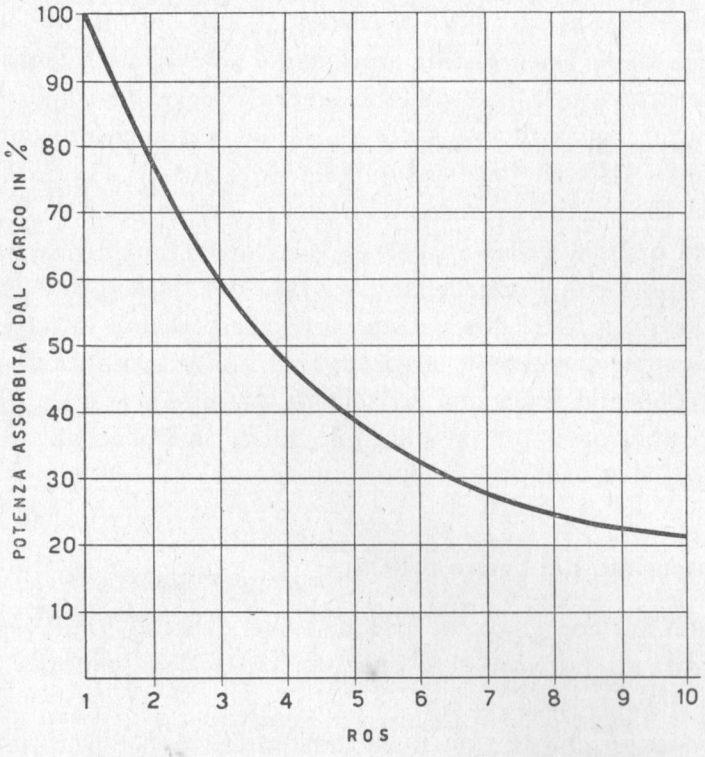


Figura 24. - Potenza assorbita dal carico per vari rapporti di onde stazionarie.

Perdite nelle linee di trasmissione.

Tutti i tipi di linee di trasmissione presentano perdite, la cui entità differisce da un tipo di linea all'altro. Però in tutte le linee sono sempre presenti i seguenti quattro tipi di perdite, in maniera più o meno notevole.

Le perdite nelle linee di trasmissione sono di quattro tipi:

1) Perdite per resistenza.
2) Perdite per radiazione.
3) Perdite nel dielettrico.
4) Perdite per induzione.

Tutte insieme, queste perdite costituiscono l'attenuazione della linea. Questa attenuazione è tanto maggiore quanto più lunga è la linea.

Di solito l'attenuazione viene definita in decibel per metro o per 10 metri di linea.

Perdite per resistenza.

Le perdite per resistenza dei conduttori sono causate prevalentemente dall'effetto pellicolare, e pertanto risultano più alte quanto maggiore è la frequenza del segnale trasmesso lungo la linea.

La resistenza di un conduttore quando è percorso da una corrente a radiofrequenza è maggiore della resistenza che il conduttore stesso offre al passaggio della corrente continua.

Il fenomeno è dovuto al fatto che la corrente a radiofrequenza non circola su tutta la sezione del conduttore, ma circola solo su uno strato di esso, il cui spessore è tanto minore quanto maggiore è la frequenza. Pertanto la sezione utile del conduttore diviene minore al crescere della frequenza e conseguentemente aumenta la resistenza. Questo effetto prende il nome di effetto pellicolare.

La spiegazione dell'effetto pellicolare è la seguente. Quando un conduttore è attraversato da una corrente, il flusso magnetico che si genera assume la forma di cerchi concentrici con l'asse del filo, del tipo di quelli illustrati in Fig. 25 *A*. Una parte di questo flusso esiste anche internamente al conduttore e quindi si concatena con la corrente che circola nella zona centrale del conduttore, mentre non si concatena con quella che circola vicino alla superficie. Ne consegue che l'induttanza della parte centrale del conduttore risulta maggiore di quella della parte superficiale del conduttore stesso, dato che nella regione centrale viene ad esistere un numero maggiore di linee di flusso.

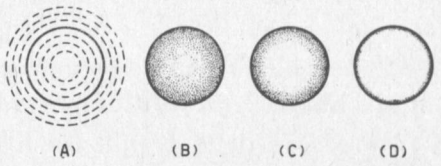


Figura 25. - Densità di circolazione di corrente.

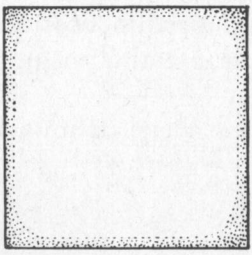


Figura 26. - Distribuzione di corrente in un conduttore di forma quadrata.

Alle frequenze radio, la reattanza di questa induttanza additiva risulta sufficientemente grande, per cui influisce sensibilmente sulla distribuzione della corrente nel conduttore. Di tale corrente, una parte preponderante circolerà lungo la superficie del conduttore, dove l'impedenza è piccola, mentre la corrente che circola in prossimità del centro del conduttore, dove l'impedenza è più alta, sarà minore. In conclusione, la parte centrale del conduttore non conduce quella aliquota di corrente che le competerebbe, per cui la resistenza reale od effettiva del conduttore risulta maggiore, dato che in effetti risulta sensibilmente ridotta la sezione del conduttore nella quale circola la corrente.

Nella Fig. 25 è illustrato il modo con cui la corrente circola in un conduttore di forma circolare (la densità della corrente è proporzionale alla densità della punteggiatura). In (*A*) sono indicate le linee di flusso che si generano per il passaggio della corrente continua. La Fig. 25 *B* indica approssimativamente la densità di corrente a frequenze « medie », ossia intorno ai 500 kHz. La Fig. 25 *C* indica la distribuzione di corrente a frequenze ancora più alte e la Fig. 25 *D* quella a frequenza VHF-UHF.

Se il conduttore, anziché avere sezione o forma circolare, ha sezione quadrata, la distribuzione di corrente diviene quella di Fig. 26, che dimostra come in corrispondenza agli spigoli si ha la maggiore densità di corrente.

Il rapporto fra resistenza effettiva a corrente alternata e resistenza a corrente continua si chiama *rapporto di resistenze*.

Esso aumenta al crescere della frequenza, della conduttività del materiale e con la dimensione del conduttore.

Quando la frequenza è sufficientemente alta, la densità della corrente risulta, per effetto pellicolare, maggiore alla superficie del conduttore che all'interno del conduttore stesso. Tale densità di corrente, man mano che ci si allontana dalla superficie, diminuisce secondo la relazione

$$\frac{\text{corrente alla profondità } s}{\text{corrente alla superficie}} = e^{-\frac{s}{\theta}}$$

Il termine θ è denominato profondità di penetrazione e il suo valore è dato dall'espressione

$$\theta = 5033 \sqrt{\frac{\rho}{\mu f}}$$

nella quale sono

θ = profondità di penetrazione, in cm;

ρ = resistività del conduttore, in ohm per centimetro cubo;

f = frequenza, in Hz;

μ = permeabilità magnetica del materiale (per l'aria la permeabilità è uno).

Per il rame, a 20° C l'espressione suddetta risulta

$$\text{Profondità di penetrazione, in cm} = \frac{6{,}62}{\sqrt{f}}$$

Ad 1 MHz la profondità di penetrazione risulta di 0,06 mm ossia a 0,06 mm dalla superficie, la corrente che circola nel rame risulta il 36,8 % della corrente che circola alla superficie. A 1.000 MHz, la profondità di penetrazione risulta di 0,002 mm.

Quando due o più conduttori vicini sono percorsi da corrente, come avviene nelle linee di trasmissione, la distribuzione di corrente di uno qualsiasi dei conduttori risente del flusso magnetico generato dal conduttore adiacente oltre che del flusso magnetico dovuto alla corrente che circola nel conduttore in esame. Questo effetto, denominato effetto di prossimità, normalmente provoca un aumento del valore di resistenza reale, rispetto alla resistenza dovuta unicamente

all'effetto pellicolare ed è particolarmente importante nelle bobine per circuiti accordati e nelle linee di trasmissione per VHF e UHF.

Perdite per radiazione.

Tutte le volte che un conduttore è percorso da una corrente alternata, avviene che un campo elettromagnetico viene irradiato nello spazio, dove si propaga con la velocità della luce.

Alle frequenze industriali (50 Hz) il campo risulta molto debole, dato che la lunghezza della linea è sempre molto piccola rispetto alla lunghezza d'onda.

Alle radiofrequenze, le lunghezze delle linee sono comparabili e in molti casi superiori alla lunghezza d'onda del segnale che su esse viaggia, per cui viene irradiata energia nello spazio sotto forma di onde elettromagnetiche.

La quantità di energia irradiata dipende, fra l'altro, dalla lunghezza del conduttore in relazione alla frequenza o alla larghezza d'onda della corrente a radiofrequenza. Se il conduttore è molto corto rispetto alla lunghezza d'onda, l'energia irradiata (a parità di corrente) risulterà piccola. Invece, quando una linea di trasmissione viene usata per alimentare un'antenna oppure per inviare il segnale ad un ricevitore, la lunghezza della linea risulta notevole rispetto alla lunghezza d'onda del segnale e pertanto una apprezzabile frazione dell'energia inviata alla linea viene da questa irradiata.

Le perdite per radiazione provocano due effetti: anzitutto alla fine della linea si ha un segnale minore di quello applicato all'entrata della linea; secondariamente, una linea che irradia altera il diagramma di direttività dell'antenna. Quanto sopra vale tanto per le linee di collegamento fra un trasmettitore e l'antenna, quanto per quelle che collegano l'antenna ad un ricevitore.

Inoltre per il semplice fatto che una linea di trasmissione per ricezione irradia, si ha che essa è in grado di captare segnali indesiderati come ad esempio, disturbi, irradiazioni da parte di altri ricevitori, etc. Avviene cioè che la linea capta segnali che non vengono captati dal l'antenna dato che:

a) di solito l'antenna viene installata in punti tanto alti da non essere raggiunti dai segnali interferenti;

b) la caratteristica di direttività dell'antenna è sufficiente ad attenuare questi disturbi facendo loro assumere livelli insignificanti.

Le linee bifilari a piattina sono costituite da due conduttori paralleli, di uguale diametro. Se nel sistema non vi è nulla che possa alterare la condizione di bilanciamento (simmetria) della linea, si ha che in ognuno dei due conduttori circola una corrente uguale a quella che circola nell'altro conduttore. Le due correnti hanno però direzioni opposte. Ciò vuol dire che i campi elettromagnetici generati dai due conduttori hanno la stessa intensità ma risultano di opposte polarità, per cui si annullano fra loro. In queste condizioni si ha cioè che il campo totale irradiato dalla linea di trasmissione è zero e quindi non viene irradiata alcuna energia.

In pratica i campi non si annullano completamente fra loro dato che i due conduttori non occupano esattamente la stessa posizione nello spazio, pur essendo relativamente poco distanti fra loro. Tuttavia l'annullamento del campo può definirsi completo quando la distanza fra i conduttori è piccola in confronto con la lunghezza d'onda del segnale. In pratica, la radiazione da parte delle linee di trasmissione bifilari è trascurabile quando la distanza fra i conduttori non supera lo 0,01 della lunghezza d'onda, a condizione però che le correnti nei due conduttori siano effettivamente bilanciate.

L'entità della radiazione è proporzionale alla corrente che circola nella linea. Siccome, quando su una linea di trasmissione vi sono onde stazionarie, la corrente effettiva, ai fini della radiazione, aumenta, si ha che al crescere del *ROS* su un linea aumenta la radiazione della linea stessa. È questa una delle ragioni che sconsigliano l'impiego di linee risonanti.

Però se la distanza fra i conduttori è piccola e se le correnti nei due conduttori sono bilanciate, la radiazione di una linea bifilare risulta trascurabile anche in caso di alto rapporto di onde stazionarie.

Sull'entità della radiazione da parte delle linee bifilari ha molto più importanza uno sbilanciamento, anche se di modesta entità, fra le correnti nei due fili della linea.

Per la loro stessa struttura, le linee coassiali, presentano perdite per radiazione estremamente basse poiché, siccome i due conduttori sono concentrici, i campi sviluppati dai due conduttori occupano lo stesso posto nello spazio e quindi si annullano completamente fra loro.

Perdite nel dielettrico.

Nella costruzione delle linee di trasmissione si fa sempre uso di materiale isolante, che serve a tenere costante la distanza fra i due

conduttori della linea. È appunto questo materiale che provoca le perdite dielettriche della linea. Nei cavi coassiali, quando tutto lo spazio fra conduttore interno e conduttore esterno non è riempito da materiale dielettrico solido, esistono delle rondelle o centratori che, disposti ad intervalli regolari, assicurano la centratura del conduttore interno rispetto a quello esterno. Questi dischetti di materiale isolante fanno sì che l'isolamento del cavo coassiale consista quasi esclusivamente di aria.

Per quanto riguarda il materiale interposto fra i conduttori, le linee di trasmissione bifilari possono essere di vari tipi. Vi è il comune tipo a piattina, nel quale il materiale isolante (normalmente polietilene) riempie uniformemente tutto lo spazio compreso fra i due conduttori. Questo materiale serve unicamente ad assicurare una distanza costante fra i due conduttori della linea. Il tipo di materiale isolante deve essere tale da non presentare perdite eccessive alle frequenze del segnale che deve essere trasmesso. È questa la ragione per cui non è possibile usare in queste linee gomma, cotone etc.... dato che alle frequenze alte questi materiali darebbero luogo a perdite notevoli. Queste perdite equivalgono a resistenze poste in parallelo alla linea, e il cui valore dipende appunto dalla natura del materiale isolante adoperato.

Mentre alle frequenze VHF le perdite dielettriche non risultano molto gravi, alle frequenze UHF esse diventano assai importanti ed è appunto questa la ragione per cui alle UHF vengono adottate particolari linee di trasmissione, nelle quali le perdite dielettriche siano limitate a valori tollerabili.

Perdite per induzione.

Tutte le linee di trasmissione generalmente passano vicino a corpi conduttori esterni. Siccome i campi elettrico e magnetico dovuti all'energia che circola nella linea si estendono fino a distanze considerevoli dalla linea stessa, avviene che si generano correnti indotte sui conduttori esterni alla linea, le quali correnti provocano perdite sulla linea stessa. Queste perdite vengono denominate perdite per induzione.

L'energia conferita ai corpi conduttori circostanti per effetto delle correnti indotte dalla linea equivale all'energia che il secondario di un trasformatore assorbe dal primario del trasformatore stesso, dato che i conduttori circostanti risultano accoppiati induttivamente alla linea di trasmissione. Per ridurre al minimo le perdite per induzione

bisogna installare la linea alla maggiore distanza possibile da qualsiasi altro conduttore oppure si deve usare, come linea di trasmissione, la linea coassiale la quale presenta appunto le minime perdite per induzione. Infatti la linea coassiale risulta efficacemente schemata e lo schermo limita gli accoppiamenti induttivi fra conduttore interno e corpi circostanti.

Linee di trasmissione per UHF.

La linea di trasmissione è uno dei fattori che maggiormente influiscono sull'intensità dei segnali UHF che arrivano al televisore. Ai fini della stabilità della ricezione, occorre che il livello di segnale non diminuisca sensibilmente quando la linea diviene umida per effetto della pioggia o quando su essa si sia depositata polvere o fumo.

Con l'attuale stato di sviluppo dei materiali dielettrici le linee migliori sono quelle che presentano la maggiore quantità possibile di isolamento in aria. Perché queste linee conservino le loro caratteristiche con qualunque condizione di tempo, occorre che l'aria in esse contenuta rimanga secca.

Per tale ragione occorre che la linea venga chiusa alle estremità. Per evitare però che al diminuire della temperatura ambiente l'umidità dell'aria contenuta dentro la linea possa condensarsi, è necessario che la linea non venga chiusa ermeticamente.

In America è stato sviluppato (dalla Anaconda) un tipo speciale di linea di trasmissione a 270 Ω per funzionamento su UHF. Questa linea consiste (Fig. 27) di due tubi di polietilene circondati da una guaina, anch'essa in polietilene e perciò resistente alla pioggia. La costruzione della guaina esterna e la sua forma sono tali che essa presenta una limitata superficie di contatto con i tubi interni, assicurando così un isolamento prevalentemente in aria. Internamente, ogni tubo contiene un conduttore rigido, che viene tenuto al centro del relativo tubo mediante un filo di polietilene avvolto a spirale. In questo modo, fra conduttore e tubo interno vi è un isolamento costituito prevalente-

Figura 27. - La linea Anaconda per UHF.

mente da aria e inoltre fra conduttore e filo di polietilene la superficie di contatto risulta minima.

È evidente che, per effetto della sua costruzione, la linea mantiene una distanza costante fra i due conduttori e che fra questi ultimi l'isolamento consiste prevalentemente di aria.

Le perdite di questo tipo di linea sono di 1,2 db per ogni 10 metri di lunghezza, a 500 MHz, e di 1,7 db a 900 MHz.

Per assicurare una buona protezione contro la pioggia è necessario provvedere a chiudere ermeticamente le estremità della linea, così da evitare che entro di essa penetri umidità che potrebbe pregiudicare l'isolamento fra i conduttori. Nella Fig. 28 è illustrato un tipo di chiusura consigliabile per questa linea.

Un altro tipo di linea di discesa di antenna è la cosiddetta linea tubolare (v. Fig. 29) prodotta in America dalla Amphenol (tipo 14-271). Essa presenta il vantaggio di un isolamento quasi completamente in aria nello spazio compreso fra i due conduttori, nello spazio cioè in cui l'isolamento ha la maggiore importanza (ossia direttamente fra un conduttore e l'altro). Allo scopo di mantenere più che possibile co-

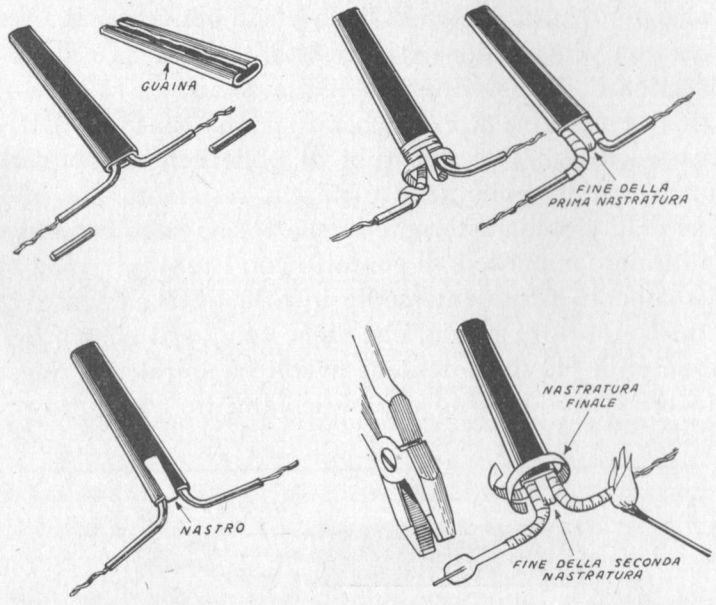


Figura 28. - Come si procede alla chiusura della linea Anaconda per UHF.

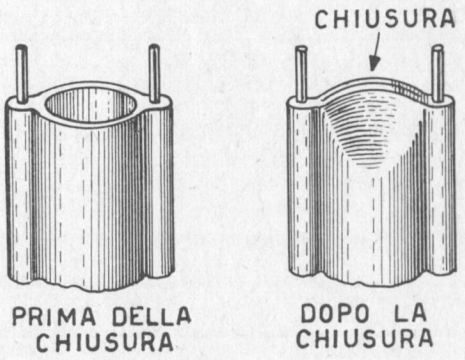


Figura 29. - La linea tubolare Amphenol. (E' illustrato anche il modo con cui va chiusa all'estremità).

stante la distanza fra i due conduttori, la guaina esterna di questa linea è di spessore e robustezza sufficiente.

In tal modo essa assicura anche l'impermeabilità alla pioggia e all'umidità. La chiusura della linea alle estremità verrà eseguita riscaldandola con la fiamma di un fiammifero e poi schiacciandola con una pinza.

L'attenuazione caratteristica di questo tipo di linea è di 1 db per ogni 10 metri di lunghezza, alla frequenza di 500 MHz.

Per evitare che in tutti i tipi suddetti di linea penetri la pioggia o l'umidità, l'estremità della linea collegata all'antenna deve essere

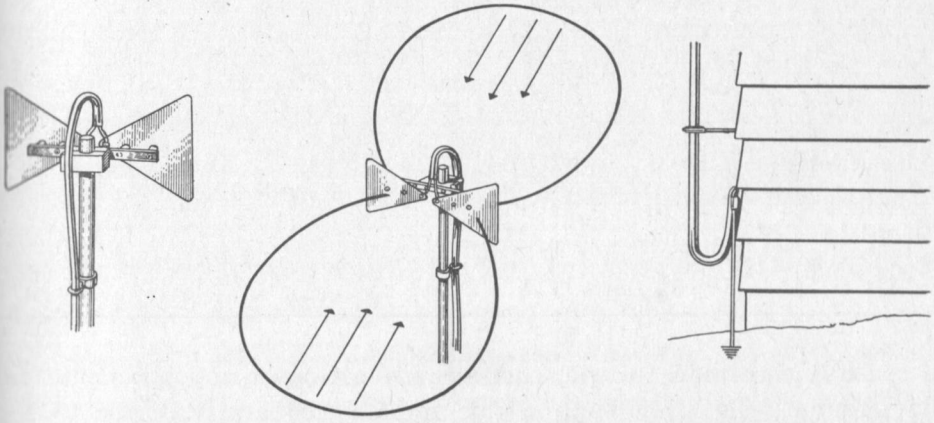


Figura 30. - Come si installa la linea tubolare Amphenol.

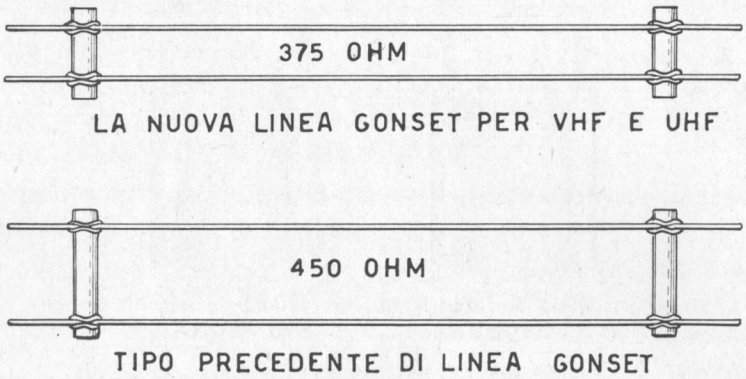


Figura 31. - La linea bifilare in aria per UHF della Gonset.

anzitutto chiusa ermeticamente e poi piegata in modo da fare un'ansa rivolta verso l'alto (Fig. 30). In vicinanza del punto in cui la linea penetra nell'appartamento, verrà eseguito un piccolo foro nella guaina di rivestimento esterno della linea, sul punto più basso dell'ansa ad U rivolta in basso che si fa fare alla linea.

A questo modo si rende possibile all'acqua di condensazione di uscire fuori dalla linea. Se invece quest'acqua rimanesse dentro la linea, si perderebbero molti dei vantaggi propri di questo tipo di linea.

Nella tabella che segue sono riportate le caratteristiche delle varie linee di trasmissione più frequentemente usate e il loro comportamento al variare delle condizioni meteorologiche.

	ATTENUAZIONE IN db × 10 m.					
	100 MHz		500 MHz		1000 MHz	
	secca	bagnata	secca	bagnata	secca	bagnata
Linea a piattina a 300 Ω . . .	0,4	2,4	1,1	6,6	1,7	10
Linea tubolare a 300 Ω . . .	0,4	0,8	1	2,3	1,6	3,3
Coassiale RG-59/U	1,2	—	3,2	—	4,8	—
Coassiale RG-11/U	0,6	—	1,7	—	2,6	—

Le linee bifilari in aria, costruite dalla Gonset appositamente per la gamma delle UHF sono a due impedenze caratteristiche (375 e 450 Ω). Esse sono illustrate dalla Fig. 31 (in scala 1 a 2), e le loro atte-

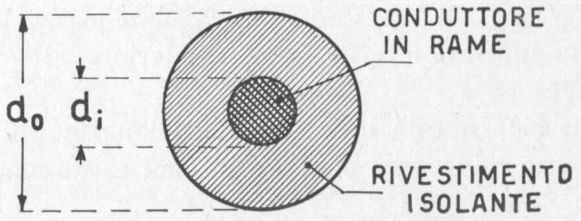
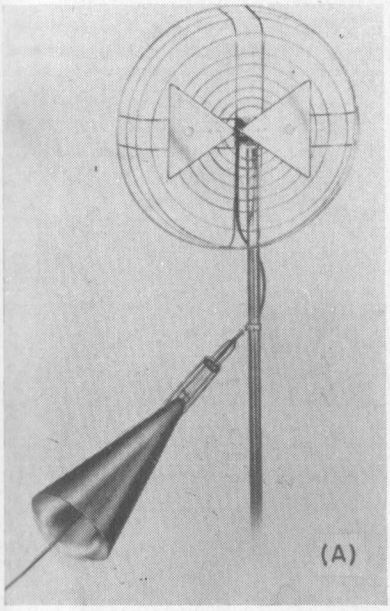


Figura 32. - La linea ad onda di superficie (G string).

nuazioni si aggirano su 0,6 db per ogni 10 metri, alla frequenza di 500 MHz.

Linea di trasmissione ad onda di superficie (G string).

La linea di trasmissione ad onda di superficie è una linea a conduttore unico, protetto da uno strato di dielettrico (generalmente



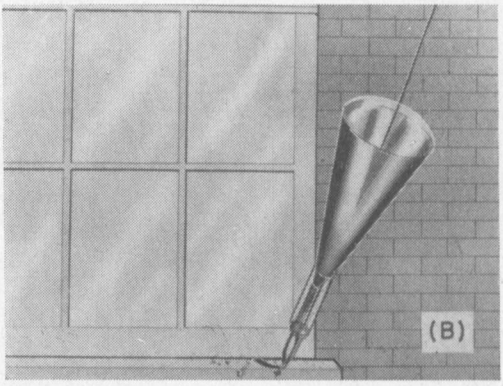


Figura 33. - Linea di trasmissione ad onda di superficie. (In (A) è rappresentata la tromba all'inizio della linea, in corrispondenza alla antenna. In (B) è rappresentata la tromba alla fine della linea, in prossimità del ricevitore).

polietilene marrone) di spessore relativamente notevole (Fig. 32). Il diametro del conduttore interno spesso è inferiore ad 1/3 del diametro totale della linea.

Per ottenere in questa linea una radiazione molto bassa occorre eccitarla a mezzo di trombe coniche ad ogni estremità, alla maniera indicata dalle Figg. 33 *A* e *B*.

L'apertura della tromba deve avere un diametro esattamente corrispondente ad un quarto della lunghezza d'onda.

Le perdite di questo tipo di linea sono circa eguali a quelle di una linea bifilare e di solito si aggirano su 0,6-0,7 db per ogni 10 metri di linea.

La frequenza limite inferiore alla quale questo tipo di linea può essere adoperato è di 50 MHz.

Alle perdite della linea bisogna aggiungere una perdita costante di 0,5-1 db provocata dalla coppia di trombe.

Nella Fig. 34 sono riportate le relazioni fra diametro del conduttore, spessore del dielettrico, riduzione della velocità di fase e impedenza, nel caso di dielettrico costituito da polietilene marrone. In questo grafico si sono indicati con:

λ = lunghezza d'onda in spazio libero;

ε_r = costante dielettrica dell'isolante (per il polietilene marrone $\varepsilon_r = 2{,}3$);

d_i = diametro del conduttore, in cm;

d_o = diametro esterno del rivestimento isolante, in cm;

θ_v = riduzione della velocità di fase;

c = velocità di propagazione in spazio libero.

Circa l'installazione di questo tipo di linea, bisogna seguire alcuni particolari accorgimenti, quali:

1) la linea deve avere un percorso quanto più possibile diritto e teso;

2) l'eventuale impiego di supporti provoca gravi perdite dovute al fatto che i supporti agiscono da superfici riflettenti, provocando attenuazioni di segnale;

3) le eventuali piegature (sempre sconsigliabili) debbono avere un raggio maggiore possibile;

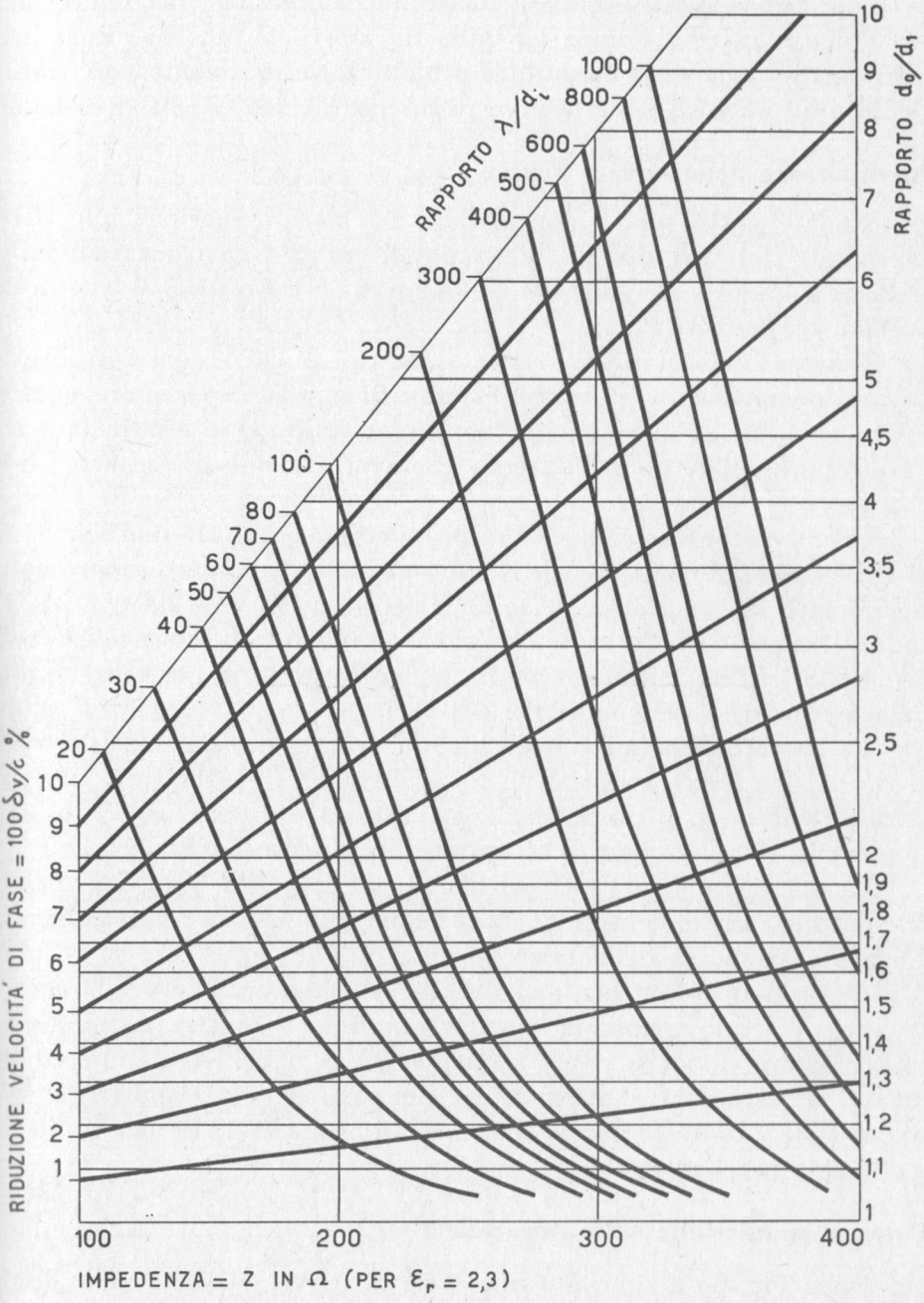


Figura 34. - Linea di trasmissione ad onda di superficie.

4) per eseguire eventuali piegature brusche bisogna interporre, fra i due tratti della linea ad onda di superficie, un cavo coassiale mediante il quale verrà eseguita la piegatura. Naturalmente, ogni tratto di linea ad onda di superficie verrà munito di una coppia di trombe.

Attenuazione delle linee a UHF.

Nella Fig. 35 sono riportate le curve di attenuazione alle UHF presentate dai vari tipi di linee. In tali curve, i cavi coassiali sono indicati solo dal loro numero. Così la curva del cavo RG-8/U è contrassegnata col numero 8.

Quando una curva si riferisce a più tipi di cavo, essa deve considerarsi come una curva approssimata. Si è preferito seguire questo sistema poiché, se si volessero rappresentare le curve relative ai vari cavi rappresentati da quella sola curva si avrebbe un grafico assai confuso.

Le curve contrassegnate con un numero seguito da una lettera *C* si riferiscono a linee coassiali in tubo di rame. Il numero rappresenta il diametro del conduttore esterno. Così la curva indicata con 22,2 *C* indica il cavo coassiale in tubo di rame con diametro esterno 22,2 mm.

Nelle perdite indicate è stato aggiunto un 20 % per tener conto delle irregolarità delle superfici dei cavi.

Le curve contrassegnate da un numero seguito da una lettera *S* si riferiscono a cavi coassiali in tubo di rame con isolamento in polistirolo (Stiroflex). Il numero indica il diametro esterno del cavo. Per questi cavi si può supporre un fattore di velocità di 0,91.

La curva indicata « Microstrip » si riferisce alla linea con dielettrico di fibra di vetro impregnata in teflon, con spessore di isolamento 1,6 mm e larghezza della linea 5,55 mm.

Le ordinate rappresentano i decibel di attenuazione per 30 metri di linea. Volendo conoscere le attenuazioni per 10 metri o 1 metro di linea basterà dividere rispettivamente per 3 e per 30 il numero di decibel trovato. Così, l'attenuazione del cavo RG-21/U alla frequenza di 900 MHz è di 42 db per 30 metri. Essa risulta di 12 db per 10 metri e di 1,2 db per 1 metro.

Potenza ammissibile sulle linee alle UHF.

Nella Fig. 36 è riportata una serie di curve, ciascuna delle quali indica la potenza che può essere immessa su un cavo coassiale, alle varie frequenze UHF.

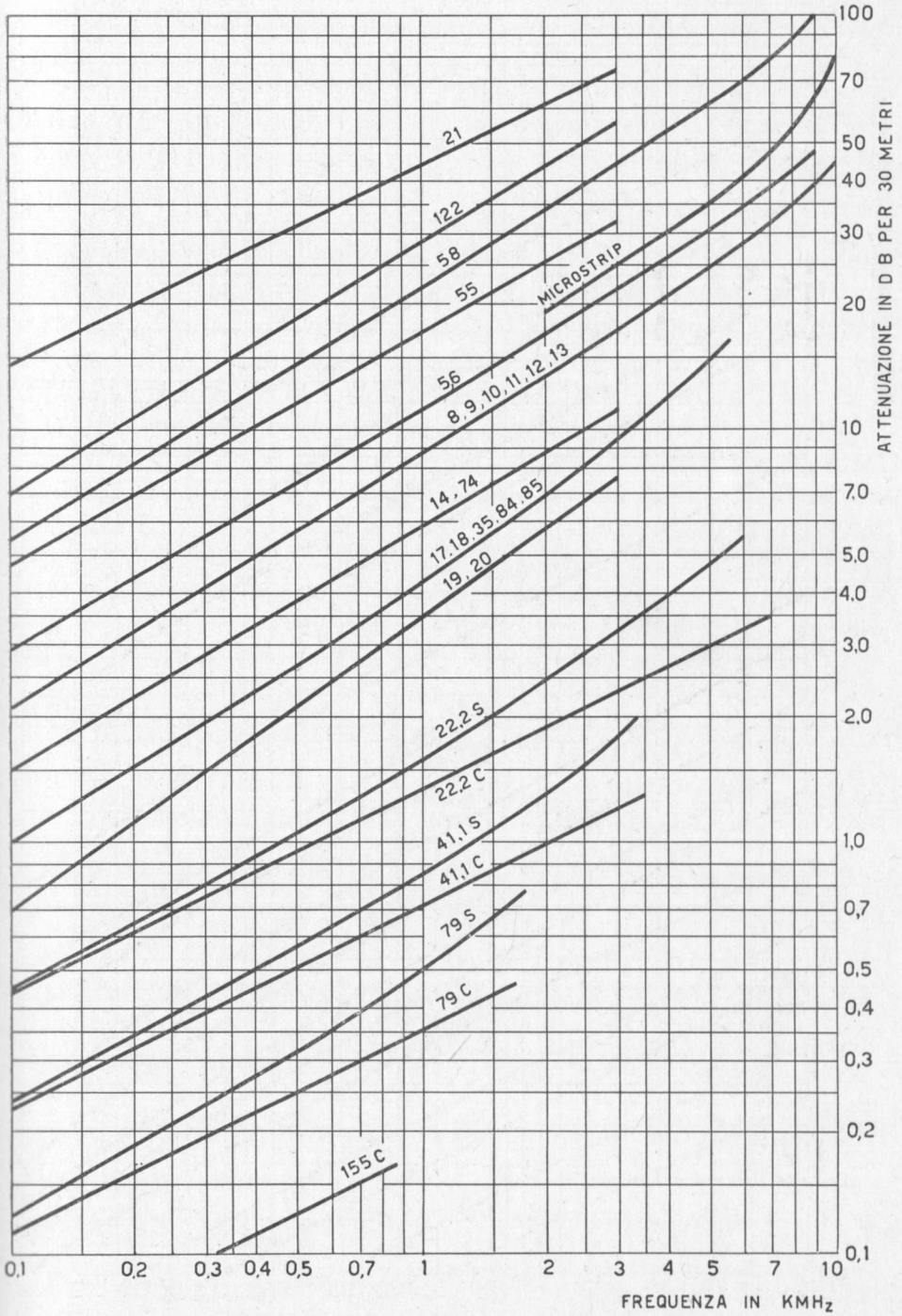


Figura 35. - Attenuazione delle linee a UHF.

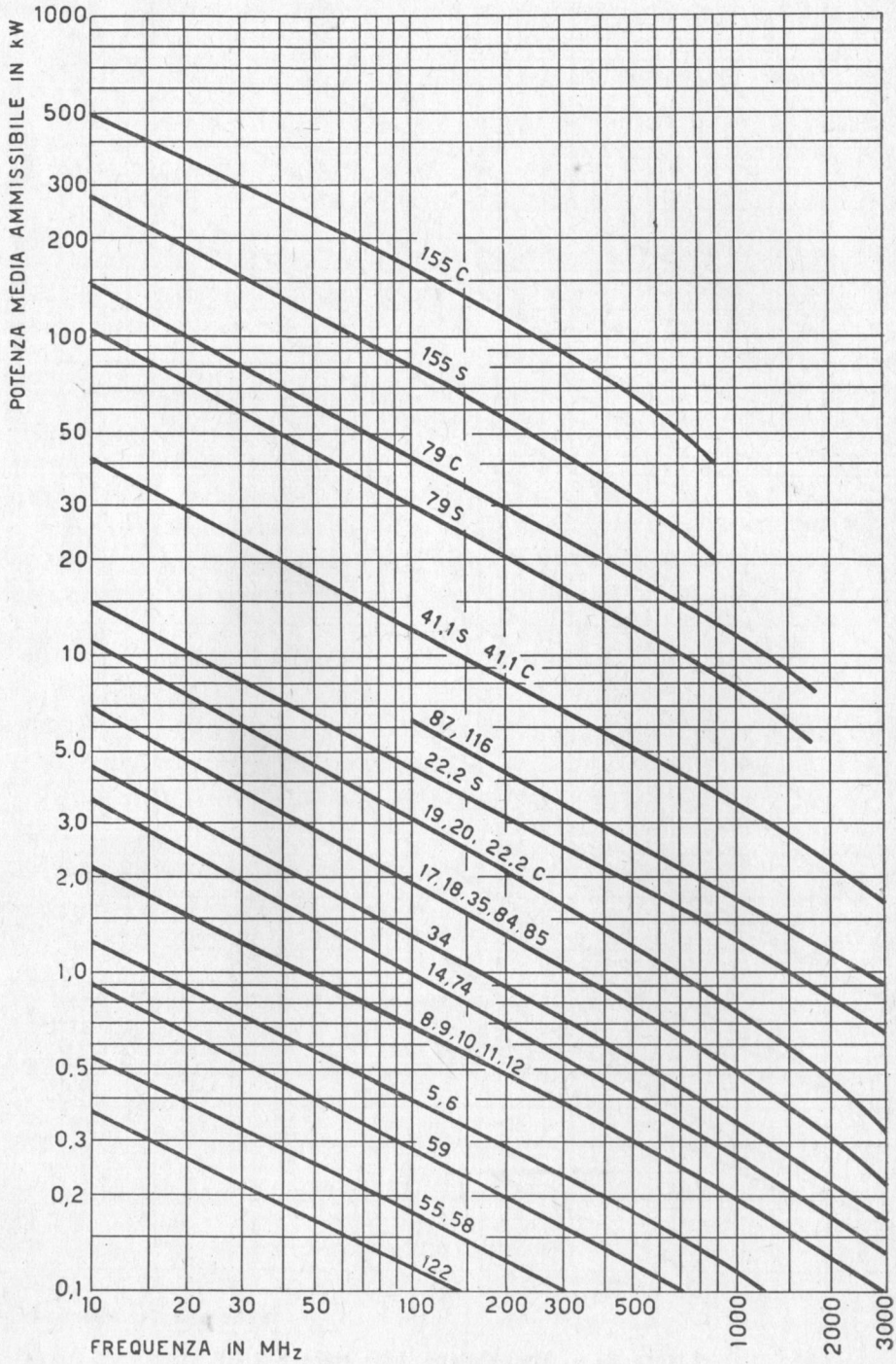


Figura 36. - Potenza ammissibile sui cavi alle UHF.

Circa i significati delle indicazioni poste sulle curve, valga quanto detto nel paragrafo precedente.

Le curve si riferiscono ad un rapporto di onde stazionarie uguale ad uno. Per rapporti di onde stazionarie maggiori di uno bisogna dividere la potenza ammissibile, fornita dal grafico, per il rapporto di onde stazionarie.

In caso di esistenza di onde stazionarie bisogna evitare di oltrepassare le tensioni massime ammissibili sui cavi. Tali tensioni possono essere dedotte considerando che la tensione di perforazione, nel caso di dielettrico aria, è di 29.000 V/cm. Per il polistirolo è di circa 200 V per micron (1 micron = 1/1000 di mm), per il polietilene è di circa 400 V per micron; per il Teflon è di circa 400-800 V per micron.

Si tenga presente che i cavi in polietilene si danneggiano se la temperatura del materiale isolante oltrepassa gli 80°. Inoltre, la flessibilità del polietilene peggiora rapidamente nel tempo se la temperatura oltrepassa i 65°. Queste temperature debbono intendersi comprensive della temperatura ambiente (i grafici si riferiscono a temperatura ambiente di 40°) e pertanto, al crescere della temperatura ambiente, diminuisce la potenza ammissibile per i cavi in polietilene, secondo la seguente tabella:

Temperatura ambiente	RIDUZIONE DELLA POTENZA AMMISSIBILE per 65° del conduttore centrale	per 80° del conduttore centrale
40°	0,59	1
50°	0,33	0,72
60°	0,10	0,46
70°	—	0,20
80°	—	0

CAPITOLO II.

APPLICAZIONI DELLE LINEE DI TRASMISSIONE

Nel Capitolo I abbiamo esaminato il comportamento delle linee di trasmissione come mezzo per trasportare da un punto all'altro un segnale a radiofrequenza. Abbiamo però avuto occasione di accennare anche ad altre applicazioni delle linee di trasmissione. In questo capitolo tratteremo più dettagliatamente queste applicazioni.

Proprietà della linea a mezza onda.

Una linea a mezz'onda chiusa in cortocircuito presenta, all'estremità del generatore, un nodo di tensione e di impedenza e un ventre di corrente. Questo comportamento è deducibile dalle Figg. 13, 14, 16,

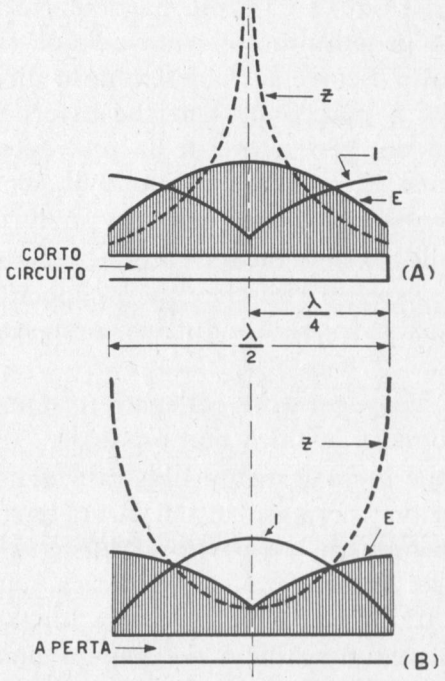


Figura 1. - Caratteristiche delle linee a mezza onda chiuse in cortocircuito (A) e aperte (B).

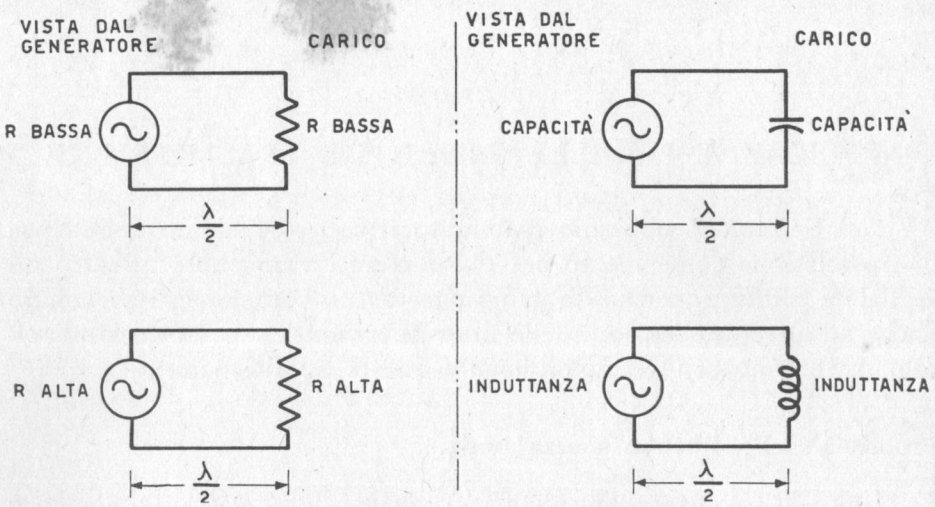


Figura 2. - Caratteristiche di una linea a mezza onda chiusa su vari carichi.

17, 18, 19, 22 e 23 del Cap. I ed è più particolarmente illustrato nella Fig. 1. Pertanto, un generatore collegato ad una linea a mezza onda chiusa in cortocircuito è come se venisse chiuso direttamente in cortocircuito. Se la linea a mezz'onda, anziché essere in cortocircuito, è aperta, all'estremità del generatore si ha un ventre di tensione e di impedenza e un nodo di corrente e quindi il generatore è come se fosse non collegato alla linea, ossia « vede » un carico infinito.

Se il carico sulla linea a mezza onda è resistivo, anche il carico che il generatore « vede » è resistivo; se è capacitivo anche il carico sul generatore è capacitivo; se è induttivo lo stesso avviene per il carico sul generatore.

In conclusione, un generatore collegato ad una linea a mezz'onda « vede » il carico come se la linea non esistesse.

Questa situazione è chiaramente illustrata nella Fig. 2 e si presta ad un'utile applicazione nel caso in cui si voglia prolungare la linea di collegamento fra antenna e ricevitore: basta aggiungere un tratto di linea, di qualsiasi impedenza caratteristica, purché la lunghezza corrisponda ad un multiplo intero di mezze lunghezze d'onda (v. Figura 3). Naturalmente un artificio del genere può essere impiegato solo sulla frequenza sulla quale la linea risulta lunga $n\lambda/2$ (con n intero qualsiasi) o su qualunque armonica di tale frequenza e ciò

perché, variando la frequenza, varia la lunghezza elettrica della linea la quale non avrà più una lunghezza corrispondente a $n\lambda/2$.

Come indica chiaramente la Fig. 3 questo artificio può essere applicato in linee bifilari o su linee coassiali. Non è consigliabile applicarlo *fra* linee bifilari e linee coassiali a causa delle differenti distribuzioni di corrente.

La linea a mezz'onda possiede la caratteristica di invertire la polarità, come se fosse un trasformatore rapporto 1 : 1.

Questa proprietà è illustrata dalla Fig. 4 *A*, nella quale sono riportate le polarità della tensione e della corrente. La stessa proprietà di inversione di polarità è presentata da linee lunghe un multiplo dispari di mezze lunghezze d'onda, mentre non è presentata da linee lunghe un multiplo pari di mezza lunghezza d'onda, le quali riproducono esattamente la polarità.

Proprietà delle linee a quarto d'onda.

Le linee a quarto d'onda presentano proprietà opposte a quelle delle linee a mezza onda.

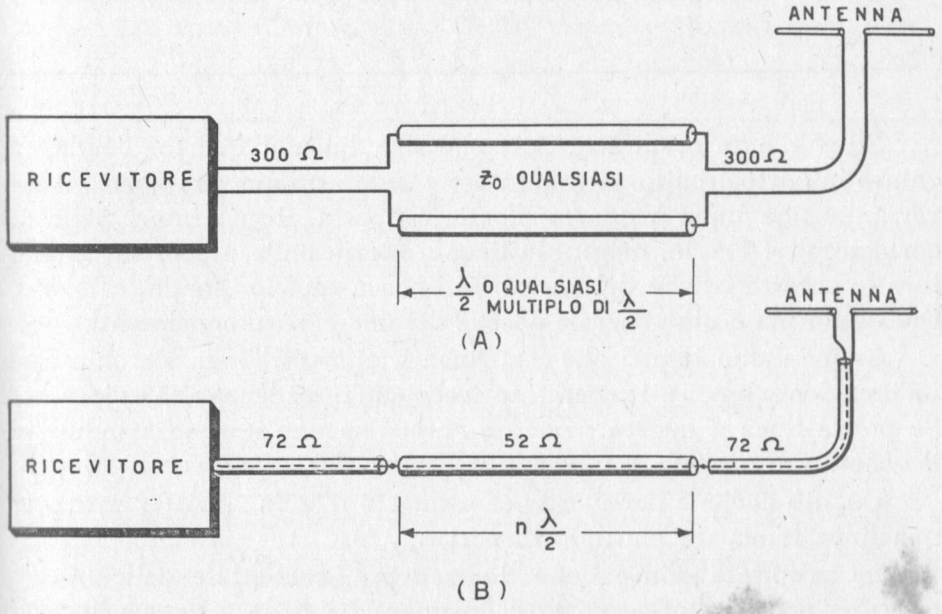


Figura 3. - Impiego della linea a mezza onda per allungare una linea di Z_0 differente.

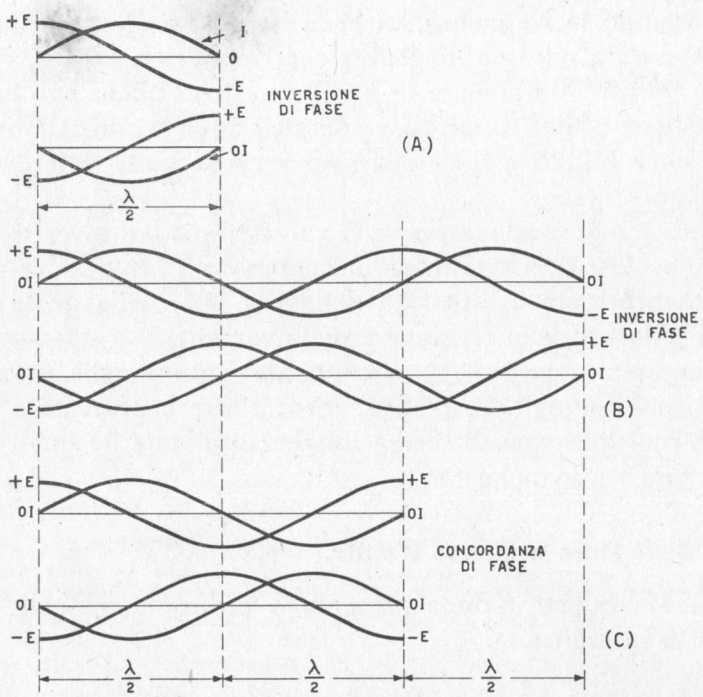


Figura 4. - Polarità su una linea a mezza onda oppure lunga un multiplo intero di $\lambda/2$.

Supponiamo (vedi Fig. 5 *A*) che una linea a quarto d'onda sia chiusa in cortocircuito. Il generatore « vede » un circuito aperto. Viceversa, se una linea a quarto d'onda è aperta, il generatore vede un cortocircuito. Perciò, mentre la linea a mezza onda, ripete sul generatore le caratteristiche del carico, la linea a quarto d'onda le inverte. Questa norma è più generale ancora dei due casi su considerati.

Supponiamo infatti che una linea a quarto d'onda sia chiusa su un'impedenza bassa: il generatore «vede» un'impedenza alta e viceversa. Se poi la linea a quarto d'onda è chiusa su una reattanza induttiva, il generatore « vede » una reattanza capacitiva, e viceversa.

Quanto avviene per una linea a quarto d'onda, avviene anche per una linea lunga un multiplo dispari di $\lambda/4$.

Le proprietà d'inversione d'impedenza, presentate dalle linee a quarto d'onda, autorizzano la definizione che si dà a queste linee, di *trasformatori d'impedenza.*

Queste proprietà sono espresse dalla equazione

$$Z_s = \frac{Z_o^2}{Z_L}$$

in cui sono

Z_s l'impedenza « vista » dal generatore;

Z_L l'impedenza di carico;

Z_o l'impedenza caratteristica della linea a quarto d'onda.

Questa proprietà viene utilizzata ampiamente nei sistemi di adattamento d'impedenza.

Supponiamo di voler adattare l'impedenza al centro di un dipolo risonante (72 Ω) con l'impedenza di una linea di trasmissione a 300 Ω. Per eseguire questo adattamento occorre inserire, fra linea e antenna, un tratto di linea di trasmissione, avente una lunghezza elettrica uguale ad un quarto della lunghezza d'onda del segnale, e la cui impedenza caratteristica sia di

$$Z_o = \sqrt{300 \cdot 72} = \sqrt{21.600} = 147\ \Omega$$

Questo tratto di linea potrà perciò essere realizzato usando normale linea a piattina da 150 Ω, facilmente reperibile in commercio.

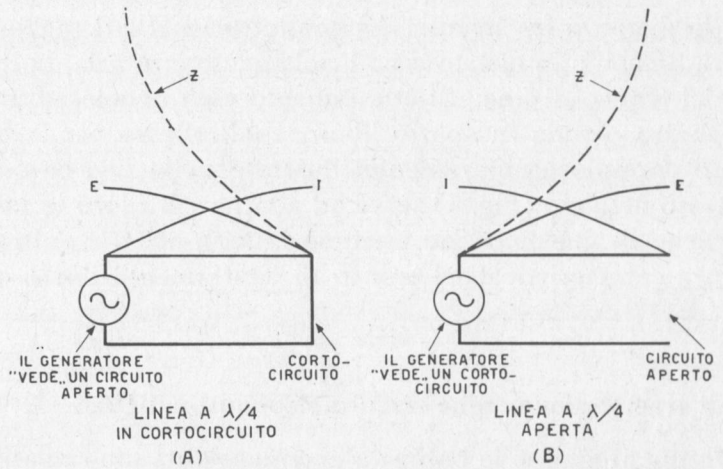


Figura 5. - Situazioni su un tronco di linea a quarto d'onda.

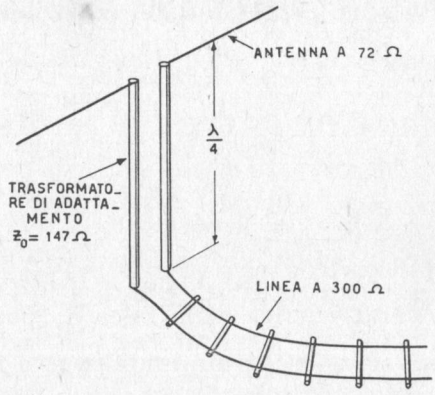


Figura 6. - Una linea a quarto d'onda aperta funziona da trasformatore di adattamento fra antenna e linea.

(Si tenga presente, nello stabilire la lunghezza del tratto di linea, che essa deve essere uguale ad un quarto della lunghezza d'onda nello spazio, moltiplicata per il fattore di velocità della linea, che nel caso di linee bifilari a 150 Ω è di circa 0,76). Qualora poi non fosse possibile adottare normali linee esistenti in commercio, si potrà realizzare il tronco di linea di adattamento d'impedenze mediante due conduttori in aria, situati ad una distanza tale che sia

$$Z_o = 276 \log \frac{d}{D}$$

dove D è la distanza fra i centri dei conduttori e d è il raggio dei due conduttori. Siccome in questo caso l'isolamento è in aria, la lunghezza elettrica del tronco di linea di adattamento sarà uguale ad un quarto della lunghezza d'onda in spazio libero, moltiplicata per 0,98).

Questo esempio è chiaramente illustrato nella Fig. 6.

Lo stesso artificio (Fig. 7) serve ad adattare fra loro le impedenze caratteristiche di due linee, ad esempio l'una a 600 Ω e l'altra a 52 Ω. L'impedenza caratteristica del tronco di adattamento dovrà essere di

$$\sqrt{52 \cdot 600} = 177\ \Omega$$

Le linee di trasmissione come circuiti risonanti a UHF.

Alle frequenze basse le bobine e i condensatori sono relativamente efficienti, mentre a tali frequenze l'impiego come circuito risonante

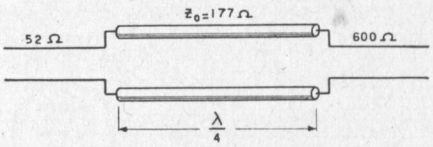


Figura 7. - La linea a quarto d'onda funziona da trasformatore di adattamento fra due linee di trasmissione di impedenze differenti.

di una linea di trasmissione a quarto d'onda sarebbe poco pratico, per la lunghezza che la linea assumerebbe. Alle frequenze UHF i valori d'induttanze e di capacità necessari per realizzare i circuiti risonanti sarebbero così bassi da rendere problematica la realizzazione dei circuiti accordati stessi. Inoltre le perdite sarebbero proibitivamente alte. A tali frequenze le dimensioni delle linee a quarto d'onda risultano inoltre accettabili.

La linea risonante a quarto d'onda trova forse il suo maggiore impiego come circuito risonante, ma può essere applicata anche ai circuiti oscillatori.

Riepiloghiamo brevemente nelle Figg. 8 *A* e 8 *B* le proprietà delle linee a quarto d'onda: se in cortocircuito esse si presentano come circuito risonante in parallelo; se aperte agiscono da circuito risonante in serie. Alla frequenza di risonanza, il generatore « vede » per entrambi i tipi di linea un'impedenza puramente resistiva. Al crescere della frequenza, rispetto alla frequenza di risonanza, l'impedenza del circuito di Fig. 8 *A* cade rapidamente e diviene capacitiva; al diminuire della frequenza l'impedenza diminuisce lo stesso rapidamente, ma diviene induttiva. Ai fini della corrente continua, la linea è un cortocircuito, ossia non presenta praticamente alcuna resistenza.

Per il circuito di Fig. 8 *B* si ha un comportamento diametralmente opposto: alla frequenza di risonanza il generatore vede un minimo di

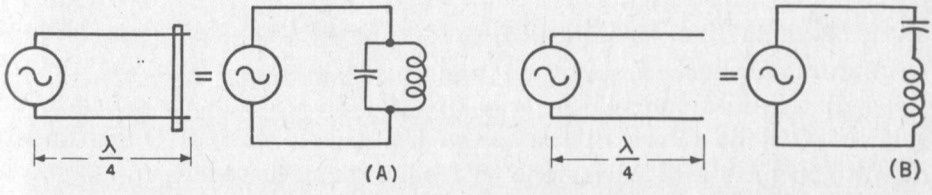


Figura 8. - La linea a quarto d'onda come circuito risonante.

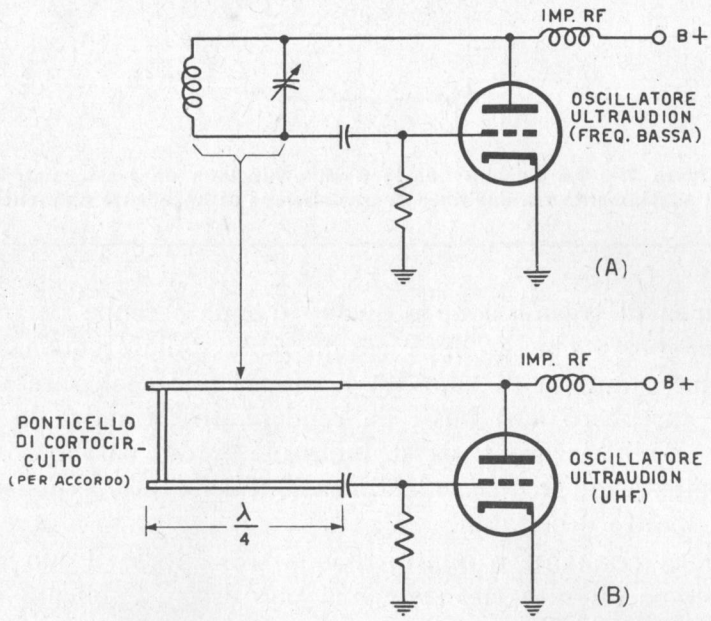


Figura 9. - Impiego di una sezione di linea di trasmissione come circuito accordato in un oscillatore UHF.

impedenza, resistivo. Al crescere della frequenza l'impedenza diviene induttiva, mentre al diminuire diviene capacitiva. Alla corrente continua, il circuito di Fig. 8 *B* è aperto. Pertanto la linea a quarto d'onda aperta si comporta come circuito risonante serie. Queste considerazioni possono essere applicate agli oscillatori per UHF, alla maniera illustrata dalla Fig. 9.

Come si è detto in precedenza, se una linea di trasmissione è chiusa in cortocircuito ed è lunga un quarto di lunghezza d'onda, essa si comporta, vista dal generatore, come un circuito risonante parallelo: l'impedenza che essa presenta risulterà molto alta e varierà con la frequenza nell'interno della risonanza (ossia della frequenza alla quale corrisponde una lunghezza d'onda pari a quattro volte la lunghezza. elettrica della linea) esattamente come se la linea fosse un circuito risonante parallelo. È quindi possibile trattare la risonanza di una linea di trasmissione in funzione dell'impedenza alla risonanza e del relativo *Q* della curva di risonanza. (In questo caso il *Q* può essere definito in base alla variazione di frequenza necessaria per ridurre al 70,7 % la resa che si ha alla frequenza di risonanza).

Alle VHF e alle UHF, l'impedenza parallela, alla risonanza (e di conseguenza il Q ottenibile) è sensibilmente maggiore di quella che si può ottenere con i normali circuiti a costanti concentrate.

Nelle linee di trasmissione con isolamento in aria le perdite sono dovute esclusivamente all'effetto pellicolare nei conduttori. Per conduttori in rame si ha:

— *Per linee coassiali*:

$$Q = 0{,}0839 \sqrt{f}\ bH$$

$$Z_s = \frac{11{,}11 \sqrt{f}\ bF}{n}$$

— *Per linee bifilari* (trascurando le perdite per radiazione):

$$Q = 0{,}0887 \sqrt{f}\ bJ$$

$$Z_s = \frac{23{,}97 \sqrt{f}\ bG}{n}$$

nelle quali sono

Q = Q del circuito definito dalla curva di risonanza, corrispondente a $Q = f_0/2\Delta f$, in cui f_0 è la frequenza di risonanza e Δf è il numero di cicli fuori risonanza al quale corrisponda una risposta uguale al 70,7 % della risposta alla risonanza

Z_s = impedenza d'entrata (vista dal generatore);

f = frequenza, in Hertz;

b = raggio interno del conduttore esterno di un cavo coassiale oppure distanza fra i centri dei conduttori, in una linea bifilare, in cm;

a = raggio esterno del conduttore interno di un cavo coassiale oppure raggio del conduttore delle linee bifilari, in cm;

n = numero di quarti d'onda della linea;

F, G, H, J = coefficienti determinabili dalla Fig. 10 in funzione dei rapporti b/a.

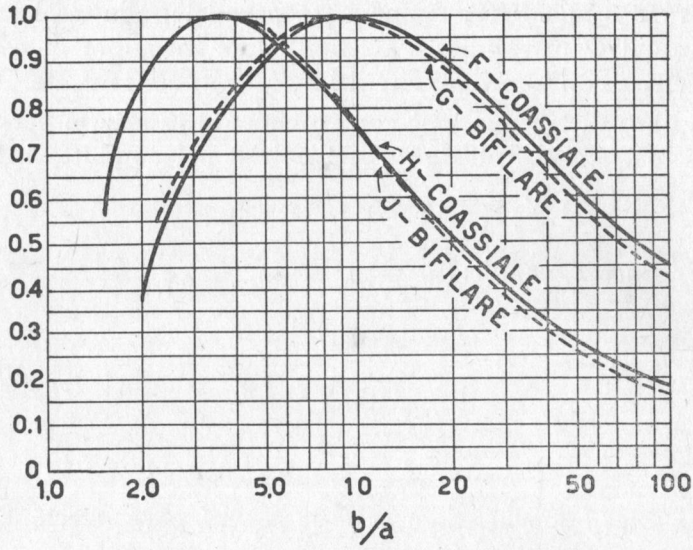


Figura 10. - Coefficienti F. G. H. J per la determinazione del Q e della Z di linee risonanti coassiali e bifilari.

Sostituendo in queste equazioni ragionevoli valori alle varie quantità, si giunge a risultati particolarmente interessanti. Infatti, ad una frequenza di 200 MHz, un cavo coassiale con isolamento in aria e con conduttori in rame, che abbia un rapporto $b/a = 3{,}6$ e il cui conduttore esterno abbia un diametro (interno) di 5 cm presenta un Q di circa 3000. Se la linea è lunga $\lambda/4$ (ossia 37,5 cm) la resistenza alla risonanza risulta di 250 KΩ. Tenendo presenti le favorevoli proprietà su esposte e considerando che le dimensioni fisiche di una linea risonante a frequenze molto alte risultano comparabili con le dimensioni dei circuiti risonanti realizzati con induttanza e capacità, si spiega la ragione per cui le linee di trismissione risonanti trovino largo impiego come circuiti risonanti a frequenze molto alte, notevolmente superiori a 100 MHz.

Come si è detto avanti, con le linee di trasmissione si può anche ottenere un comportamento corrispondente a quello dei circuiti risonanti serie. Basta che esse siano lunghe un multiplo dispari di $\lambda/4$ e che esse siano aperte all'estremità del carico. In queste condizioni, la tensione sul « carico » risulta molto maggiore della tensione applicata alla linea.

Al variare della frequenza vicino a quella di risonanza, l'aumento della tensione sul « carico » varia in maniera identica a quella di una curva di risonanza, con un Q espresso dalle equazioni avanti riportate. Il rapporto fra tensione sul « carico » e tensione applicata alla linea risulta di

$$Q \times \frac{4}{\pi n}$$

invece del valore Q che si ha nei normali circuiti risonanti serie.

Adattamento della impedenza della linea mediante tronchi di linea.

Un sistema per adattare l'impedenza della linea ad un carico diverso da Z_0, eliminando così dalla linea le onde stazionarie, consiste nell'impiego di tronchi di linea. Con tronco di linea si intende un breve tratto di linea di trasmissione tagliata in modo da costituire un'impedenza del desiderato valore.

Se, in un opportuno punto di una linea disadattata, si inserisce un tronco di linea, si può ottenere l'annullamento della reattanza dovuta al disadattamento e in tal modo si rende non risonante la linea fra generatore e tronco di linea. Così facendo, le onde stazionarie esisteranno solo nel tratto di linea compreso fra tronco e carico, la cui lunghezza di solito può essere considerata trascurabile.

Abbiamo visto nei precedenti paragrafi che se un tronco di linea è di lunghezza diversa da $\lambda/4$ e se la sua estremità viene lasciata aperta, oppure viene chiusa in cortocircuito, all'altra estremità il tronco si comporta come se fosse una reattanza pura. Pertanto, con un tronco di linea ben dimensionato, si può ottenere l'annullamento della reattanza esistente sulla linea, senza alterare la componente resistiva della linea stessa.

Il tronco di linea deve essere connesso ad un punto della linea in cui la componente resistiva della combinazione del tronco e della linea risulti uguale a Z_0, per cui la linea fra il tronco e il generatore risulterà adattata. Una volta trovato tale punto sulla linea disadattata, bisogna provvedere ad annullare mediante il tronco di linea, la reattanza esistente in tale punto.

Per fare ciò si adotterà una lunghezza di tronco tale da presentare una reattanza uguale alla reattanza della linea nel punto considerato, ma di segno opposto. Così facendo, il tronco e la linea compresa fra

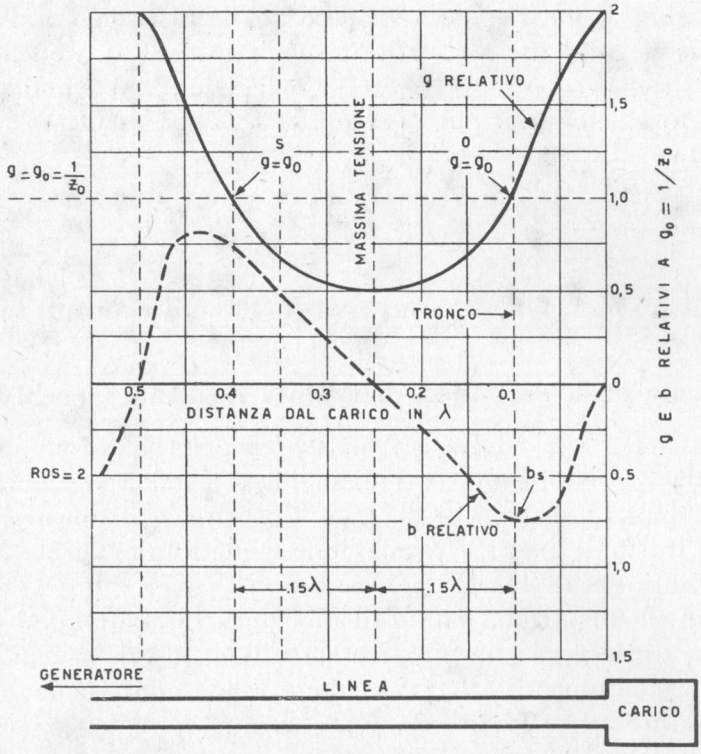


Figura 11. - Variazioni della conduttanza (g) e della suscettanza (b) di una linea con ROS = 2. Il tronco di linea può essere inserito in uno dei punti in cui $g = g_o$.

il tronco stesso e il carico vengono a costituire un circuito risonante parallelo la cui resistenza affettiva risulta uguale a Z_o.

Il fatto che il tronco è inserito in parallelo alla linea rende alquanto complicato il problema di trovare sulla linea il punto esatto sul quale si deve inserire il tronco.

La resistenza d'entrata di una linea non adattata corrisponde alla resistenza che risulta collegata in serie con la reattanza d'entrata della linea non adattata. Però questa resistenza non coincide con quella che rimane all'entrata dopo che, mediante il tronco, sia stata annullata la reattanza d'entrata.

Per analizzare la linea in modo da trovare il punto in cui dopo avere inserito il tronco la resistenza d'entrata risulta Z_o, si debbono considerare le ammettenze (il reciproco delle impedenze). L'*ammettenza y* è costituita da due componenti: una che equivale ad una re-

sistenza, e cioè la *conduttanza* g e l'altra che equivale ad una reattanza ed è la *suscettanza* b. Così come R e X si combinano per formare la impedenza Z, le componenti g e b si combinano per formare l'ammettenza y.

Il tronco dovrà essere scelto in modo che la b del tronco sia uguale, ma di polarità opposta, alla b della linea. Così facendo, la conduttanza che rimane è la conduttanza totale e il suo reciproco è la componente resistiva, che deve essere uguale alla Z_0 sul punto d'inserzione del tronco.

Nella Fig. 11 sono rappresentate le variazioni della conduttanza g e della suscettanza b per il caso tipico di una linea avente un *ROS* di 2. Le variabili sono espresse in funzione della conduttanza g_0 relativa a Z_0.

Il punto di inserzione del tronco dovrà essere tale che in esso la g della linea risulti uguale a g_0. Seguendo la linea verticale che scende alla curva b, vediamo che il valore di b in quel punto è circa $0{,}72\ g_0$. Siccome b è negativa (induttiva) occorre usare un tronco che presenti una b positiva (capacitiva). La lunghezza del tronco può essere determinata mediante la formula di Z_p data nel Cap. I, ricordando che $b = -1/X$. In questo caso occorrerà usare un tronco aperto, lungo circa $0{,}1\ \lambda$ e inserito nel punto 0 oppure un tronco chiuso in cortocircuito, lungo $0{,}15\ \lambda$ inserito nel punto S.

Dalle Figg. 11 e 12 si vede che vi sono due possibili punti di

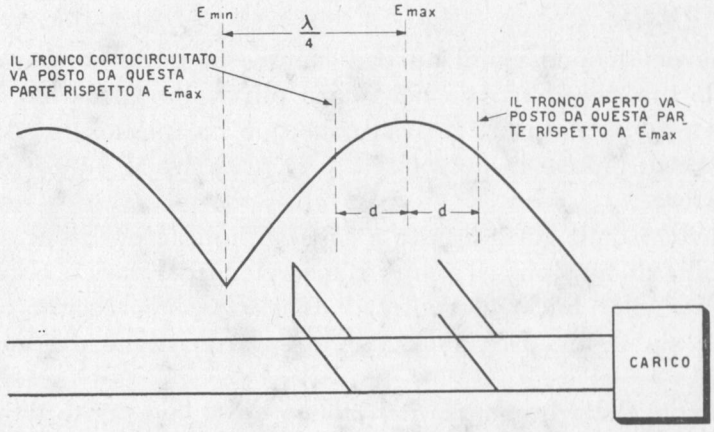


Figura 12. - Posizioni per un tronco cortocircuitato o un tronco aperto rispetto al punto E_{max}.

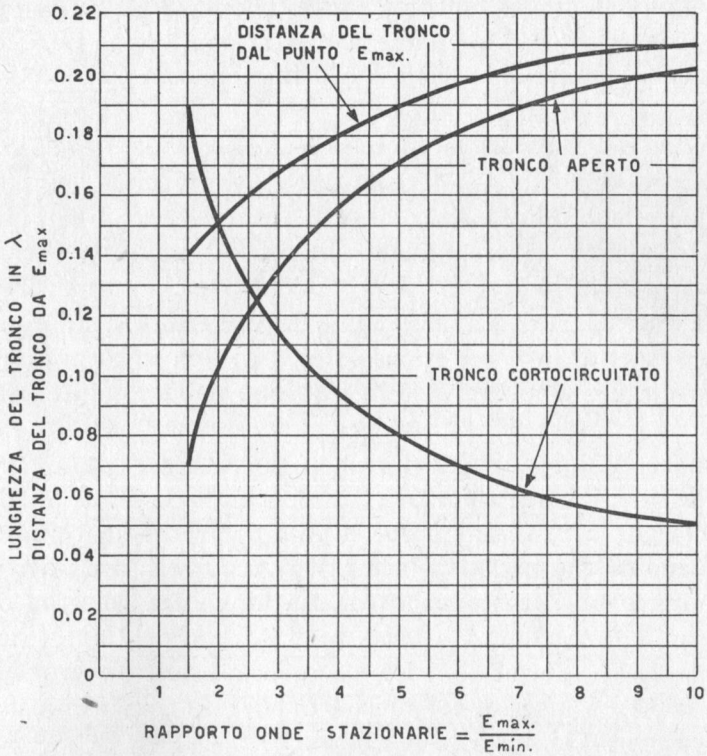


Figura 13. - Grafici per la determinazione della lunghezza e del punto d'inserzione per tronchi di linea aperti o cortocircuitati, per valori di ROS compresi fra 1 e 10.

inserzione del tronco vicini ad ogni ventre di tensione. Sarà sempre preferibile inserire il tronco nel punto più vicino al carico, nel caso di tronco aperto, dato che così si consegue un migliore adattamento. Per un tronco chiuso in cortocircuito si preferirà il punto più vicino al generatore.

Se il *ROS* della linea è noto e se sono note le posizioni dei ventri (o dei nodi) di tensione, il punto d'inserzione del carico potrà essere determinato riferendosi al ventre di tensione più prossimo al carico, senza che sia necessario conoscere le caratteristiche del carico (vedi Fig. 12).

Il calcolo della lunghezza del tronco e del suo punto d'inserzione sarebbe molto complicato. Viene invece molto semplificato con l'uso dei grafici di Figg. 13, 14 e 15 il cui impiego è evidente.

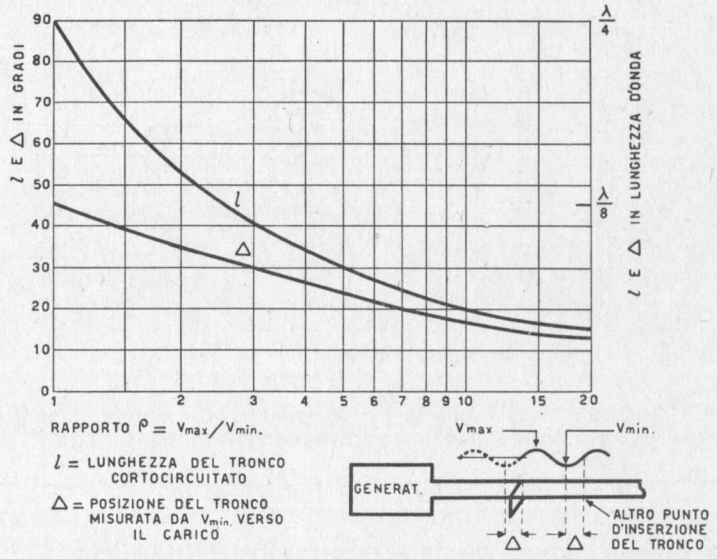


Figura 14. - Adattamento d'impedenza con tronco di linea in cortocircuito.

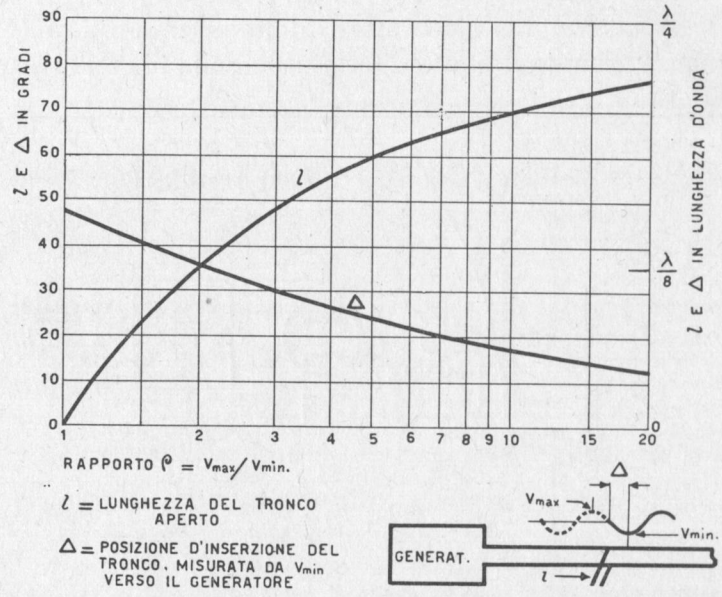


Figura 15. - Adattamento d'impedenza con tronco di linea aperto.

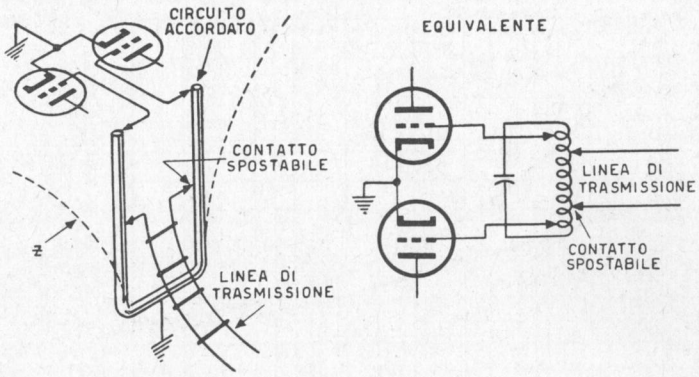


Figura 16. - Uso della linea a quarto d'onda come trasformatore di adattamento all'entrata di uno stadio in controfase funzionante in UHF.

Le linee a quarto d'onda come trasformatori d'impedenza.

Quando la frequenza viene tenuta costante, si può usare una linea a quarto d'onda come circuito risonante e come trasformatore per adattamento d'impedenza.

Nella Fig. 16 un tronco di linea a quarto d'onda cortocircuitato funziona come circuito accordato e contemporaneamente serve ad adattare l'impedenza del generatore all'impedenza di una linea di trasmissione. Variando il punto d'inserzione della linea di trasmissione

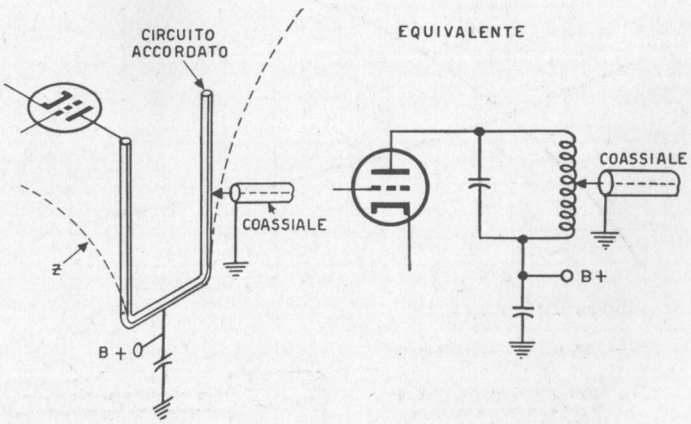


Figura 17. - Uso della linea a quarto d'onda come trasformatore di adattamento all'uscita di uno stadio a tubo singolo funzionante in UHF.

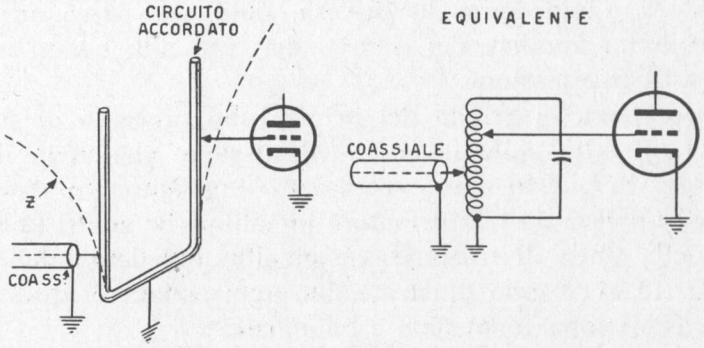


Figura 18. - Uso della linea a quarto d'onda come trasformatore di adattamento all'entrata di uno stadio a tubo singolo funzionante in UHF.

si può ottenere sempre l'adattamento d'impedenza, dato che su una linea a quarto d'onda le impedenze variano da zero, in corrispondenza al punto di cortocircuito (per una linea chiusa in cortocircuito) ad infinito (nel punto in cui la linea è aperta).

Di solito, si usano linee a conduttori paralleli, bilanciate rispetto a massa, mentre, con i cavi coassiali, si realizzano trasformatori d'impedenza sbilanciati, dato che essi presentano il conduttore esterno collegato a massa.

Nella Fig. 17 è rappresentato un trasformatore d'impedenza sbilanciato. In entrambi i casi, la linea a quarto d'onda è usata come

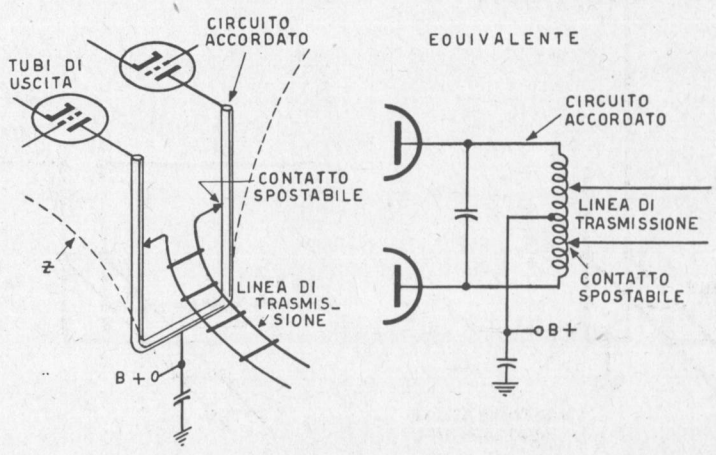


Figura 19. - Uso della linea a quarto d'onda come trasformatore di adattamento all'uscita di uno stadio in controfase funzionante in UHF.

trasformatore d'impedenza in discesa, dato che serve ad adattare l'alta impedenza anodica del tubo o dei tubi alla bassa impedenza della linea di trasmissione.

Nei ricevitori, la griglia del primo tubo presenta di solito una impedenza più alta della linea di trasmissione che invia il segnale al ricevitore. In questo caso è necessario impiegare un sistema analogo, ma che agisca da trasformatore in salita, che adatti la bassa impedenza della linea di trasmissione all'alta impedenza della griglia. Nelle Figg. 18 e 19 sono illustrate due applicazioni di questo tipo a linee di trasmissione sbilanciate e bilanciate.

Lo stesso sistema può essere adoperato per adattare l'impedenza di un'antenna all'impedenza di una linea di trasmissione. Questo tipo di applicazione è illustrato dalle Figg. 20 *A* e 20 *B* rispettivamente per un'antenna *J* e per due antenne a $\lambda/2$ in fase.

Lunghezza delle linee di trasmissione.

Il grafico di Fig. 21 fornisce la lunghezza effettiva (in centimetri) di una linea di trasmissione, data la lunghezza in gradi elettrici e la

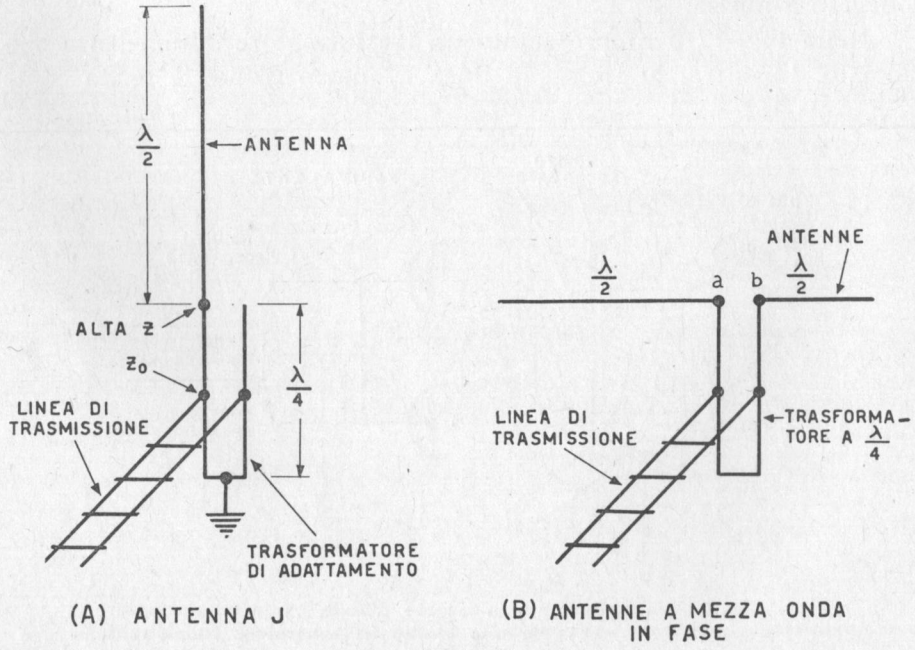


Figura 20. - Impiego dei trasformatori a quarto d'onda sulle antenne.

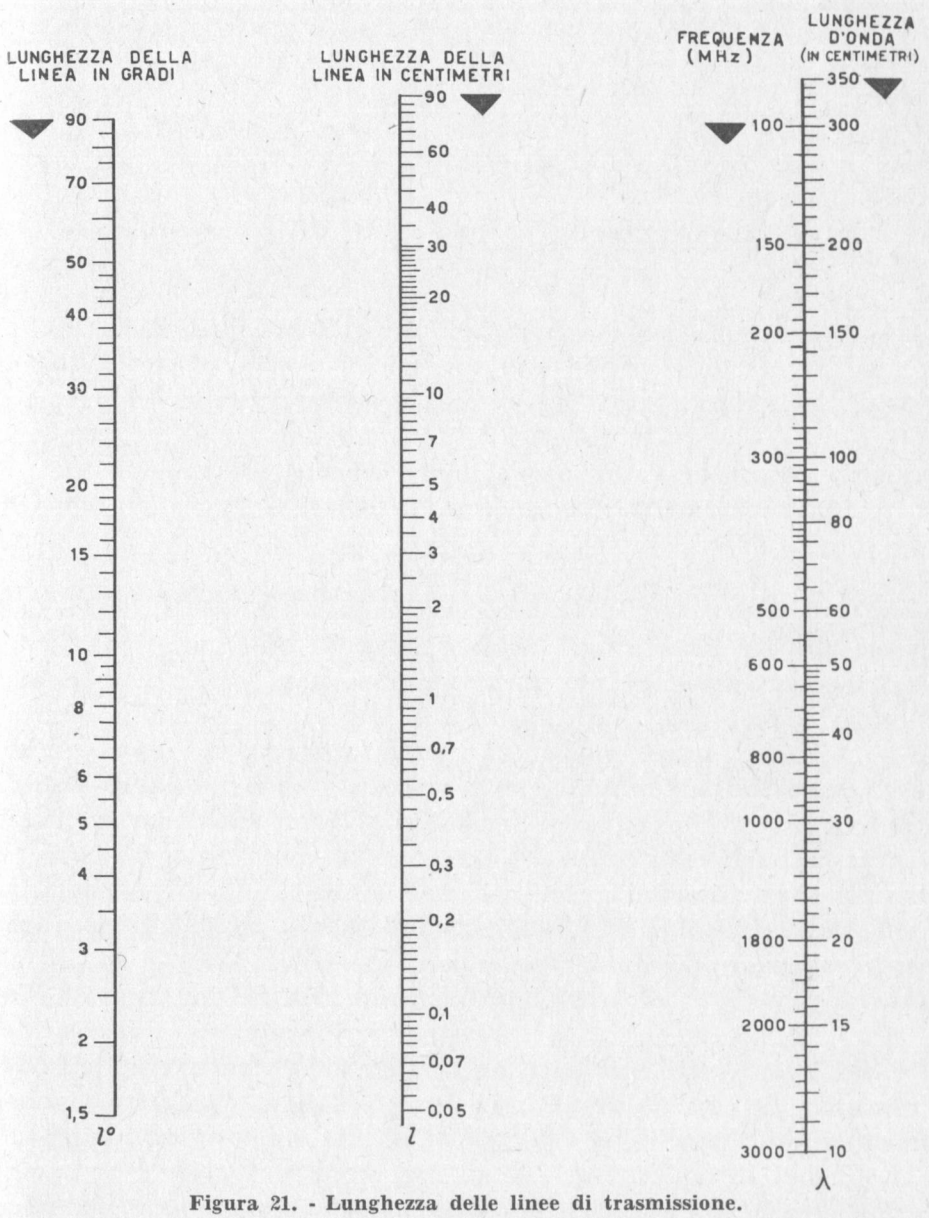


Figura 21. - Lunghezza delle linee di trasmissione.

frequenza. La velocità di propagazione sulla linea è supposta uguale a quella in spazio libero. Pertanto, per ottenere la lunghezza effettiva della linea bisognerà moltiplicare la lunghezza letta sulla scala centrale, per il fattore di velocità della linea.

CAPITOLO III.

MISURE SULLE LINEE DI TRASMISSIONE

Il grado di messa a punto dell'adattamento d'impedenza fra una linea di trasmissione e un'antenna può essere giudicato in base al rapporto di onde stazionarie esistenti sul sistema linea di trasmissione-antenna.

Esistono molti strumenti e molti sistemi atti a misurare il rapporto di onde stazionarie e in questo capitolo ne descriveremo alcuni.

Indicatori di onde stazionarie.

Dispositivi molto semplici possono essere usati per rivelare la presenza ed anche approssimativamente per valutare il rapporto, di onde stazionarie su una linea di trasmissione. Una sonda costituita da una spira del diametro di $10 \div 12$ cm, può essere collegata ad un indicatore di corrente, quale una lampadina ad incandescenza, o un termo-galvanometro a r. f., per indicare le variazioni di corrente lungo la linea. Il dispositivo deve essere attaccato all'estremo di un'asta di legno di almeno 30 cm al fine di ridurre l'influenza della capacità del corpo. La spira deve essere spostata lungo la linea facendo attenzione che essa si trovi sempre nella stessa situazione relativa rispetto alla linea ai fini dell'accoppiamento induttivo. Si deve tener presente che questo è un indicatore di *corrente*.

Un piccolo tubo al neon può anche essere usato per indicare le onde stazionarie; in questo caso l'indicatore lavora per *tensione* e si deve tener presente che la tensione su una linea è normalmente più alta dove la corrente è più bassa. Questo tipo di indicatore si impiega toccando, con diversi punti del bulbo, *uno* dei fili della linea fino ad ottenere una luminosità media. Il bulbo viene poi fatto scorrere lungo il filo, *esattamente nella stessa posizione e col medesimo punto di contatto sul filo*. Se in qualche punto l'isolamento del filo della linea non è intatto oppure se il filo è scoperto in qualche punto, si noteranno crepitii estranei.

Il filo deve essere uniformemente isolato, oppure uniformemente nudo per tutta la sua lunghezza; altrimenti sarà necessario porre uno spessore di materiale isolante sulla ghiera del tubo al neon, in modo che questo funzioni per capacità verso il filo, anziché per contatto diretto.

Se si desidera misurare il valore esatto del rapporto d'onde stazionarie, anziché il valore relativo, e non si dispone di uno strumento a r. f., si può usare un milliamperometro per corrente continua di bassa portata a cui si pone in serie un adatto raddrizzatore. Si usa comunemente un milliamperometro da 0,1 mA in serie con un diodo raddrizzatore 1N34, per realizzare un indicatore di *corrente*.

Indicatore di onde stazionarie a doppia lampadina per linee a piattina.

Il metodo della « doppia lampadina », costituisce uno dei dispositivi più efficienti e meno costosi per ottenere una valutazione approssimativa del rapporto di onde stazionarie su una linea di trasmissione del tipo a piattina. Questo ingegnoso sistema può essere realizzato impiegando pochi componenti di costo assai modesto. Solo considerando ciò, si può dire che il metodo della doppia lampadina costituisce, fra gli strumenti indicatori di onde stazionarie, un sistema di estremo interesse.

Nella Fig. 1 è riportato uno schizzo dell'indicatore a doppia lampadina.

La parte indicatrice del sistema consiste essenzialmente di uno spezzone di circa 25 cm di lunghezza di linea bifilare a piattina da 300 Ω di impedenza, ad ogni estremità del quale è montata una lampadina del tipo « spia » per scale di radioricevitori.

Nel dispositivo illustrato, le lampadine sono del tipo a baionetta

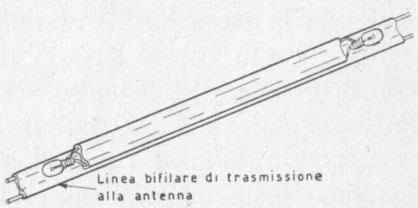


Figura 1. - Schizzo dell'indicatore di onde stazionarie a doppia lampadina.

da 6,3 V-150 mA. Le lampadine sono saldate ai due conduttori su ogni estremità dello spezzone di linea bifilare.

Per eseguire la misura, basta semplicemente affacciare lo spezzone di linea con le due lampadine alla linea bifilare (o altro tipo di linea similare) che va dal trasmettitore (o dal relé di commutazione di antenna), al sistema di antenna.

Se sulla linea di trasmissione di antenna non esistono onde stazionarie, si accenderà la lampadina posta dalla parte del trasmettitore mentre rimane spenta quella posta verso l'antenna. Impiegando una linea bifilare da 300 Ω fra il relé di commutazione di antenna e l'antenna e con una potenza di circa 200 W sulla banda di frequenza di 28 MHz, la lampadina posta verso il trasmettitore si dovrà accendere presso a poco al suo massimo splendore. In queste condizioni, quando il rapporto di onde stazionarie sulla linea di trasmissione di antenna è all'incirca 1,5 a 1, la lampadina posta verso l'antenna incomincerà appena ad accendersi.

Se il rapporto di onde stazionarie sulla linea di alimentazione di antenna è alto, allora entrambe le lampadine si accenderanno presso a poco al loro massimo splendore.

Perciò questo dispositivo fornisce una indicazione sufficientemente valida per onde stazionarie relativamente basse, ma quando il rapporto di onde stazionarie è alto, il dispositivo a doppia lampadina potrà servire soltanto ad accertare l'esistenza di elevate onde stazionarie senza però poter fornire alcuna valutazione della entità effettiva di tale rapporto.

Funzionamento del dispositivo a doppia lampadina.

Il dispositivo a doppia lampadina basa il suo funzionamento sul fatto che l'accoppiamento induttivo e capacitivo del conduttore posto ad un bordo dello spezzone di linea bifilare, con il conduttore della linea di trasmissione adiacente ad esso è molto maggiore dell'accoppiamento dello stesso conduttore dello spezzone con l'altro conduttore della linea di trasmissione. Evidentemente la stessa cosa avviene per l'altro conduttore dello spezzone di linea bifilare a doppia lampadina rispetto all'altro conduttore della linea di trasmissione, adiacente ad esso (Fig. 2).

Perché il dispositivo a doppia lampadina possa funzionare, deve verificarsi un'altra condizione e cioè che lo spezzone di linea bifilare

facente capo alle due lampadine abbia una lunghezza minore di un quarto della lunghezza d'onda. In tal caso la corrente dovuta all'accoppiamento capacitivo passa attraverso entrambe le lampadine nella stessa direzione, mentre la corrente dovuta all'accoppiamento induttivo fra i conduttori del dispositivo a doppia lampadina e i conduttori

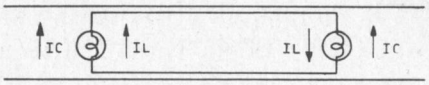


Figura 2. - Funzionamento dell'indicatore a doppia lampadina.

della linea di trasmissione di antenna, passa attraverso le due lampadine in direzione opposta. Pertanto, in una linea priva di riflessioni, le due correnti si annullano fra loro, in una lampadina, mentre nell'altra lampadina si sommano, causando l'accensione di una sola lampadina.

Il fenomeno che rende direzionale il dispositivo a doppia lampadina deriva dal fatto che l'accoppiamento capacitivo determina una azione « scalare » indipendente cioè dalla direzione dell'onda che attraversa la linea, mentre l'accoppiamento induttivo determina una azione « vettoriale » che è quindi funzione della direzione di propagazione dell'onda dentro la linea.

Perciò la corrente capacitiva è la stessa ed è in fase con l'energia che viaggia in entrambe le direzioni nella linea, mentre la corrente induttiva circola in una direzione, per la energia che nella linea viaggia in una certa direzione, e in direzione opposta per la energia che nella linea viaggia in direzione opposta.

Così su una estremità dello spezzone di linea bifilare le due correnti si sommano per l'onda che va verso l'antenna e sull'altra estremità dello spezzone di linea bifilare si sommano solo le correnti dovute all'onda riflessa dall'antenna. Quando, dopo aver raggiunta l'antenna, le onde vengono fortemente riflesse, esse assumono un'ampiezza approssimativa uguale a quella delle onde dirette verso l'antenna e allora entrambe le lampadine si accenderanno.

Quando in un sistema di antenna avvengono forti riflessioni da parte dell'antenna, si ottiene come risultato il formarsi di un alto rapporto di onde stazionarie sulla linea di alimentazione di antenna.

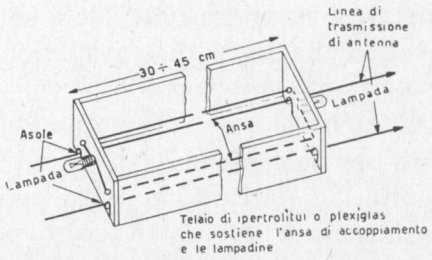


Figura 3. - Schizzo di indicatore a doppia lampadina per linee in aria.

Impiego del dispositivo a doppia lampadina con le varie linee di alimentazione.

Il dispositivo a doppia lampadina si presta meglio ad essere impiegato quando la linea di trasmissione di antenna è del tipo bifilare a piattina.

Sono reperibili sul mercato linee bifilari a piattina per trasmissione di forti potenze, con impedenza caratteristica di 75 Ω, 205 Ω e 300 Ω.

Qualche fabbricante costruisce linee a 300 Ω del tipo tubolare oppure a sezione circolare. Con questi tipi di linea a 300 Ω si può impiegare ancora il sistema dello spezzone di piattina bifilare da 300 Ω con le due lampadine alle estremità, appoggiando fortemente questo spezzone di piattina sulla linea di trasmissione in modo che i conduttori dello spezzone di linea siano più vicini possibile ai rispettivi conduttori della linea di trasmissione.

Impiego del dispositivo a doppia lampadina con le linee bifilari in aria.

Il dispositivo a doppia lampadina può venire impiegato anche con le normali linee bifilari in aria del tipo da 460 Ω o 600 Ω.

In una applicazione di questo genere l'indicatore, che sarà costituito da un'ansa di filo di rame di 1 mm o di 1,3 mm di diametro, sarà fissato ad un telaietto costruito impiegando una lastra (di 6 mm di spessore) di materiale isolante, che potrà essere plexiglas, ipertrolitul o anche legno ben essiccato e impregnato con vernice o lacca.

In ogni caso il telaietto dovrà essere il più leggero possibile e quanto più possibile esterno al campo della linea di trasmissione (Fig. 3).

Se il telaietto avesse una massa notevole e se fosse sottoposto al forte campo provocato dalla linea di trasmissione di antenna, esso provocherebbe una certa riflessione nella linea, ciò che causerebbe il formarsi di onde stazionarie.

I due conduttori, con la lampada saldata ad ogni estremità, dovranno essere distanziati di circa 10 mm dai conduttori della linea di alimentazione principale e dovranno essere posti sopra la linea di alimentazione principale piuttosto che nello spazio compreso fra i due conduttori di essa. Nel telaietto dovranno essere eseguite delle tacche in modo che sia mantenuta esattamente costante la distanza fra la linea bifilare a doppia lampadina e la linea di trasmissione.

Dispositivo a doppia lampadina con rettificatori e strumento indicatore.

Lo stesso principio di funzionamento del dispositivo a doppia lampadina può essere applicato alla realizzazione di un dispositivo molto più preciso che consente di eseguire la misura del rapporto di onde stazionarie esistente su una linea di trasmissione. Questo nuovo dispositivo impiega due rettificatori e uno strumento indicatore al posto delle due lampadine.

Nella Fig. 4 è riportato lo schema elettrico con i collegamenti per un tale strumento.

Evidentemente, un dispositivo del genere è alquanto più complesso della semplice versione che utilizza due lampadine spia, ma con esso è possibile determinare la reale entità del rapporto di onde stazionarie esistenti su una linea di trasmissione con un'ottima approssimazione, mentre con il dispositivo con le due lampadine spia si può avere solo una indicazione grossolana sull'esistenza o meno di onde stazionarie.

Il principio di funzionamento è identico, come si è detto, a quello del dispositivo con le due lampadine. La tensione esistente ad ogni estremità dello spezzone di linea bifilare viene rettificata da un rettificatore al germanio tipo 1N34 in modo così che il valore di tale tensione possa essere letto da uno strumento a corrente continua.

Dal rapporto fra le indicazioni fornite dallo strumento alle due estremità dello spezzone di linea bifilare sarà possibile valutare con un sufficiente grado di precisione il rapporto di onde stazionarie esistente nella linea di trasmissione.

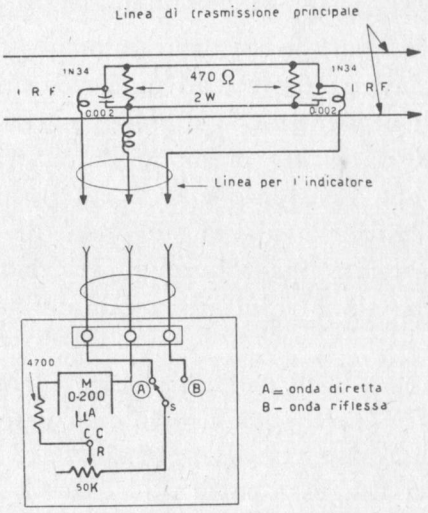


Figura 4. - Impiego di un indicatore del tipo a doppia lampadina con uno strumento a corrente continua. Con questo dispositivo si ottiene una indicazione del rapporto di onde stazionarie molto più precisa di quella che si può ottenere impiegando l'analogo dispositivo con le lampadine spia.

La procedura per eseguire la misura è la seguente: si appoggia lo spezzone di linea bifilare alla linea di trasmissione principale, se questa è del tipo a piattina, oppure si pone la struttura rappresentata dalla figura 3 sulla linea bifilare a fili separati, se viene usata una linea di trasmissione di quest'ultimo tipo. In ogni caso le lampadine spia, che nel dispositivo indicatore a doppia lampadina erano saldate alle due estremità dello spezzone bifilare, verranno sostituite da una resistenza di carico da 470 Ω, un diodo al germanio tipo 1N34, un condensatore a mica da 0,002 μF e una impedenza a radiofrequenza che presenti un alto valore di impedenza alla frequenza di lavoro del trasmettitore.

Un'altra impedenza a radiofrequenza viene saldata sull'uno o sull'altro conduttore del dispositivo indicatore di onde stazionarie, allo scopo di fornire il ritorno a corrente continua per la tensione rettificata.

Lo spezzone di linea bifilare viene collegato alla scatola che contiene lo strumento indicatore a corrente continua, il commutatore e le resistenze, mediante un cavo tripolare. Questo cavo potrà essere

costituito da tre spezzoni di cavo unipolare isolato in cotone sterlingato oppure può consistere in un cavo unipolare di questo tipo unito, mediante comune nastro adesivo, ad un pezzo di piattina bipolare o di cavo bipolare di alimentazione di rete. Successivamente si regola il potenziometro R da 50 kQ in modo da inserire sullo strumento indicatore la massima resistenza e si porta il commutatore *S* nella posizione *A* per eseguire la misura sull'onda diretta. Se il trasmettitore è in grado di erogare una potenza superiore a 25 o 50 W, si applicherà ad esso una tensione ridotta in modo che la potenza non oltrepassi i valori suddetti.

Adesso si prenderà nota dell'indicazione fornita dallo strumento. Se tale indicazione è molto bassa, essa può essere aumentata diminuendo il valore di resistenza del potenziometro R. Se invece l'indicazione fosse troppo alta, essa potrà venire diminuita riducendo la potenza erogata dal trasmettitore oppure sostituendo le resistenze da 470 Ω poste su ciascuna estremità dello spezzone di linea bifilare con altre di valore più basso oppure, infine, ponendo in serie al potenziometro R una resistenza di valore adeguato.

Con una potenza di 200 W immessa nella linea di alimentazione di antenna e con componenti aventi i valori riportati in Fig. 4, si otterrà una deviazione a fondo scala dello strumento quando la resistenza R ha un valore leggermente minore del massimo.

Dopo che siano state regolate tanto la potenza emessa dal trasmettitore quanto la resistenza R in modo da avere la deviazione a fondo scala dell'indice dello strumento M, si sposta il commutatore S sulla posizione B e si prenderà nota dell'indicazione che ora lo strumento fornisce.

Se l'impedenza di linea è perfettamente adattata, lo strumento darà una indicazione zero. Ma molto raramente in pratica si hanno linee perfettamente adattate, sicché esisterà sempre un certo rapporto fra lettura corrispondente all'onda riflessa e lettura corrispondente all'onda diretta. Si esegue il rapporto fra tali due letture.

Se lo strumento indicatore M è un milliamperometro a corrente continua da 1 mA fondo-scala, invece che un micro-amperometro da 100 μA, la sensibilità del dispositivo sarà un po' minore, ma si avrà il vantaggio che l'indicazione fornita dallo strumento in corrispondenza dell'onda riflessa dà direttamente il coefficiente di riflessione.

Una volta determinato il coefficiente di riflessione sarà agevole

ottenere il rapporto di onde stazionarie in base al grafico contenuto nella Fig. 5.

Taratura della linea di misura.

La precisione che uno strumento realmente può dare, ossia la esatta corrispondenza fra i valori misurati e quelli calcolati, dipende dalla linearità dei rettificatori, dalla bontà delle impedenze a radiofrequenza che servono ad isolare completamente la linea che va all'indicatore della linea di misura (spezzone di piattina bipolare), dai rettificatori e dal fatto che le due resistenze da 470 Ω siano uguali sia come resistenza che come impedenza.

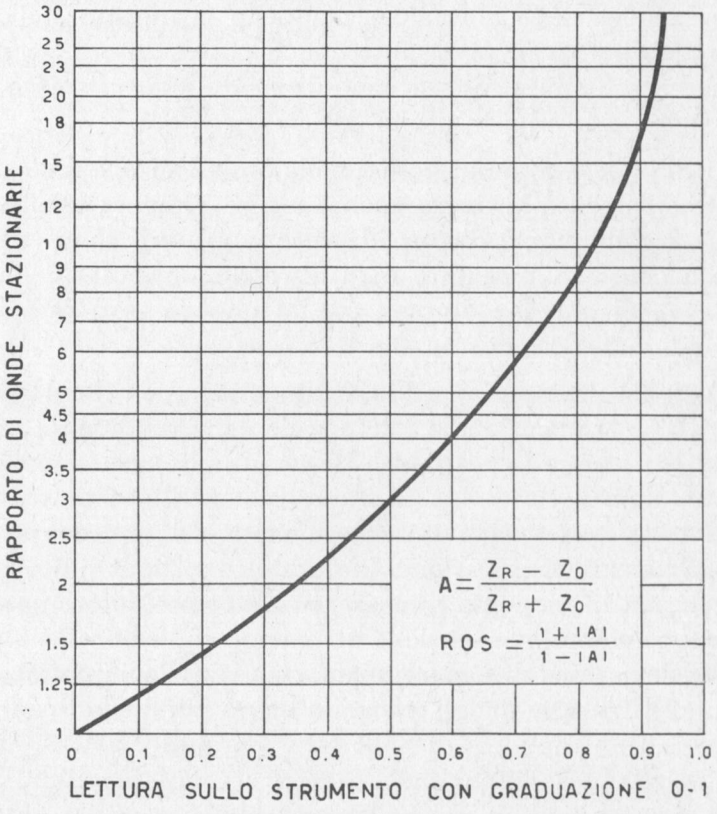


Figura 5. - Relazione fra il rapporto di onde stazionarie e il coefficiente di riflessione.

In pratica ci si possono attendere alcune discordanze rispetto a tali condizioni teoriche. Però normalmente tali discordanze saranno così piccole da poter essere trascurate.

Se si desidera eseguire la taratura sperimentale dello strumento oppure se si desidera controllare la precisione con la quale un particolare strumento corrisponde coi valori calcolati sulla base della Fig. 5, si potrà seguire la seguente procedura:

1) Si pone, al posto dell'antenna, sul terminale della linea di trasmissione, una resistenza di carico avente un valore uguale alla impedenza caratteristica della linea di trasmissione stessa. Questa resistenza dovrà evidentemente essere in grado di dissipare tutta la potenza di uscita fornita dal trasmettitore. In caso contrario sarà necessario ridurre la potenza erogata dal trasmettitore in modo che, agendo anche sulla sensibilità dello strumento indicatore, si possa ottenere la deviazione a fondo scala dello strumento indicatore M. Queste regolazioni vanno eseguite con il commutatore S posto nella posizione A e possibilmente facendo dissipare alla resistenza di carico tutta la potenza fornita in uscita dal trasmettitore.

2) Si pone il commutatore S nella posizione B. L'indicazione fornita dallo strumento M dovrà andare a zero. Qualora tale indicazione risultasse sensibilmente diversa da zero, vuol dire che avvengono riflessioni a causa di piegature o di altre discontinuità della linea di trasmissione di antenna, oppure che le impedenze a radiofrequenza non adempiono efficacemente alla loro funzione.

3) Una volta raggiunta l'indicazione zero con il commutatore S posto in (B) e l'indicazione a fondo scala con il commutatore S posto in (A), si sostituisce la resistenza di carico, che precedentemente era stata montata sul terminale di antenna della linea di trasmissione, con una resistenza avente un valore metà dell'impedenza caratteristica della linea di trasmissione. In queste condizioni si dovrà regolare la resistenza R in modo da ottenere, con il commutatore posto su (A), la deviazione a fondo scala dello strumento indicatore M e si prende nota della deviazione di tale strumento quando il commutatore S viene posto su (B). L'indice dello strumento dovrà porsi su circa 0,33, corrispondente ad un rapporto di onde stazionarie di 2 a 1.

4) Si sostituiscano ora altri valori di resistenza come resistenza terminale della linea di trasmissione di antenna e si calcolino i coefficienti di riflessione e i rapporti di onde stazionarie in base alle formule

riportate sul grafico di Fig. 5. Se la deviazione rispetto ai valori teorici è notevole, sarà opportuno tracciare un nuovo grafico del rapporto di onde stazionarie in base alle indicazioni fornite dallo strumento.

Si tenga presente che quando le discordanze rispetto ai valori teorici sono notevoli, probabilmente esisterà qualche causa esterna che influenza le letture e in tal caso, rifacendo le letture, non si otterranno sempre gli stessi valori.

Se viene eliminato qualsiasi accoppiamento spurio con la linea di misura, la taratura dello strumento dovrà corrispondere quasi esattamente a quella riportata nella Fig. 5.

Indicatori di onde stazionarie a ponte.

Per l'esecuzione di misure sulle linee di trasmissione coassiali esistenti in commercio, vengono più generalmente impiegati gli indicatori di onde stazionarie del tipo a ponte.

Nella Fig. 6 è riportato lo schema elettrico di un tipo di ponte indicatore di onde stazionarie. In questo strumento viene effettuato il confronto fra la impedenza elettrica della linea di trasmissione e quella di una resistenza R_3 che è contenuta nello strumento.

Esperienze effettuate con uno strumento di questo tipo hanno dimostrato che la resistenza R_3 deve essere del tipo a carbone, meno induttiva possibile. Si possono ottenere buoni risultati con le resistenze da 2 W di dissipazione, costruite dalla Ohmite, tipo « Little Devil ».

La resistenza R_3 deve essere uguale alla impedenza caratteristica della linea di trasmissione di antenna. In altri termini, questa resistenza deve avere un valore di 52 Ω per linee che abbiano tale impedenza caratteristica, quali la linea RG-8/U e la RG-58/U.

Per linee aventi una impedenza caratteristica nominale di 70 Ω si potrà scegliere, fra un gruppo di resistenze di 68 Ω nominali, una che abbia una resistenza effettiva di 70 Ω.

L'equilibrio dello strumento viene ottenuto montando una resistenza, di valore uguale alla impedenza caratteristica nominale della linea da usare, su un innesto coassiale, del tipo usato sul terminale della linea di alimentazione di antenna.

Successivamente questo innesto viene inserito nella presa di « entrata » dello strumento mentre nella presa di « uscita » va immessa una potenza da 2 a 4 W, alla frequenza di funzionamento desiderata.

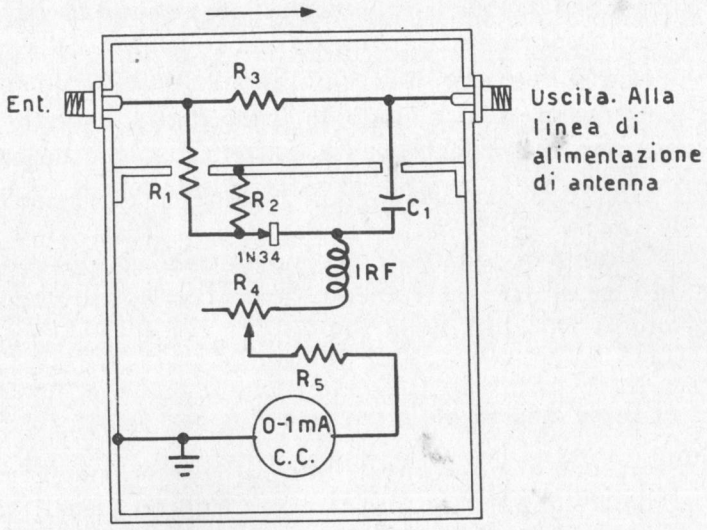


Figura 6. - Ponte indicatore di onde stazionarie a resistenze.

C_1 - 0,001-μF condensatore ceramico piccolo
R_1 - Resistenza a carbone 22 Ω - 2 W
R_2 - Resistenza a carbone 22 Ω - 2 W
R_3 - Resistenza eguale alla impedenza caratteristica della linea di trasmissione coassiale che dovrà venire usata.
R_4 - 50-KΩ potenziometro a filo
R_5 - 4700 Ω - 1 W
I.R.F. - Impedenza a radiofrequenza adatta a funzionare sulla frequenza di misura.

Si noti che, durante questa prova, il segnale attraversa il ponte in direzione opposta rispetto alla direzione normale.

La resistenza R_5 deve venir regolata in modo da ottenere una deviazione a fondo-scala dell'indice del milliamperometro da 1 mA.

Successivamente si invertono gli innesti in modo che il segnale di prova attraversi lo strumento secondo le direzioni indicate dalle frecce nella Fig. 6. Il livello di potenza dovrà essere mantenuto allo stesso valore di prima.

Se la resistenza campione impiegata come R_3 è di valore corretto e se le capacità parassite sono contenute entro limiti molto bassi, si dovrà ottenere una piccolissima indicazione da parte del milliamperometro.

Si toglie adesso l'innesto contenente la resistenza e si inserisce al suo posto l'innesto della linea di trasmissione di antenna. L'indicazione che ora il misuratore fornisce rappresenta il coefficiente di rifles-

sione che esiste sulla linea di trasmissione di antenna nel punto in cui l'indicatore a ponte è stato inserito.

Dall'indicazione del coefficiente di riflessione si può risalire alla determinazione del rapporto di onde stazionarie servendosi del grafico di Fig. 5.

Le misure di questo tipo sono molto utili per determinare se la antenna possiede un buon adattamento di impedenza con la linea di trasmissione. Si tenga però presente che lo strumento di misura, quando è del tipo di quello mostrato in Fig. 6, deve essere inserito nella linea solo quando si vogliono effettuare le misure mentre successivamente, quando la stazione deve funzionare, esso andrà disinserito dalla linea.

Inoltre si tenga presente che la potenza applicata alla linea di alimentazione che alimenta il terminale di entrata dell'indicatore di onde stazionarie non deve oltrepassare i 4 W. Questo livello di potenza è limitato dalle possibilità di dissipazione da parte delle resistenze R_1 ed R_2.

Quando si vuole ottenere un funzionamento soddisfacente da parte dello strumento di misura, è necessario che le resistenze R_1 ed R_2 siano esattamente di uguale valore. La resistenza effettiva di entrambe le resistenze non è critica e possono dare risultati soddisfacenti anche resistenze aventi un valore che si discosti del 10 % rispetto al valore indicato in Fig. 6. Però, ripetiamo, le due resistenze debbono avere esattamente lo stesso valore che potrà essere per entrambe, ad esempio, 21 o 24 Ω o altri valori intermedi.

Ponte bilanciato per la misura del rapporto di onde stazionarie.

Disponendo simmetricamente, l'uno rispetto all'altro, due indicatori di onde stazionarie del tipo a resistori, si realizza un ponte indicatore di onde stazionarie che può venire usato su linee di trasmissione bifilari bilanciate.

Lo schema elettrico di questo ponte (Fig. 7) può venir considerato come equivalente a due semplici ponti del tipo di Fig. 6.

Quando il circuito del ponte è in equilibrio, lo strumento indicherà zero.

Perché ciò avvenga occorre che le correnti sui due conduttori della linea siano esattamente uguali e sfasate di 180° e il rapporto di onde stazionarie sia *zero*.

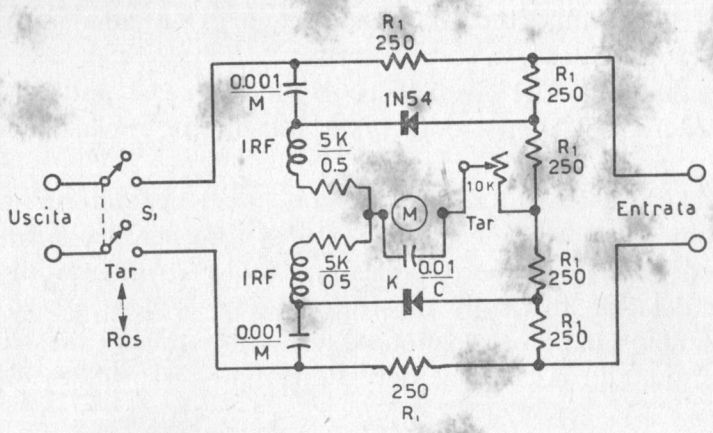


Figura 7. - Ponte bilanciato per la misura del rapporto di onde stazionarie.

M - Microamperometro da 200 μA f.s.

R_1 - I sei resistori da 250 Ω possono essere del tipo ad impasto da 1 W non induttivi (Tipo BT della IRC oppure « Little Devil » della Ohmite)

S_1 - Commutatore a due vie - due posizioni (Centralab tipo 1464).

Man mano che la linea si discosta da questa situazione ottima, lo strumento darà una indicazione sempre maggiore.

Quando le correnti sui due conduttori della linea sono uguali e sfasate di 180°, lo strumento fornirà una indicazione che corrisponde esattamente al valore del rapporto di onde stazionarie esistente nella linea.

Se le correnti nei due conduttori della linea non sono uguali e se non sono sfasate di 180°, lo strumento non fornisce più l'esatto valore del rapporto di onde stazionarie, ma fornisce invece una indicazione approssimativa dell'entità del disadattamento sulla linea.

Questa limitazione non ha molta importanza, dato che, per eseguire le regolazioni necessarie ad ottenere gli adattamenti di impedenze, è sufficiente avere una indicazione relativa dei disadattamenti e non è necessario avere una valutazione assoluta dei disadattamenti stessi.

Costruzione del ponte.

Lo strumento verrà costruito dentro una cassetta avente le dimensioni di cm 10 × 15 × 5.

Al centro di uno dei due lati da 10 × 15 cm verrà sistemato il microamperometro da 200 μA fondo-scala.

Alle due estremità della custodia dello strumento verranno sistemati i terminali di entrata e di uscita.

I collegamenti interni sono eseguiti in modo che la linea di trasmissione, in effetti, attraversi la scatola per passare da una estremità all'altra di essa, con la minima discontinuità possibile.

I terminali di entrata e di uscita sono montati su piastrine isolanti di bakelite, fissati in corrispondenza di fori rettangolari relativamente grandi eseguiti alle estremità della custodia.

Si ottiene così una riduzione della capacità verso massa del circuito, che bisogna che sia la minima possibile.

Il commutatore S_1 di « Tar-*ROS* » è posto da una parte dello strumento, mentre il potenziometro di « Taratura » R_1 è posto dalla parte opposta.

La linea di trasmissione, interna al ponte, è sostenuta da due resistori ad impasto da 250 Ω e dal commutatore S_1.

I due tratti della linea sono eseguiti in filo di rame da 2,5 mm, che vanno da un componente all'altro.

La distanza fra i due fili è tenuta costantemente di 7,5 cm, in modo da determinare una impedenza caratteristica di 500-600 Ω.

I piccoli componenti del ponte sono disposti simmetricamente rispetto ai resistori da 250 Ω in serie sulla linea e rispetto al potenziometro di taratura.

L'esatta posizione dei componenti non è critica, fatta però eccezione dei diodi a cristallo, che debbono essere disposti perpendicolarmente ai fili della linea di trasmissione, allo scopo di ridurre la captazione di energia per capacità.

Le due impedenze a radiofrequenza debbono essere poste perpendicolarmente ai diodi.

I sei resistori da 250 Ω debbono essere selezionati mediante un ohmetro, in modo che abbiano tutti un valore ohmico quanto più possibile uguale.

Se si desidera adoperare il ponte su una linea a 600 Ω, la resistenza di questi resistori dovrà essere di 300 Ω invece che di 250 Ω.

Nell'eseguire le saldature bisogna fare attenzione a non scaldare i resistori per evitare che la loro resistenza non venga alterata da una eventuale forte temperatura ad essi conferita dal saldatore.

Taratura del ponte bilanciato.

Dopo aver completato il montaggio dello strumento, si accoppierà ad esso un oscillatore ad assorbimento di griglia (grid-dip meter) inserendo, fra i due terminali di entrata del ponte, una bobina di accoppiamento di due spire.

Si faccia attenzione a non danneggiare lo strumento indicatore del ponte.

Si pone il commutatore S_1 nella posizione « Taratura » (aperto).

Si pone l'oscillatore ad assorbimento di griglia su una frequenza compresa fra 10 e 20 MHz e si regolano la bobina di accoppiamento e il potenziometro di taratura R_1 in modo da ottenere una deviazione a fondo scala dell'indice dello strumento.

Ponendo il commutatore S_1 nella posizione « *ROS* » e inserendo un resistore ad impasto da 500 Ω sui terminali di uscita del ponte, si deve ottenere che l'indice dello strumento indicatore deve andare a zero.

Ponendo ora vari valori di resistenza di carico ai capi del terminale dello strumento si otterranno i punti di taratura per la scala dello strumento indicatore.

Il rapporto fra il resistore di carico esterno e il valore di resistenza per il quale il ponte è stato progettato fornirà il valore di rapporto di onde stazionarie corrispondente alle varie indicazioni dello strumento.

Per esempio, un resistore da 1000 Ω ha un rapporto 1000/500 e quindi l'indicazione del rapporto di onde stazionarie che con esso si ottiene deve essere di 2.

Un resistore di 1500 Ω darà una indicazione di 3; un resistore da 2000 Ω, di 4, etc.

Prima di considerare valida ogni misura, bisogna controllare, con il regolatore di taratura, che l'indice dello strumento vada a fondo scala con S_1 posto su aperto.

Se la stabilità del segnale fornito dal generatore non è molto buona, il sistema di taratura su esposto porterà fatalmente a commettere piccoli errori.

Infatti, quando si varia la resistenza di carico esterna varia corrispondentemente il carico a radiofrequenza sul generatore, e ciò probabilmente causerà una variazione della potenza applicata al ponte.

Ponendo ai capi della bobina di accoppiamento un voltmetro a radiofrequenza, si può fare in modo da tenere costante la tensione

applicata al ponte, e si può così eseguire una taratura sufficientemente precisa del ponte stesso.

Impiego del ponte.

Il ponte verrà inserito nella linea di trasmissione. Si collega il sistema ad un trasmettitore di debole potenza, il cui segnale di uscita sia quanto più possibile privo di armoniche.

Le misure vanno eseguite in corrispondenza alle varie frequenze alle quali il sistema di antenna deve funzionare.

Si pone anzitutto il commutatore su posizione « Taratura » e si regola il potenziometro di taratura in modo da ottenere la deviazione a fondo-scala dell'indice dello strumento. Si sposta quindi il commutatore alla posizione « *ROS* » e si prende nota della deviazione dell'indice dello strumento.

Si ripete questa operazione per le varie frequenze di lavoro dell'antenna.

Si traccia un grafico « frequenze-*ROS* » nel quale vengono riportati i vari valori del rapporto di onde stazionarie letti con lo strumento. Ovviamente questo grafico si riferisce alla particolare linea di trasmissione e alla particolare antenna usate.

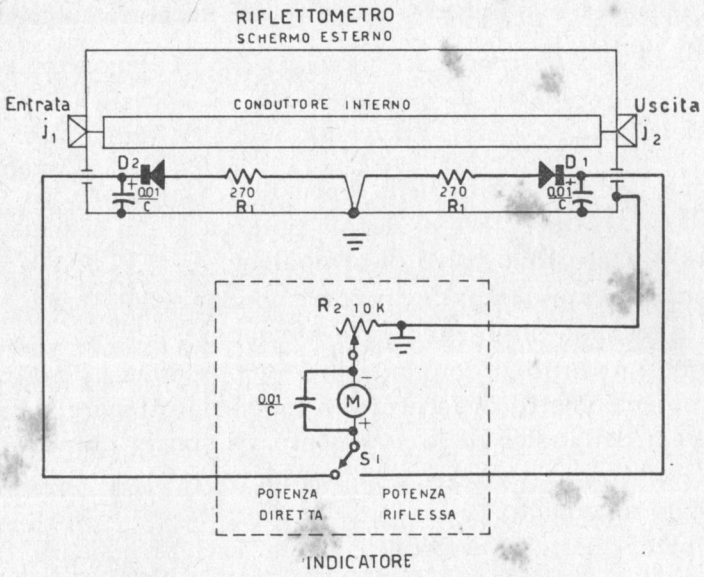
Ora si possono apportare all'antenna e alla linea quelle modifiche tendenti ad ottenere una curva del rapporto di onde stazionarie quanto più piatta possibile, facendo in modo che il punto di minimo valore del rapporto di onde stazionarie misurato coincida con la frequenza normale di funzionamento dell'antenna.

Il riflettometro coassiale.

Il riflettometro consiste di un breve tratto di linea coassiale munito di due voltmetri a radiofrequenza. Con un voltmetro viene misurata la componente incidente della tensione nella linea, mentre con l'altro viene misurata la componente riflessa.

Il valore del rapporto di onde stazionarie sulla linea di trasmissione è funzione del rapporto fra componente riflessa e componente incidente, secondo come indica la Fig. 5.

Nelle applicazioni pratiche non è necessaria una taratura assoluta del riflettometro ma basta avere una indicazione relativa della potenza riflessa e della potenza diretta, in base alle quali si possa deter-



PARTI COMPONENTI

N. 2 dischi esterni ∅ 60 mm - spessore 6 mm

N. 1 schermo esterno - ∅ interno 60 mm - lunghezza 15 cm

N. 2 tiranti - ∅ 6,3 mm - lunghezza 138 mm

N. 1 conduttore interno - ∅ 12,5 mm - lunghezza 128 mm (forarne le estremità e poi saldarlo alle boccole delle prese coassiali)

N. 2 - prese coassiali J_1 e J_2

N. 3 morsetti per strumento.

Figura 8. - Il riflettometro coassiale.

D_1, D_2 - Diodi a cristallo 1N34A

R_1 - Resistori ad impasto da 270 Ω - 1 W (ne occorrono due di uguale resistenza)

M - Milliamperometro da 1 mA f.s.

J_1, J_2 - Prese coassiali tipo SO-239

---

minare il grado di disadattamento d'impedenza sulla linea. Si rende così possibile effettuare tutte le operazioni di regolazione dell'antenna e della linea di trasmissione in modo da ridurre al minimo possibile il valore della potenza riflessa, indipendentemente dal suo valore numerico.

Le letture che lo strumento indicatore fornisce dipendono dalla frequenza di lavoro, nel senso che aumentano al crescere della frequenza, della potenza del generatore e della regolazione della sensibilità dello strumento indicatore del riflettometro.

Malgrado queste limitazioni, il riflettometro è estremamente utile.

Nella Fig. 8 sono riportati il circuito e i dati relativi alla realizzazione del riflettometro. Su un tratto relativamente breve di linea di trasmissione sono inseriti, l'uno in opposizione all'altro, due voltmetri a diodo. L'accoppiamento combinato induttivo e capacitivo fra ciascun voltmetro e la linea risulta tale da determinare in un caso l'annullamento della componente incidente della tensione di linea, mentre la componente induttiva viene annullata nell'altro caso. Pertanto ogni voltmetro indica solo una componente d'onda.

Mediante un montaggio particolarmente accurato si può ottenere simmetria fisica tale da assicurare una completa separazione delle tensioni componenti nei due voltmetri.

Le uscite dei due voltmetri possono venire inviate ad uno strumento esterno, collegato ai morsetti terminali del riflettometro.

Ciascun voltmetro è costituito da un resistore di carico e da un'ansa di accoppiamento. Quest'ultima è situata parallelamente al tratto di linea di trasmissione così da ottenere la formazione di un accoppiamento contemporaneamente induttivo e capacitivo fra il conduttore centrale della linea e l'area di accoppiamento.

Le dimensioni del conduttore centrale e dello schermo esterno del riflettometro debbono essere tali che la impedenza caratteristica del riflettometro risulti adattata quanto meglio possibile alla linea di trasmissione.

Costruzione del riflettometro.

Le prese coassiali di entrata e di uscita del riflettometro sono montate su dischi di ottone, tenuti solidali l'uno all'altro mediante tiranti, anch'essi di ottone e filettati ad entrambe le estremità.

Il conduttore centrale sarà costituito da un pezzo di tondino di ottone, rastremato e forato ad entrambe le estremità, in modo da entrare dentro la boccola centrale di ciascuna delle due prese coassiali (di entrata e di uscita). I dischi di ottone, i tiranti e il conduttore centrale verranno argentati galvanicamente, prima di essere montati.

Quando il conduttore centrale è sistemato al suo posto, lo si salderà ad ogni estremità alla boccola centrale della rispettiva presa coassiale.

Uno dei tiranti di allineamento è forato a metà della sua lunghezza, con un foro da 5 mm, filettato. Anche i dischi sono forati in modo

da sostenere due isolatori ceramici alti 12 mm e i morsetti di collegamento dei voltmetri.

I due resistori di carico debbono essere controllati con un ponte, allo scopo di accertarsi che le loro resistenze sono uguali. Il valore esatto della resistenza non ha molta importanza: importa invece che le due resistenze abbiano lo stesso valore. Anche i diodi debbono essere controllati (con un ohmetro) al fine di selezionarli, in modo che i due diodi usati abbiano lo stesso valore di resistenza diretta e inversa.

Durante la saldatura dei diodi e dei resistori bisogna fare attenzione ad evitare di non trasmettere a questi componenti un eccessivo calore del saldatore, per non alterarli. Si dovrà anche fare attenzione affinché i reofori dei resistori abbiano identica lunghezza e che il riflettometro possa considerarsi idealmente suddiviso in due parti che risultino l'una l'immagine speculare dell'altra. I corpi dei resistori debbono essere distanti circa 3,2 mm dal conduttore centrale del riflettometro.

Controllo del riflettometro.

Lo strumento verrà tarato su una delle frequenze più basse delle VHF. Per fare ciò sono necessari un generatore di potenza a radiofrequenza, che possa erogare qualche watt, e un carico non reattivo.

La costruzione del riflettometro è tale che esso funziona ugualmente bene su linee di trasmissione coassiali a 52 Ω o a 72 Ω.

Per realizzare un carico fittizio a 52 Ω si porranno in parallelo quattro resistori ad impasto da 220 Ω. I reofori di questi resistori vanno tagliati molto corti e vanno collegati ad una spina per cavo coassiale. Questo tipo di carico, se ben costruito, è adatto a frequenze fino a 50 MHz. La resistenza di carico, così realizzata, sarà di 55 Ω e ai fini pratici dà gli stessi risultati di una da 52 Ω. Qualora poi si volesse realizzare una resistenza proprio di 52 Ω, si collegheranno in parallelo quattro resistori da 208 Ω. Per realizzare il resistore da 75 Ω si monteranno in parallelo quattro resistori da 300 Ω.

La potenza a radiofrequenza verrà applicata alla presa coassiale di entrata del riflettometro, mentre il carico fittizio verrà collegato alla presa coassiale di uscita.

Si inserisce lo strumento indicatore ai terminali corrispondenti alla « potenza riflessa ». Lo strumento dovrà indicare quasi zero. Per

ottenere uno zero più esatto si toglie la custodia del riflettometro e si regola opportunamente la posizione del resistore di carico del diodo.

Il perfetto azzeramento dello strumento indicatore dipende dalla lunghezza effettiva del reoforo del resistore e dalla posizione di quest'ultimo.

Prima di applicare nuovamente il segnale al riflettometro si rimetta al suo posto la custodia. Si inverte ora il riflettometro applicando cioè il segnale a radiofrequenza alla presa coassiale di uscita, mentre il carico fittizio viene collegato alla presa coassiale d'entrata. Si regola il secondo voltmetro corrispondente alla potenza « diretta » in modo da ottenere una indicazione zero dello strumento indicatore. (Per tale voltmetro, si procederà analogamente a come si è detto sopra per il voltmetro d'entrata).

Se non è possibile ottenere una lettura zero, vuol dire che nel segnale a radiofrequenza del generatore vi è un notevole contenuto di armoniche, che provocano una deviazione residua dell'indice dello strumento. In questo caso bisognerà accoppiare il riflettometro con il generatore mediante un circuito accordato, che elimini le armoniche nocive permettendo così di ottenere una posizione dell'indice esattamente zero.

Nel fare queste prove bisogna accertarsi che la potenza a radiofrequenza inviata al riflettometro non sia eccessiva, per evitare che i resistori di carico fittizio si riscaldino eccessivamente.

Impiego del riflettometro.

Il ponte può essere usato fino a 150 MHz. Con particolari precauzioni costruttive il suo campo d'impiego può essere spinto fino alle UHF. Esso verrà inserito nella linea di trasmissione ad un punto convenientemente scelto.

Si pone lo strumento indicatore in modo da leggere la potenza diretta, inserendo la massima resistenza R_2 nel suo circuito.

Si applica all'entrata del riflettometro la potenza fornita dal generatore a radiofrequenza e si regola la resistenza R_2 del circuito dello strumento indicatore in modo da ottenere una deviazione a fondo scala del suo indice. Si predispone quindi lo strumento indicatore per la misura della potenza riflessa, il cui valore è dato da

$$\frac{R_L - Z_o}{R_L + Z_o}$$

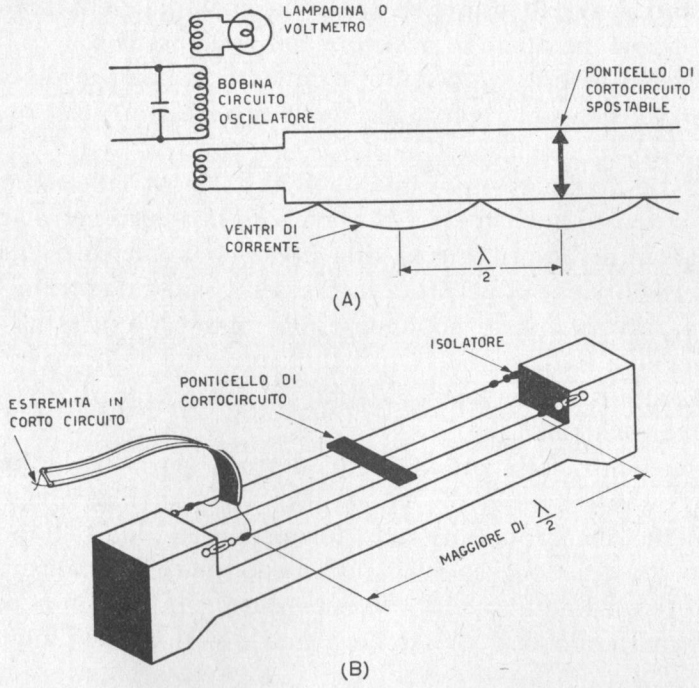


Figura 9. - Linea di Lecher.

Supponendo che l'indice dello strumento, durante la lettura della potenza diretta, era su 1, mentre nella lettura della potenza riflessa esso vada su 0,5, il rapporto risulta 0,5 : 1 = 0,5 al quale, in base alla curva di Fig. 5, corrisponde un rapporto di onde stazionarie di 3.

Qualora si desideri, il riflettometro può venire usato come indicatore della potenza di uscita di un trasmettitore. A tale scopo si regolerà la resistenza del circuito dello strumento in modo che l'indice vada a metà scala, con lo strumento indicatore predisposto su potenza diretta e si effettueranno le varie regolazioni sul trasmettitore in modo da ottenere la massima deviazione dell'indice dello strumento stesso.

Linea di Lecher.

Spesso può essere utile determinare la frequenza di funzionamento di un trasmettitore o di un generatore. Un sistema molto utile

a tale scopo e che ha dato origine a molti altri dispositivi basati sulle linee di trasmissione, è quello del frequenzimetro con fili di Lecher.

Il principio di funzionamento su cui si basa scaturisce dalle proprietà delle linee di trasmissione aperte, che abbiamo esaminate in precedenza e consiste nel creare su un tratto di linea di trasmissione (generalmente lungo più di mezza lunghezza d'onda), un sistema di onde stazionarie e nel misurare la distanza fra i nodi e i ventri di corrente o di tensione. Si può così determinare la lunghezza d'onda del segnale immesso nella linea di Lecher e conseguentemente la frequenza.

L'energia a radiofrequenza di solito viene immessa nel sistema mediante un accoppiamento induttivo (Fig. 9 *A*). La corrente indotta sui fili di Lecher circola passando attraverso un ponticello di cortocircuito, la cui posizione può venire modificata. Su questo ponticello avviene una riflessione con conseguente formarsi di onde stazionarie che dal ponticello vanno verso la bobina di accoppiamento. Al variare della posizione del ponticello sulla linea di Lecher varia ciò che il generatore « vede ». Se il ponticello è situato ad una distanza di mezza lunghezza d'onda dalla bobina di accoppiamento, la linea di Lecher equivale ad un cortocircuito; se è situato ad una distanza di un quarto di lunghezza d'onda, o di multipli dispari di $\lambda/4$, allora la bobina di accoppiamento « vede » un circuito aperto. Nei punti a cui corrisponde un cortocircuito, la bobina di accoppiamento assorbe la massima potenza dal generatore, mentre nei punti a cui corrisponde un carico infinito sulla bobina di accoppiamento, la potenza assorbita sul generatore risulta nulla.

Al variare della potenza assorbita dalla bobina di accoppiamento, varia la tensione indotta su un'altra bobina, alla quale è connessa una lampadina ad incandescenza, nel caso in cui i generatore sia di forte potenza, oppure un voltmetro elettronico, nel caso in cui il generatore eroghi una potenza piccola.

Il funzionamento del sistema è molto semplice: dapprima si pone il ponticello in un punto cui corrisponda la massima tensione sull'indicatore (lampadina o voltmetro). Successivamente si sposta il ponticello fino ad ottenere ancora la massima tensione sull'indicatore (lampadina o voltmetro). La distanza fra questi due punti corrisponde a mezza lunghezza d'onda.

Considerando che la velocità di propagazione nella linea di Lecher corrisponde a 0,98 della velocità nello spazio, si ha

$$\text{Frequenza (in MHz)} = \frac{147}{\text{distanza fra i due punti, in metri}}$$

Nel caso in cui lo strumento indicatore è un voltmetro, può convenire, per ottenere maggiore precisione di misura, di misurare la distanza fra le due successive posizioni del ponticello cui corrisponde la minima indicazione del voltmetro. La distanza fra tali due posizioni è ancora di mezza lunghezza d'onda.

Date le dimensioni delle linee di Lecher (superiori a mezza lunghezza d'onda) il loro impiego può risultare pratico solo alle frequenze VHF e UHF.

Applicazione del tronco di linea a quarto d'onda alla misura delle onde stazionarie su una linea bifilare.

Siccome, quando si misura il rapporto di onde stazionarie, non si deve apportare alcuna alterazione alla distribuzione delle tensioni e delle correnti lungo la linea, il sistema con il quale, su una linea di trasmissione bifilare, si esegue questa misura non può essere a bassa resistenza, ma deve avere la più alta resistenza possibile. A tale scopo si potrà impiegare un tronco di linea a quarto d'onda, una estremità del quale è chiusa su un amperometro a termocoppia, mentre l'altra estremità viene fatta scorrere lungo la linea di trasmissione.

Siccome l'amperometro a termocoppia ha una resistenza molto bassa, si comporta come un cortocircuito sul tronco di linea a $\lambda/4$, per cui questo tronco a sua volta si comporta come un circuito risonante parallelo, ma con un Q più basso in seguito all'inserzione dell'amperometro.

Spostando il punto d'inserzione del tronco lungo la linea si avrà un susseguirsi di massimi e minimi di corrente nell'amperometro. Questi massimi e minimi corrispondono ad altrettanti massimi e minimi di tensione sulla linea, dato che, per il tronco a quarto d'onda, è

$$E = Z_0 I$$

dove Z_0 è l'impedenza caratteristica del tronco di linea. Pertanto il rapporto fra I_{max} e I_{min} letti dall'amperometro corrisponde al rap-

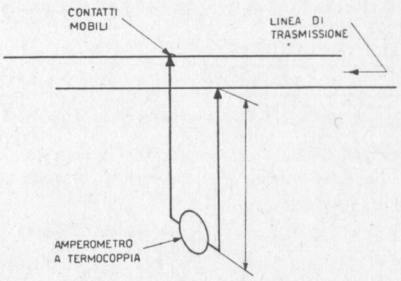


Figura 10. - Applicazione del tronco di linea a quarto d'onda alla misura delle onde stazionarie su una linea bifilare.

porto fra E_{max} ed E_{min} sulla linea. È allora possibile determinare il rapporto di onde stazionarie sulla linea mediante il grafico di Fig. 5, Cap. I.

Linea a fenditura.

Per rilevare il rapporto di onde stazionarie su una linea di trasmissione si può esplorare la linea mediante un dispositivo di rivelazione che indichi l'intensità del campo elettrico (tensione sulla linea) oppure del campo magnetico (corrente sulla linea) in prossimità della linea.

Nella Fig. 11 è illustrato un esempio tipico di sistema rivelatore di onde stazionarie, adatto per cavi coassiali. Questo dispositivo consiste di una sezione di linea coassiale avente un isolamento ad aria e il cui conduttore esterno presenti una fenditura longitudinale. Su questa fenditura viene montato un supporto spostabile che sostiene una sonda la quale penetra nella fenditura avvicinandosi al conduttore centrale. A questa sonda viene collegato uno strumento indicatore di potenza o di tensione: molto spesso basta un semplice rivelatore.

Si collega il generatore ad una estremità della linea a fenditura mentre all'altra estremità si collega l'impedenza incognita oppure l'entrata della linea di trasmissione sulla quale si deve misurare il rapporto di onde stazionarie. Per ottenere il diagramma di onde stazionarie si sposterà il supporto (e quindi la posizione della sonda) e si osserveranno le variazioni dell'uscita della sonda.

Linee di trasmissione rastremate.

Si dice *rastremato* un tratto di una linea di trasmissione nel quale l'impedenza caratteristica varia gradualmente e in maniera continua

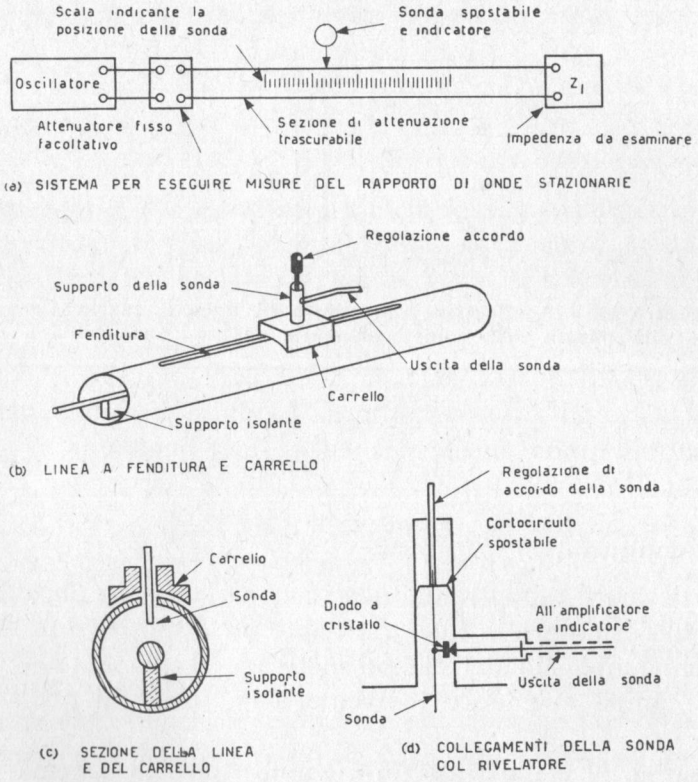


Figura 11.. - Dettagli di una linea a fenditura per la misura delle onde stazionarie su una linea coassiale.

da un valore ad un altro. Un'onda progressiva, che passi attraverso una sezione di questo tipo, presenterà un rapporto fra tensione e corrente, trasformato in corrispondenza al rapporto di impedenza caratteristica ottenuto.

Perché una rastremazione possa essere considerata soddisfacente, occorre che la variazione d'impedenza caratteristica per lunghezza d'onda di linea rastremata non sia molto grande; altrimenti nella sezione di linea rastremata si vengono a creare riflessioni. In altri termini, quando la variazione d'impedenza caratteristica per lunghezza d'onda di linea è molto grande, allora la rastremazione si comporta come una discontinuità e non dà più luogo ad una trasformazione graduale d'impedenza.

Da quanto sopra, segue che un tratto di linea di trasmissione

rastremata funziona alle UHF come un perfetto trasformatore d'impedenza. Però, man mano che la frequenza diminuisce questo tratto di linea cessa di agire soddisfacentemente come trasformatore d'impedenza, a causa dell'aumentato valore della lunghezza d'onda e quindi dell'aumentata variazione d'impedenza caratteristica per ogni lunghezza d'onda di linea rastremata. Quindi, al diminuire della frequenza, la riflessione causata dalla rastremazione diviene sempre più forte.

La frequenza limite più bassa alla quale può essere utilizzato in pratica un tratto di linea rastremata corrisponde alla frequenza per la quale l'impedenza caratteristica varia secondo un rapporto compreso fra 1,3 e 4 per ogni lunghezza d'onda di linea. Questo valore dipende dall'entità del rapporto di onde stazionarie che si è disposti a tollerare.

Una linea può essere rastremata variando la distanza fra i conduttori (nel caso di linea bifilare) oppure variando il diametro del conduttore interno (o esterno) nel caso di linea coassiale.

Il tipo ideale di linea restremata è quella nella quale l'impedenza caratteristica varia uniformemente con la lunghezza, in modo che

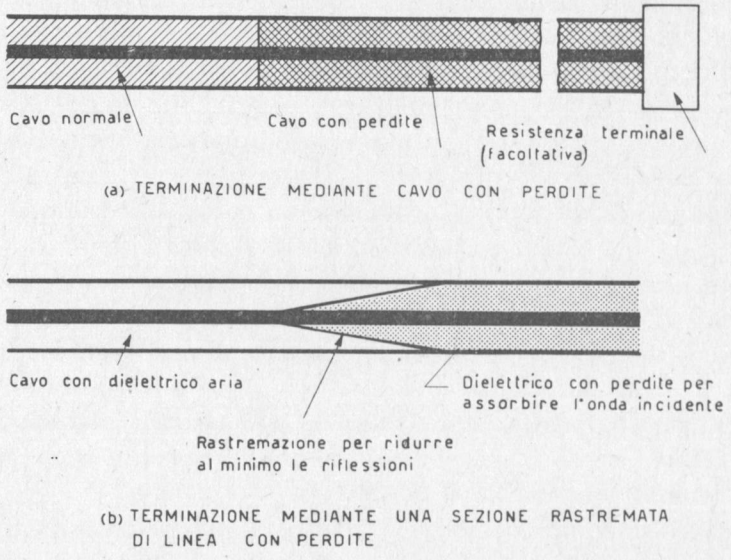


Figura 12. - Terminazione non riflettente per linee di trasmissione coassiali. particolarmente adatta alle UHF.

risultino ridotte al minimo le irregolarità di variazione d'impedenza caratteristica con la lunghezza. Però possono essere ottenuti risultati abbastanza soddisfacenti in maniera ancora più pratica, procedendo al modo indicato nella Fig. 12, ossia modificando linearmente con la distanza la spaziatura fra i conduttori. Questo tipo di linee rastremate è quello che si usa normalmente in pratica a scopo di misure.

CAPITOLO IV.

PROBLEMI DI INSTALLAZIONE DELLE LINEE DI TRASMISSIONE

Installazione della linea di trasmissione.

Nell'installazione di una linea di trasmissione bisogna curare di tenerla più lontana possibile da oggetti metallici o da apparecchiature elettriche. Se possibile, bisogna evitare che la linea di trasmissione passi in vicinanza di strade a forte traffico automobilistico, poiché sui canali a VHF e su quelli a UHF a frequenze più basse, avverrebbe inevitabilmente la captazione di un certo livello di disturbi da parte della linea. Questa regola deve essere seguita con qualsiasi tipo di linea di trasmissione, anche se coassiale. (Si tenga infatti presente che il cavo coassiale, pur possedendo la proprietà di attenuare sensibilmente i disturbi, non impedisce totalmente che essi penetrino nel ricevitore, dato che sul conduttore esterno possono venire indotte correnti disturbatrici che così pervengono al ricevitore. Inoltre un difettoso collegamento a terra dello schermo del cavo coassiale può dare luogo ad una maggiore ricezione di disturbi. Sarà quindi saggia precauzione sistemare il cavo coassiale lungo un percorso in cui il livello dei disturbi sia minimo).

Con le linee di trasmissione bifilari esiste una maggiore probabilità di captare disturbi o interferenze. Per ridurne il livello occorre disporre ad elica la linea con passo 25 cm circa.

La lunghezza della linea di trasmissione deve essere in ogni caso la minima possibile: quanto maggiore è la lunghezza della linea tanto maggiore è l'attenuazione del segnale e tanto più alto è il livello di disturbi captato dalla linea. Inoltre, soprattutto nel caso di impiego di cavo coassiale, il costo dell'installazione aumenta col crescere della lunghezza della linea di trasmissione.

Nel caso di un'antenna per VHF e UHF munita di due linee di discesa, la distanza fra queste non deve essere inferiore a 25 cm. Se la distanza è minore, le oscillazioni delle linee in caso di vento, possono causare fluttuazioni nell'intensità del segnale. Queste oscillazioni

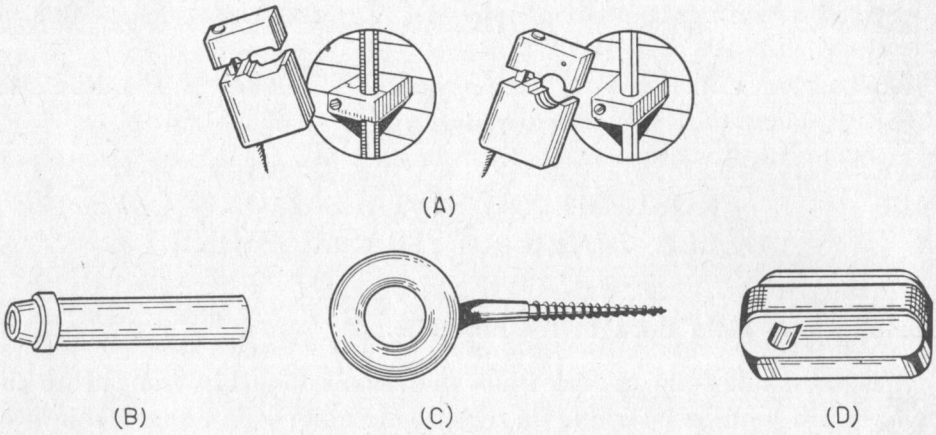


Figura 1. - Accessori per discesa di antenna usati nelle installazioni della linea di trasmissione.

(a) Sostegni per discesa di linea di trasmissione bifilare a piattina o di cavo coassiale. Questi sostegni fissano la linea di trasmissione nella posizione voluta, lontano dalle pareti della casa. (b) Tubi di porcellana. Questi accessori vengono usati come protezione dei cavi coassiali quando questi debbono attraversare le pareti. (c) Isolatori a vite ad anello per mantenere la linea di trasmissione lontana dalle pareti della casa. (d) Isolatori d'ancoraggio per antenna. Questi accessori vengono usati per suddividere in piccoli tratti i tiranti di controventatura. Un tirante molto lungo può alterare il diagramma di direzionalità dell'antenna.

della linea di trasmissione vanno evitate anche nel caso in cui la linea di discesa sia unica, assicurando la linea stessa al tetto dell'edificio e alle pareti durante la sua discesa, mediante isolatori posti ad opportuna distanza.

Questi isolatori possono essere del tipo a vite, ad anello, a serrafili isolanti (vedi Fig. 1). Quando, per ancorare la linea, si adoperano i serrafili isolanti, bisogna fare attenzione che nello stringerli non venga danneggiato il cavo.

Per l'entrata della linea nell'appartamento dove è installato il televisore ci si può servire di una finestra, ma non conviene porre la linea fra l'infisso e lo stipite poiché, con l'apertura e chiusura della finestra, si potrebbe danneggiare o rompere la linea. Conviene invece eseguire nello stipite della finestra un foro attraverso il quale fare passare la linea di trasmissione. Il foro verrà poi chiuso con mastice o vernice, dopo avervi introdotta la linea.

In qualche caso può essere conveniente forare il muro della casa e introdurre in questo foro un tubo di porcellana dentro il quale verrà infilata la linea di trasmissione, tanto se bifilare come se coassiale.

Il collegamento fra linea di trasmissione e televisore deve essere molto sicuro, dato che il televisore deve poter essere spostato senza pericolo di distaccare la linea dall'entrata di antenna del televisore.

Per ricevitori con impedenza d'ingresso a 75 Ω e quando la distanza fra antenna e ricevitore è minore di 50 metri, si adopererà di solito cavo coassiale da 72-73 Ω di impedenza caratteristica. Se invece la linea di trasmissione è lunga più di 50 metri e se si ritiene che il livello di disturbi nella zona attraversata dalla linea non è molto alto, si adotterà una linea bifilare a 300 Ω, poiché il cavo coassiale attenuerebbe eccessivamente il segnale. L'adattamento fra la linea di trasmissione a 300 Ω e l'entrata a 75 Ω del ricevitore verrà eseguito inserendo, fra ricevitore e linea, un tratto di linea a $\lambda/4$ da 150 Ω di impedenza caratteristica. Come abbiamo visto nei precedenti capitoli la linea di adattamento a quarto d'onda funziona come un trasformatore d'adattamento d'impedenza. Se l'antenna è costituita da un dipolo semplice a 72 Ω occorrerà inserire fra antenna e linea di trasmissione un tronco di linea a $\lambda/4$, avente impedenza caratteristica 150 Ω. Se invece l'antenna è un dipolo ripiegato (la cui impedenza è di 288 Ω) non occorrerà inserire fra antenna e linea di trasmissione alcun tronco di linea di adattamento d'impedenza e la linea verrà perciò collegata direttamente all'antenna.

Alle frequenze VHF, per eseguire l'adattamento d'impedenza fra linea a 300 Ω e ingresso del ricevitore a 75 Ω, oppure fra linea a 75 Ω e ingresso del ricevitore a 300 Ω, è possibile adoperare appositi trasformatori, che quindi sostituiscono la linea di adattamento a quarto d'onda. Questi trasformatori presentano, rispetto alla linea a quarto d'onda, il vantaggio di possedere una banda passante più larga, per cui un unico trasformatore può servire per tutti i canali televisivi a VHF. Invece la linea di adattamento a $\lambda/4$ serve unicamente per la frequenza del canale per il quale è dimensionata, o per una ristretta banda di frequenze attorno alla frequenza nominale.

Un altro vantaggio dei trasformatori, rispetto alle linee a $\lambda/4$, consiste nella eliminazione dei segnali in fase indotti sulla linea di trasmissione, cioè dei segnali interferenti e dei disturbi che non si eliminano vicendevolmente lungo la linea.

Questi trasformatori, pur essendo così utili alle VHF, non possono venire usati alle UHF, dove l'adattamento d'impedenza può farsi unicamente mediante le linee a $\lambda/4$.

Qualora la linea di trasmissione attraversi zone molto disturbate è conveniente usare, come linea di trasmissione, un cavo coassiale anche per discese più lunghe di 50 metri, sebbene il cavo coassiale introduca una forte attenuazione del segnale. Come tipo di cavo, converrà usare l'RG-11/U. Per compensare le maggiori perdite della linea, si adotterà un'antenna avente un guadagno più alto di quella inizialmente prescelta.

Alle frequenze UHF, dato il minore livello di disturbi, il più delle volte si può evitare di attuare questo accorgimento.

Quando l'intensità dei segnali è molto alta, oppure quando il livello dei disturbi o delle interferenze è basso, si può usare, come antenna, un dipolo semplice che verrà collegato con l'ingresso a 75 Ω del televisore mediante una linea bifilare a 75 Ω di impedenza caratteristica. Se invece si deve collegare un'antenna a dipolo ripiegato con un ricevitore avente entrata a 300 Ω, si adotterà la linea bifilare a piattina a 300 Ω. Nei rari casi in cui questo tipo di linea dovesse provocare un elevato livello di disturbi, si potrà sostituirla con una linea bifilare schermata a 300 Ω.

Con i ricevitori aventi ingresso a 75 Ω o a 300 Ω si può usare una linea bifilare a 150 Ω, purché venga interposta, fra linea e ingresso del ricevitore, un opportuno tronco di adattamento a quarto d'onda. Si tenga però presente che raramente la linea a 150 Ω viene usata come linea di trasmissione: la sua principale applicazione consiste nel realizzare, mediante essa, le linee di adattamento a quarto d'onda.

Impianti collettivi di antenna.

Gli impianti collettivi di antenna vengono usati sempre più frequentemente nelle case moderne. L'uso di tali impianti evita di avere, sul tetto delle case, una moltitudine di antenne televisive. Inoltre, mediante l'impiego di un'unica antenna, viene eliminata l'influenza reciproca fra le varie antenne che si avrebbe se ogni inquilino installasse una propria antenna.

Nelle località in cui si può ricevere solo un canale televisivo, l'impianto collettivo di antenna sarà costituito da un'antenna dimensionata per la frequenza del canale ricevibile e installata e orientata in maniera

da fornire il massimo livello di segnale captato. L'uscita dell'antenna potrà eventualmente essere inviata ad un amplificatore d'antenna (booster), in modo da farle assumere il livello necessario per una buona ricezione. Questo amplificatore verrà sintonizzato sulla frequenza del canale.

L'uscita dell'amplificatore verrà inviata ad una linea di discesa unica, la quale si smista poi alle varie scatole di derivazione destinate una per ogni appartamento.

Nelle località dove è possibile ricevere più di un canale televisivo si adotterà un'antenna, un amplificatore ed una linea di discesa, con relative scatole di derivazione, per ogni canale ricevibile.

Un problema analogo a quello delle antenne collettive è rappresentato dalla installazione di antenna per i negozi di vendita di televisori. In questi negozi spesso si presenta la necessità di far funzionare contemporaneamente due o più televisori, a scopo di confronto.

Se i ricevitori venissero collegati semplicemente in parallelo fra loro si avrebbe una sensibile riduzione dell'impedenza di carico sulla linea, con conseguente formazione di un regime di onde stazionarie. Di conseguenza si avrebbe una diminuzione dell'intensità dei segnali e in qualche caso si verificherebbero fluttuazioni di contrasto nelle immagini dei vari televisori. Inoltre, avverrebbe certamente che il segnale dell'oscillatore locale di un ricevitore provocherebbe interferenze nella ricezione degli altri televisori.

Per evitare che sorgano gli inconvenienti suddetti si possono adottare le soluzioni illustrate dalla Fig. 2.

Nella Fig. 2 *a* è riportato un circuito di smistamento atto a far funzionare contemporaneamente tre televisori, ciascuno predisposto per entrata a 300 Ω. Nella Fig. 2 *b* è riportato un analogo circuito, ma per televisori predisposti con entrata a 75 Ω. Il valore dei resistori R_1 del circuito di Fig. 2 *a* è di 150 Ω, nel caso che debbano funzionare contemporaneamente due televisori; di 300 Ω per tre televisori; di 450 Ω per quattro; di 600 Ω per cinque e così via: per ciascun televisore aggiunto si aumenta di 150 Ω il valore dei resistori. Siccome queste resistenze attenuano il segnale d'ingresso al televisore, occorre che il sistema d'antenna sia particolarmente efficiente, dato che quanto più forte è il segnale captato dall'antenna, tanto maggiore è il numero di televisori che possono funzionare contemporaneamente e soddisfacentemente.

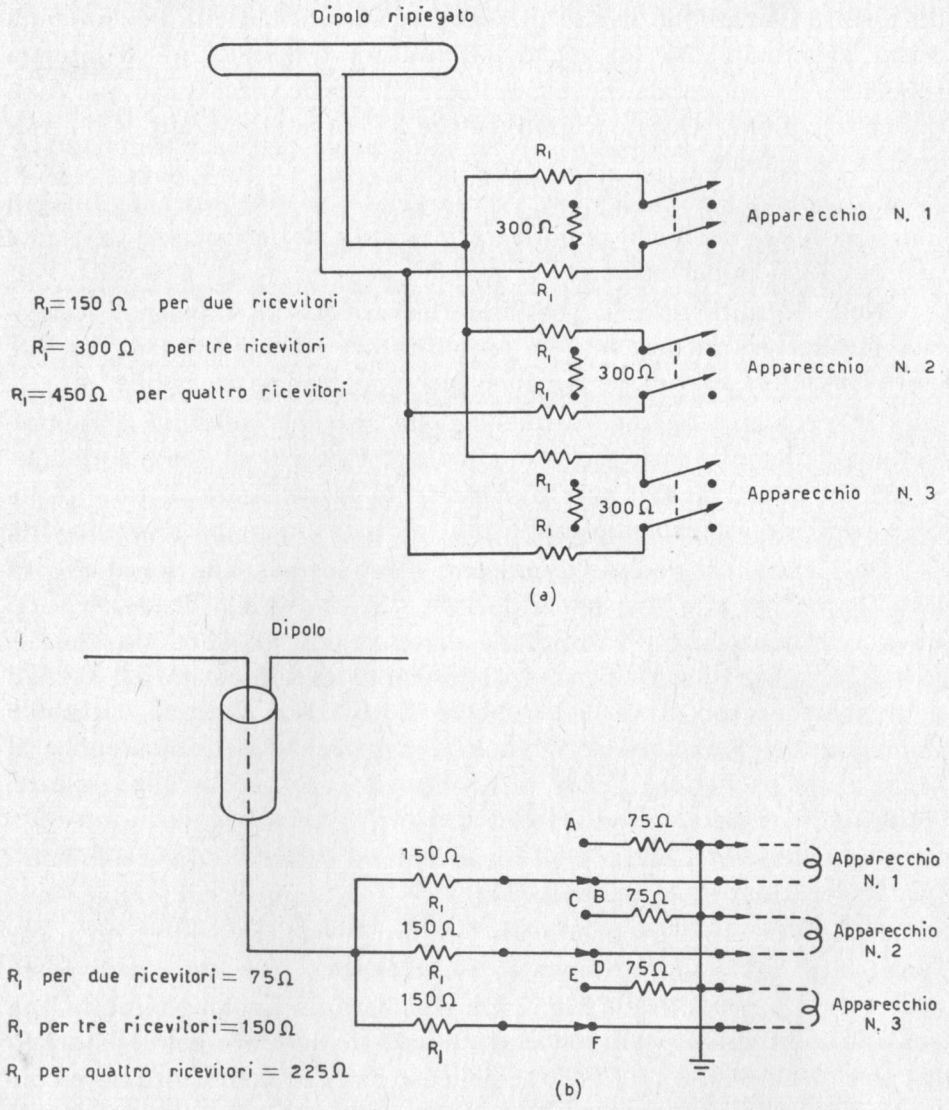


Figura 2. - Sistema di antenna multipla in uso presso i radiorivenditori.
(a) Circuito previsto per ricevitori con ingresso bilanciato a 300 Ω.
(b) Circuito per apparecchi con ingresso non bilanciato a 75 Ω.

Con il circuito di Fig. 2 *a* il commutatore deve essere chiuso sulla resistenza di carico fittizio, quando il televisore non è inserito. In tal modo si evita di creare disadattamenti nell'impianto. Con il circuito di Fig. 2 *b* il commutatore relativo al televisore che non viene usato

deve essere chiuso sulla resistenza di carico fittizio, ossia nelle posizioni (A) (C) (E).

Nel circuito di Fig. 2 *b* adatto a televisori con ingresso a 75 Ω, il valore dei resistori R_1 dovrà essere di 75 Ω nel caso di due televisori, di 150 Ω per tre, di 225 Ω per quattro e così via: per ciascun televisore aggiunto si aumenta di 75 Ω il valore dei resistori.

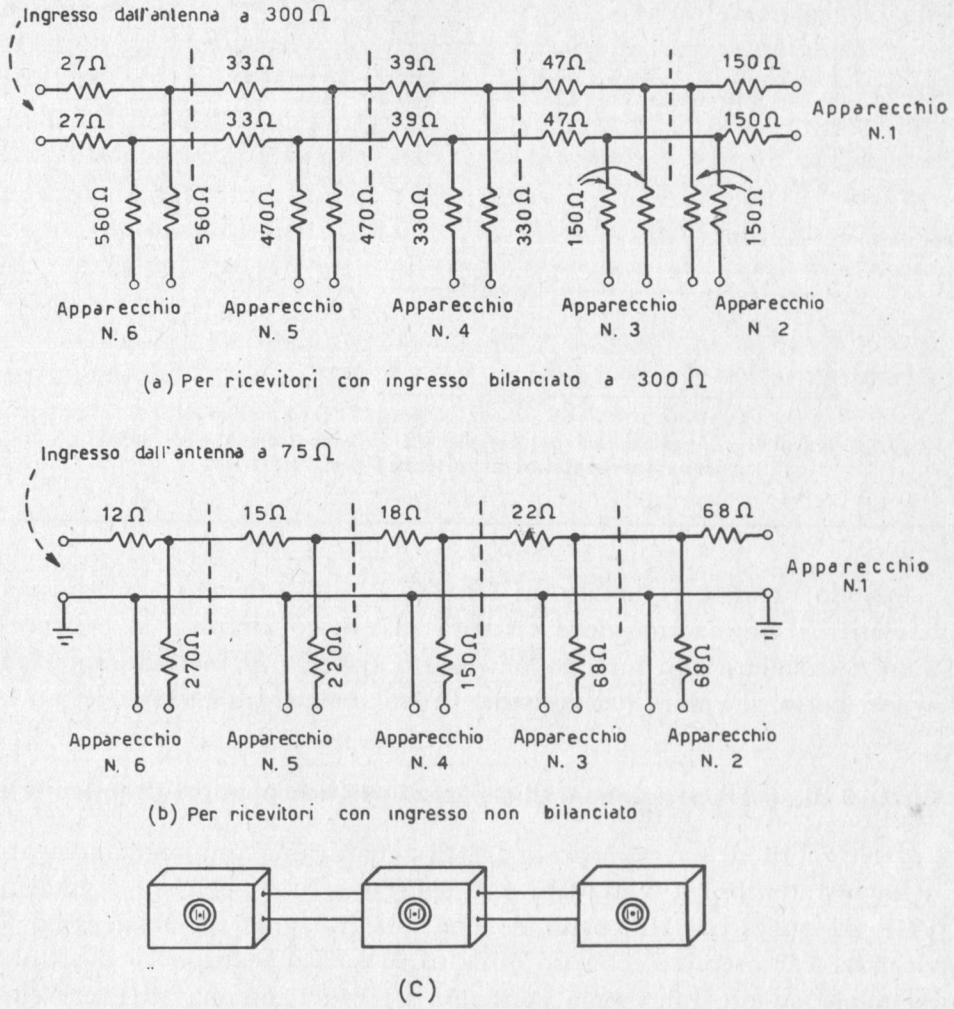


Figura 3. - Collegamento di 6 ricevitori su un impianto ad antenna multipla La rete di resistenze usata per ciascun circuito può venire chiusa in una serie di scatole (c) per ragioni di pulizia. In queste scatole si potranno montare prese femmine. Le linee di trasmissione che conducono ai vari ricevitori verranno inserite mediante spine.

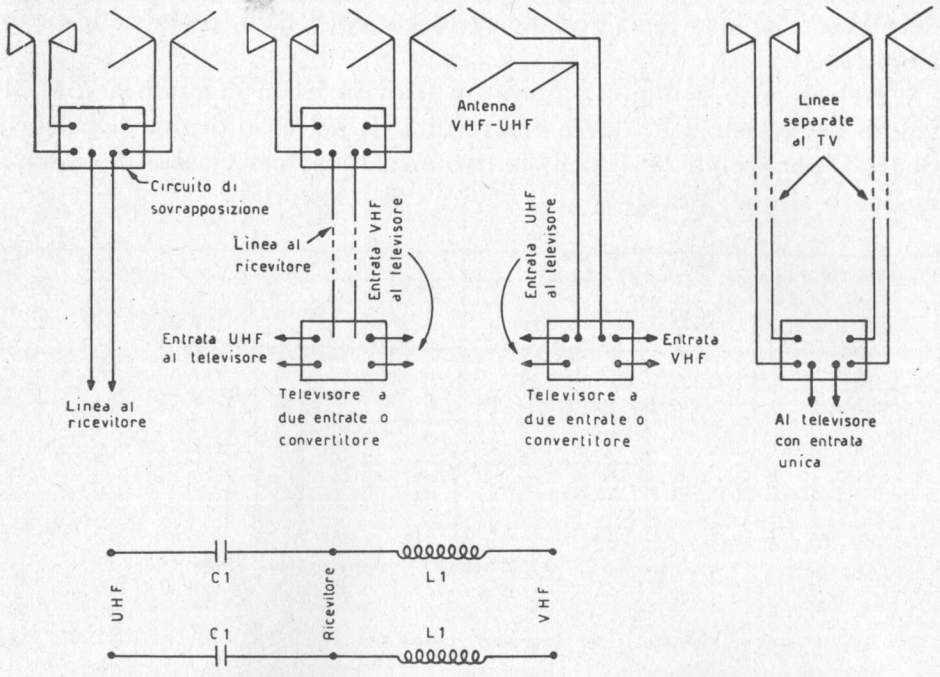


Figura 4. - Applicazione dei circuiti di sovrapposizione e di separazione (accoppiatori di antenne) per VHF-UHF.

Nella Fig. 3 è riportato un circuito di smistamento adatto a sei televisori. Data la maggiore criticità di questo circuito, si è proceduto a calcolare con metodo più esatto rispetto al metodo empirico avanti detto, il valore dei resistori di isolamento fra i vari televisori.

Circuiti di sovrapposizione e di separazione (accoppiatori di antenne).

I circuiti di sovrapposizione e di separazione vengono impiegati nelle installazioni a VHF-UHF per sovrapporre o separare segnali a VHF da quelli a UHF, evitando che questi segnali si danneggino a vicenda. Per esempio, con un circuito di sovrapposizione è possibile installare su un unico palo l'antenna UHF e l'antenna VHF e collegare entrambe le antenne ad un'unica linea di trasmissione, per portare i segnali al televisore. Senza il circuito di sovrapposizione si dovrebbero impiegare due linee di discesa al televisore.

Questi tipi di circuiti possono essere applicati in quattro differenti modi, illustrati dalla Fig. 4.

La prima applicazione di questo tipo di circuito consiste nell'installare sull'antenna un circuito di sovrapposizione mentre vicino al televisore viene posto un circuito di separazione. Al circuito di sovrapposizione verranno applicati i segnali di un'antenna UHF e di un'antenna VHF. L'uscita del circuito di sovrapposizione viene inviata alla linea di trasmissione la quale, in vicinanza del televisore, termina al circuito di separazione che provvede a separare fra loro i due segnali.

Nel caso in cui si usi un'unica antenna per VHF e UHF, si userà un'unica linea di discesa d'antenna e, vicino al televisore, si installerà un circuito di separazione, che serve a fornire i segnali per le due entrate del televisore, quella a VHF e quella a UHF. Se poi il televisore ha un'unica entrata per VHF e UHF, mentre si usano due antenne, si impiegherà un circuito di sovrapposizione montato vicino alle antenne stesse.

Il circuito di sovrapposizione svolge la funzione di sovrapporre, su un'unica linea, i segnali forniti da due antenne senza che queste ultime si influenzino reciprocamente. Il circuito di separazione svolge invece una funzione opposta: quella di separare fra loro i due segnali

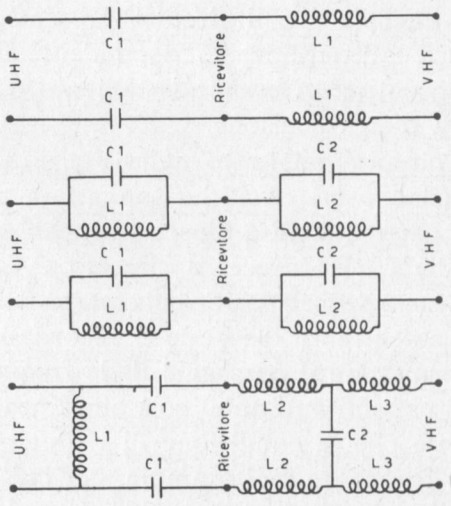


Figura 5. - Circuiti di sovrapposizione e di separazione (accoppiatori di antenne) a VHF-UHF

così da poterli inviare alle due entrate separate del televisore: quella per UHF e quella per VHF.

Nella Fig. 5 è rappresentato, in alto, un semplice circuito di sovrapposizione reattivo. La linea di trasmissione che va al televisore verrà collegata ai due punti centrali del circuito. L'antenna per UHF verrà collegata ai due capofili di sinistra, mentre quella per VHF verrà collegata a quelli di destra.

I condensatori C_1 debbono avere una reattanza molto piccola alle UHF, così da consentire, senza provocare alcuna attenuazione, il passaggio dei segnali che, dall'antenna UHF, vanno alla linea di discesa verso il televisore. Gli stessi condensatori debbono avere una reattanza alta alle frequenze VHF più basse, per evitare che il segnale captato dall'antenna VHF risulti attenuato per effetto della presenza del sistema di antenna UHF.

Le induttanze L_1 debbono avere una reattanza sufficientemente bassa per consentire ai segnali VHF di attraversarle, ma tale reattanza deve essere sufficientemente alta così da bloccare i segnali provenienti dal sistema di antenna UHF, evitando che questi ultimi vengano attenuati per effetto della presenza del sistema di antenna VHF. Con questo sistema, l'impedenza vista dai terminali UHF risulta bassa per i segnali UHF e alta per quelli VHF. All'opposto, l'impedenza vista dai terminali VHF risulta bassa per i segnali VHF e alta per quelli a UHF.

Logicamente, occorre che il circuito presenti verso ciascuna antenna un'impedenza caratteristica corrispondente a quella dell'antenna stessa, così da consentire un buon adattamento d'impedenza fra ogni antenna e la linea di trasmissione.

Nel secondo circuito illustrato nella Fig. 5, per isolare fra loro le varie sezioni, sono usati circuiti risonanti in parallelo. Così C_1-L_1 è accordato nella gamma VHF e blocca i segnali VHF dalla parte dei capofili relativi alle UHF. Invece, il circuito C_2-L_2 è accordato sulla banda UHF e blocca i segnali UHF dalla parte dei capofili corrispondenti alle VHF. La reattanza dei circuiti accordati, fuori risonanza, è tanto bassa da permettere il passaggio delle frequenze desiderate che da ogni coppia di capofili andranno così alla linea di trasmissione. Si tenga però presente che la condizione di risonanza non può esistere per una banda di frequenze molto ampia, per cui con questo sistema si hanno inevitabilmente disadattamenti di impedenza.

Il circuito in basso nella Fig. 5 impiega filtri passa-alto e filtri

passa-basso, del tipo a T, ed è il migliore fra i tre circuiti di tale figura per il fatto che con esso l'impedenza rimane sostanzialmente costante per un ampio campo di frequenze.

Nel ramo di sinistra, la bassa reattanza dei condensatori in serie e l'alta reattanza dell'induttanza in parallelo permettono di trasferire i segnali UHF, conservando l'adattamento d'impedenza fra linea di trasmissione e antenna UHF. La bassa reattanza della bobina L_1 e l'alta reattanza dei condensatori C_1 alle frequenze VHF più basse impediscono ai segnali dell'antenna VHF di giungere all'antenna UHF. Nello stesso tempo, questi valori di reattanze consentono di non alterare l'adattamento d'impedenza fra antenna VHF e linea. La parte di sinistra del circuito si comporta quindi come filtro passa-alto e serve ad avviare i segnali dell'antenna UHF alla linea di trasmissione.

La parte di destra funziona invece da filtro passa-basso e serve a trasferire sulla linea i segnali VHF captati dall'antenna VHF. Siccome questa parte presenta, alle UHF, un'impedenza alta, di segnali UHF vengono impediti di raggiungere l'antenna VHF.

Tutti i circuiti di sovrapposizione e di separazione debbono essere quanto più piccoli possibile, allo scopo di ridurre le lunghezze dei collegamenti. Sarà quindi preferito l'impiego di circuiti stampati, che presentano fra l'altro il vantaggio di collegamenti molto corti e di montaggi molto compatti. Inoltre in essi si debbono adoperare componenti (induttanze e capacità) di dimensioni le più ridotte possibili, per evitare che avvengano in questi elementi fenomeni di autorisonanze, soprattutto alle frequenze UHF più alte.

Note particolari sulla installazione delle linee per UHF.

Alle UHF si impiegano sostanzialmente gli stessi tipi di linee di trasmissione che si impiegano alle VHF. Però, alle UHF assume maggiore importanza la qualità della linea e la proporzione di isolamento in aria, dato che il tempo e l'umidità hanno sull'attenuazione del segnale trasferito un'influenza assai maggiore alle UHF che non alle VHF). Le normali linee a piattina di buona qualità presentano una attenuazione media di 1 db per ogni 10 metri, alla frequenza di 500 MHz. Però, se la linea è bagnata o umida, l'attenuazione può anche raddoppiarsi o triplicarsi. È evidente che se una linea, dopo essere stata bagnata, conserva per molto tempo l'umidità, questa linea non potrà essere utilizzata alle UHF. Le linee di trasmissione a UHF risentono anche degli eventuali depositi salini, della polvere, del fumo etc., e

quindi, dopo un certo tempo, l'attenuazione da esse introdotta sul segnale aumenta sensibilmente.

Per queste ragioni, è consigliabile procedere con una certa periodicità al controllo dei componenti dell'antenna e alla loro eventuale sostituzione.

Le linee di trasmissione tubolari a 300 Ω (Fig. 29, Cap. I) sono particolarmente adatte a funzionare da linee di discesa d'antenna per UHF. Questo tipo di linea presenta una perdita di circa 1 db per ogni 10 metri di lunghezza, ed è meno soggetto alle condizioni meteorologiche.

Nelle linee di trasmissione tubolari fra i conduttori esiste uno spazio d'aria maggiore e l'attenuazione della linea risente in maniera minore delle caratteristiche del materiale dielettrico impiegato nella linea stessa. Per queste ragioni, le linee tubolari sono quelle maggiormente usate alle UHF.

Anche le linee bifilari in aria (Fig. 31, Cap. I) funzionano molto bene alle UHF (l'attenuazione di queste linee è di circa 0,8 db per ogni 10 metri a 500 MHz).

Però esse sono piuttosto difficili da installare. Inoltre queste linee sono maggiormente soggette ad alterazioni d'impedenza a causa di eventuali oggetti metallici posti nelle vicinanze.

Comunque, tutti i tipi di linee richiedono di essere poste in opera con molta cura. La loro distanza da qualsiasi oggetto metallico non deve essere inferiore a 10 cm. Inoltre bisogna fare attenzione a tenere la linea sufficientemente lontana da qualsiasi oggetto metallico che, per la sua lunghezza, possa entrare in risonanza con il segnale captato dall'antenna e trasmesso dalla linea, provocando in questa alterazioni che possono disturbare la ricezione.

Gli isolatori (distanziatori) debbono essere di ottima qualità, debbono avere le minime perdite possibili e non debbono provocare effetti di risonanza sulla linea.

Per la scelta definitiva della posizione d'installazione nell'antenna UHF e per accertarsi che la linea non abbia difetti, si potrà usare un misuratore di intensità di campo.

Le linee coassiali possono essere usate alle UHF, data l'ottima schermatura contro i campi esterni che esse presentano. Però le linee coassiali, oltre ad essere di costo considerevole, provocano un'attenuazione del segnale piuttosto elevata. Ad esempio, il comune cavo coassiale RG-59/U ha una attenuazione di circa 3 db per ogni 10 metri.

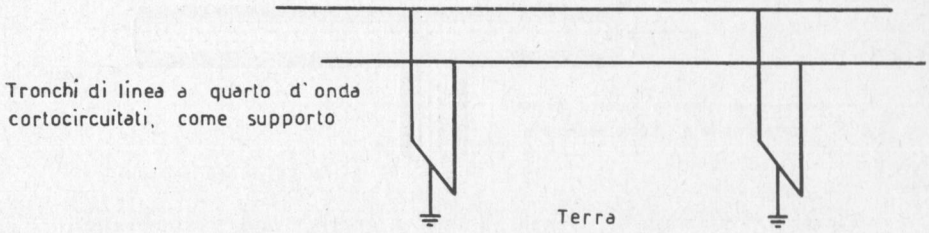


Figura 6. - Impiego dei tronchi di linea a quarto d'onda cortocircuitati, come supporto di linee bifilari in aria.

Malgrado ciò, vi sono dei casi in cui, per necessità di una buona schermatura della linea di discesa, si rende indispensabile usare cavo coassiale di questo tipo oppure di tipo anche più costoso. Questa necessità si manifesta soprattutto quando la linea di discesa è soggetta a forti disturbi elettrici provocati da apparati elettrodomestici o irradiati dai dispositivi di accensione dei motori a scoppio. Si tenga però presente che alle UHF questi tipi di disturbi sono assai meno intensi che alle VHF. Rispetto agli altri tipi di linee di trasmissione, i cavi coassiali presentano però il vantaggio di una completa schermatura rispetto agli oggetti circostanti e una maggiore facilità d'installazione.

I tronchi a quarto d'onda come supporti delle linee.

A frequenze più alte della gamma UHF (oltre 1000 MHz) le perdite dielettriche delle normali linee di trasmissione divengono estremamente alte, per cui si rende necessario usare linee di trasmissione in aria. Per sostenere meccanicamente queste linee si possono usare i tronchi di linea di trasmissione a quarto d'onda.

Nella Fig. 6 è illustrata questa applicazione per una linea bifilare in aria, mentre nella Fig. 7 è illustrata l'applicazione dei tronchi di linea a quarto d'onda cortocircuitati come supporto per una linea coassiale.

Si noti che in entrambi i casi, l'estremità aperta del tronco va saldata alla linea di trasmissione da sostenere. Questa estremità aperta presenta un'impedenza estremamente alta, e quindi non provoca alcuna attenuazione sulla linea. Alla frequenza per la quale il tronco è lungo esattamente $\lambda/4$, l'impedenza sull'estremità aperta di esso è puramente resistiva, dato che il tronco funziona come circuito risonante parallelo.

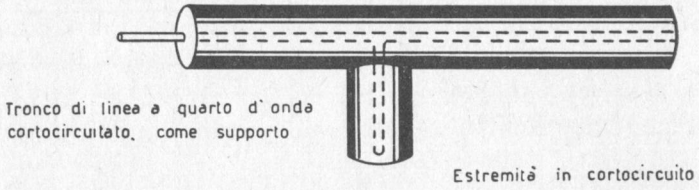


Figura 7. - Impiego dei tronchi di linea a quarto d'onda cortocircuitati come supporto di linee coassiali.

Questa applicazione dei tronchi di linea consente di tenere a potenziale di terra (o di massa) i due conduttori della linea.

A titolo di esempio, supponiamo di dover sostenere una linea di trasmissione nella quale circoli un segnale a 500 MHz. Se la costante di velocità del tronco è 0,98 (nel caso di tronco bifilare in aria) si ha

$$\text{Lunghezza del tronco} = \frac{1}{4} \cdot \frac{3 \cdot 10^8}{5 \cdot 10^8} \cdot 0{,}98 = 0{,}147 \text{ metri}$$

Questo sistema presenta evidentemente l'inconveniente di poter essere applicato quando il segnale ha frequenza costante. Adottando tronchi di linea aventi un Q relativamente basso lo si può applicare anche per una ristretta banda di frequenze attorno alla frequenza nominale, ma in questo caso i supporti provocheranno qualche perdita sulla linea.

Parte II. - ANTENNE

CAPITOLO V.

PRINCIPI FONDAMENTALI SULLE ANTENNE

Antenne riceventi e trasmittenti.

Quasi tutte le proprietà possedute da un'antenna quando funziona da radiatore (antenna trasmittente) sono possedute dalla stessa antenna quando funziona come antenna ricevente. Le distribuzioni di tensione e di corrente, le caratteristiche di impedenza, di resistenza di radiazione e di direttività rimangono le stesse tanto se l'antenna funziona da antenna trasmittente come se funziona da antenna ricevente.

Questa proprietà di reciprocità rende possibile progettare un'antenna ricevente basandosi sul raggiungimento delle massime prestazioni della stessa antenna funzionante da antenna trasmittente.

L'antenna ricevente più semplice è costituita da un filo di lunghezza qualsiasi. Tanto maggiore è la lunghezza del filo, tanto maggiore è il segnale captato dall'antenna.

Data l'alta sensibilità dei moderni radioricevitori e data la potenza irradiata dai moderni trasmettitori funzionanti su onde medie e su onde corte, spesso è sufficiente usare, come antenna, un pezzo di filo steso per terra in una stanza. Un'antenna di questo tipo è sufficientemente efficace per frequenze fino a circa 7 MHz e può servire anche come antenna di emergenza. Tuttavia un'antenna esterna dà sempre risultati migliori.

L'uso di un'antenna accordata migliora il funzionamento del ricevitore in quanto il segnale captato diviene più intenso rispetto a quello che si avrebbe con un filo di lunghezza qualsiasi.

Nelle località in cui esiste un forte livello di disturbi, come ad esempio quelli generati dai dispositivi di accensione dei motori a scoppio oppure da apparati elettrodomestici, si otterrà un netto miglioramento ponendo l'antenna ricevente, del tipo accordato, nella posizione più alta possibile, dove il livello di disturbi è minimo e orientando l'antenna in modo da rendere massima la captazione del segnale proveniente dalla stazione che si vuole ricevere e minima la captazione

dei segnali interferenti. È appunto questo il sistema che si usa nelle antenne per ricezioni televisive.

Funzionamento di un'antenna.

Nella Parte I di questo libro abbiamo, fra l'altro, esaminato il comportamento delle linee di trasmissione aperte. Quanto è stato detto su tale argomento è molto utile per comprendere il funzionamento delle antenne. Supponiamo infatti di divaricare fra loro i due conduttori di un tratto di linea aperta, lunga un quarto di lunghezza d'onda. Così facendo, i due conduttori non risultano più adiacenti e paralleli. Malgrado ciò, le proprietà di impedenza caratteristica, di tensione, di corrente e di risonanza della linea a quarto d'onda non si modificano in maniera importante.

In seguito alla separazione dei conduttori della linea a quarto d'onda si modificano però le distribuzioni di tensione, di corrente e di impedenza. Nella Fig. 1 a sinistra sono riportate queste distribuzioni per il caso di linea a quarto d'onda (a sinistra) e della stessa linea divaricata (a destra).

Siccome nella linea divaricata i campi magnetici creati dalla corrente che circola nei due conduttori non sono più opposti fra loro, essi non si annullano a vicenda, rendendo così possibile la radiazione. A questo modo, si è realizzata l'antenna, partendo da una linea di trasmissione.

Questa semplice antenna è denominata *antenna a mezza onda* oppure *antenna Marconi.*

Perché un dipolo possa risonare, la sua lunghezza totale deve essere non inferiore a mezza lunghezza d'onda. Per lunghezza totale si intende quella che va dalla cima di un'astina da dipolo alla cima dell'altra astina.

Quando ognuna delle due astine ha lunghezza opportuna, l'energia erogata dal generatore (in questo caso consideriamo come generatore il punto di attacco dalla linea al dipolo) e che arriva fino all'estremità delle astine, vi si riflette e ritorna al generatore esattamente in fase. Perché ciò avvenga bisogna che ognuna delle due astine abbia una lunghezza ben determinata, la quale dipende dalla frequenza di lavoro.

Supponiamo che ognuna delle astine sia lunga esattamente $\lambda/4$. Avviene allora che l'onda impiega un quarto di periodo per spostarsi alla cima dell'astina. A questo punto avviene un'istantanea inversione

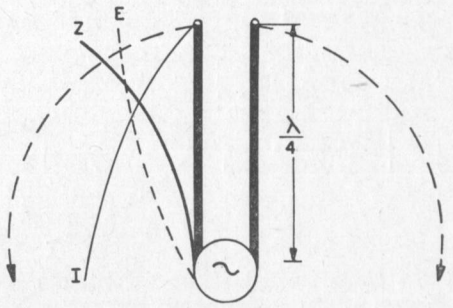


Figura 1. - Come si forma un dipolo a mezza onda divaricando i conduttori di un tratto di linea a quarto d'onda aperta.

di fase, che equivale ad un tempo di mezzo periodo. Un altro quarto di periodo impiega l'onda per ritornare verso il generatore. Il tempo totale impiegato dall'onda per percorrere l'astina risulta quindi di un periodo completo.

Dunque, in definitiva, su un dipolo esiste un sistema di onde stazionarie esattamente uguale a quello che esisterebbe in un tratto di linea, lungo un quarto d'onda, e aperta all'estremità.

Se si considera come « carico » l'estremità di ogni astina, ad un quarto d'onda di distanza da questa (ossia nel punto in cui è inserito il generatore) si ha una situazione opposta a quella esistente all'estremità dell'astina: ossia, nel generatore si ha un massimo di corrente, un minimo di tensione e un minimo di impedenza.

L'esistenza di un minimo di tensione e di un massimo di corrente (ossia di un minimo di impedenza) nel punto di attacco del generatore può essere giustificata se si esamina il comportamento dell'onda di tensione e dell'onda di corrente riflesse all'estremità dell'astina.

Il tempo che impiegano entrambe le onde a percorrere tutta l'astina (in andata e ritorno) è di mezzo periodo.

Consideriamo la corrente che alimenta l'antenna come costituita da una successione di cariche che si muovono lungo l'antenna. Dato che la corrente che alimenta l'antenna è alternata, il numero di queste cariche cambia continuamente, con legge sinusoidale o quasi.

Quando una carica raggiunge l'estremità del conduttore, viene riflessa e siccome si inverte la direzione con cui questa carica si muove, si ha un'inversione di corrente. Però la carica immediatamente successiva, che raggiunge l'estremità dell'antenna, provoca su questa

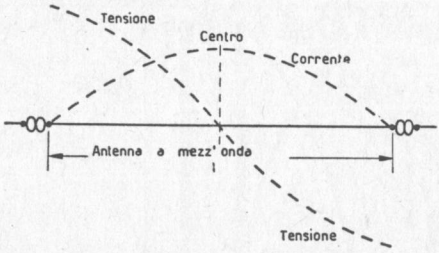


Figura 2. - Onde stazionarie su un'antenna risonante.

estremità una corrente ancora nel senso primitivo e che ha un'ampiezza quasi esattamente uguale a quella che si aveva un'istante prima, per cui le due correnti, quella delle cariche che vanno verso l'estremità dell'antenna e di quelle che vengono da questa riflesse, praticamente si annullano all'estremità dell'antenna.

Supponiamo ora di spostarci dall'estremità dell'antenna verso il centro di questa. Le ampiezze delle correnti di andata e di ritorno non risultano più le stesse poiché le cariche che le formano sono state fornite all'antenna in tempi progressivamente diversi. Avviene allora che le due correnti non si annullano più fra loro e quindi si ha una corrente risultante che diviene sempre maggiore quanto più ci si avvicina al centro del dipolo. La massima differenza fra le due correnti si ha ad un quarto di lunghezza d'onda dall'estremità. Allontanandosi ulteriormente dall'estremità considerata, avviene che la corrente ritorna a diminuire, fino a ritornare zero a mezza lunghezza d'onda di distanza dall'estremità considerata, ossia la corrente ridiventa zero in corrispondenza dell'altra estremità dell'antenna. Pertanto, la distribuzione di corrente lungo un'antenna a mezz'onda è caratterizzata da valori zero alle estremità e da un valore massimo al centro (v. Fig. 2). Nella Fig. 2 la distanza fra la curva della « corrente » e il segmento che rappresenta il conduttore dell'antenna indica la corrente relativa che si ha in corrispondenza ai vari punti dell'antenna e che si misurerebbe se in questi punti si inserisce un amperometro.

La curva di corrente che si ha in un'antenna risonante è denominata *onda stazionaria di corrente*. Il valore istantaneo della corrente per ogni punto dell'antenna varia sinusoidalmente nel tempo (così come varia sinusoidalmente il segnale applicato all'antenna), ma la sua ampiezza differisce da un punto all'altro dell'antenna conformemente a come indica la curva.

Il comportamento dell'onda di tensione lungo il conduttore dell'antenna è diverso da quello dell'onda di corrente.

Siccome le cariche che affluiscono alle estremità dell'antenna nei vari istanti infinitesimi si sommano fra loro, si ha il massimo di tensione. Se dall'estremità ci si avvicina al centro dell'antenna, si ha che la somma delle cariche che si spostano in un senso con quelle che si spostano in senso opposto man mano diminuisce. Ad una distanza di un quarto di lunghezza d'onda dall'estremità, i due tipi di cariche hanno ampiezze uguali ma segni opposti, dato che nel tempo che una carica impiega a percorrere in andata e in ritorno una astina lunga $\lambda/4$, il segno della tensione sviluppata dal generatore si è invertito.

A distanza $\lambda/4$ dall'estremità avviene quindi l'annullamento reciproco delle due tensioni, per cui la tensione risultante diventa zero. Al di là del punto distante $\lambda/4$ dall'estremità che si considera la tensione riprende a crescere, ma con polarità opposta rispetto a quella della precedente astina, fino a divenire massima (ma con polarità opposta) in corrispondenza all'altra estremità.

Dunque, la tensione al centro del dipolo a mezz'onda è zero (o quasi).

Siccome in ogni punto dell'antenna l'impedenza è data dal rapporto fra tensione e corrente, si ha che al centro l'impedenza del dipolo a mezz'onda risulta minima mentre alle estremità risulta massima (v. Fig. 3).

Nelle considerazioni svolte poco sopra abbiamo supposto il generatore inserito direttamente fra le astine del dipolo. Si può invece

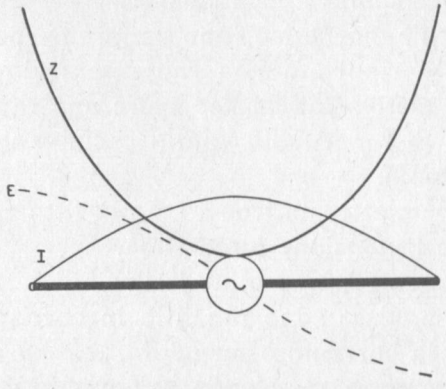


Figura 3. - Distribuzione di tensione, di corrente e di impedenza lungo un dipolo a mezza onda.

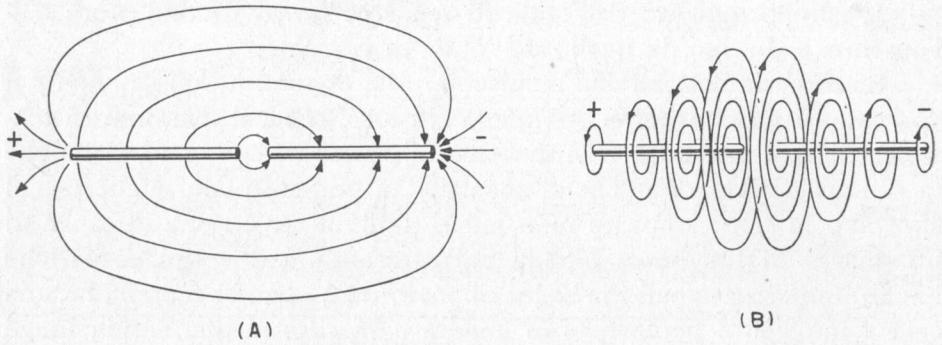


Figura 4. - Linee di forza elettrostatiche (A) ed elettromagnetiche (B) in un dipolo alimentato al centro.

considerare come generatore l'estremità di una linea di trasmissione, connessa ad un generatore, purché esista un perfetto adattamento di impedenza fra generatore e linea, poiché solo in questo caso è lecito trascurare l'esistenza della linea di trasmissione.

Campo elettrostatico e campo elettromagnetico.

Quando un generatore fornisce potenza a radiofrequenza ad una antenna, su questa si creano campi di tensione e di corrente illustrati in Fig. 4. L'intensità di questi campi corrisponde a quella del regime di onde stazionarie esistente sull'antenna. Il campo risultante dalla tensione viene chiamato *campo elettrostatico* o più semplicemente « elettrico ». Quello risultante dalla corrente è il campo elettromagnetico (o più semplicemente « magnetico »).

I campi elettrico e magnetico sono sempre perpendicolari fra loro.

Nella Fig. 4 *A* è riportata una rappresentazione bidimensionale delle linee di forza elettrostatica. Per avere una rappresentazione più esatta di tali linee di forza nello spazio occorrerebbe far ruotare la figura attorno al dipolo.

Le linee di forza elettrostatiche sono più fitte alle estremità della antenna, ossia dove la tensione è massima.

Nella Fig. 4 *B* sono rappresentate le linee di forza magnetiche che circondano l'antenna. Esse sono più fitte in corrispondenza ai punti dell'antenna in cui la corrente è maggiore.

Siccome un'antenna a mezz'onda si comporta come un circuito risonante, la corrente si sposta continuamente da un'estremità del-

l'antenna all'altra, alla frequenza del segnale. Siccome il segnale di eccitazione applicato all'antenna è sinusoidale, avviene che durante mezzo ciclo del segnale applicato una estremità dell'antenna risulta positiva e l'altra estremità negativa; durante il successivo mezzo ciclo le polarità si invertono.

La radiazione dell'antenna avviene al seguente modo:

— Come indica la Fig. 5, le linee di forza elettrostatiche avvolgono l'antenna durante la maggior parte di mezzo ciclo. Man mano che la tensione istantanea del generatore va a zero, tende a zero anche la differenza di potenziale fra un'estremità e l'altra dell'antenna.

Teoricamente, l'intensità di un campo elettrico è direttamente proporzionale alla differenza di potenziale che genera il campo elettrico stesso. Avviene così che il campo elettrico tende a zero, per cui le linee di forza elettriche si restringono attorno all'antenna. Però le linee di forza elettrostatiche si respingono l'una con l'altra e conseguentemente, man mano che la tensione istantanea si avvicina a zero, alcune delle linee esterne vengono impedite nel loro tentativo di avvicinarsi all'antenna. Questo impedimento è sufficiente a far sì che, quando la tensione istantanea è zero, alcune delle linee rimangono nello spazio, dove esse costituiscono anse chiuse che si propagano radialmente verso l'esterno.

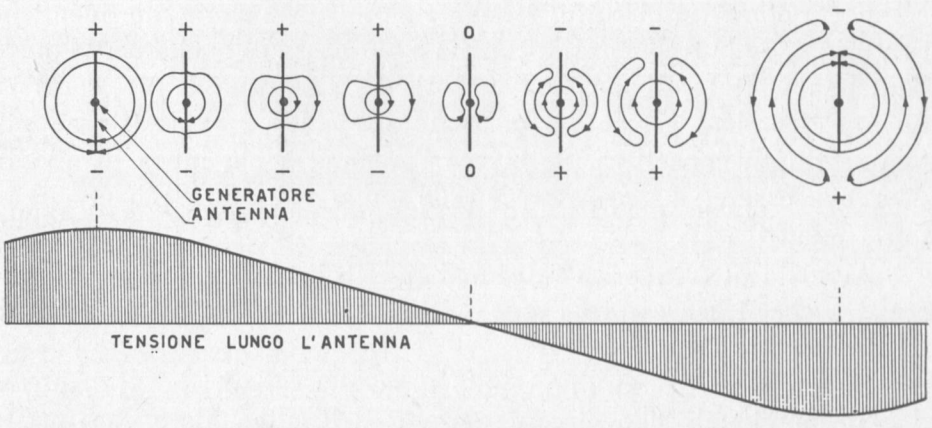


Figura 5. - Come avviene la radiazione durante mezzo ciclo del segnale di eccitazione. (E' rappresentata solo la radiazione delle linee elettrostatiche).

Contemporaneamente, le linee di forza magnetiche (non rappresentate nella Fig. 5) vengono emesse liberamente dall'antenna. (Esse sono sempre perpendicolari alle linee elettrostatiche).

Le linee di forza elettrostatiche sono perciò continuamente variabili e sono accompagnate da una corrente di spostamento, che contribuisce alla variazione del campo magnetico.

In un'onda elettromagnetica esistono contemporaneamente il campo magnetico, il campo elettrico e la relativa corrente di spostamento. Il campo magnetico genera un campo elettrico e quello elettrico (in virtù della corrente di spostamento) genera a sua volta un campo magnetico. I due campi coesistono e si influenzano a vicenda: non può esistere alcuna onda radio nella quale sia assente uno dei due campi.

Nello spazio, l'orientamento del campo elettrico è sempre parallelo all'antenna, mentre l'orientamento del campo magnetico è sempre perpendicolare all'antenna. Quindi, se un dipolo è situato orizzontalmente, ossia parallelamente alla superficie terrestre, esso irradierà onde *polarizzate orizzontalmente*. Se è verticale, esso irradia onde *polarizzate verticalmente*.

Impedenza di antenna e resistenza d'antenna.

Un'antenna a dipolo che funzioni eccitata da un segnale la cui frequenza sia leggermente diversa dalla frequenza di risonanza si comporta come un circuito risonante serie funzionante alle identiche condizioni. Se la frequenza di entrata è più bassa di quella per la quale l'antenna è stata dimensionata (ossia se l'antenna è più corta di quanto dovrebbe essere), il generatore « vede » una resistenza più una reattanza capacitiva. Se invece l'antenna è più lunga di quanto dovrebbe essere, il generatore « vede » una resistenza più una reattanza induttiva.

A parità di frequenza e di lunghezza dell'antenna, la componente reattiva che il generatore « vede » dipende dal rapporto lunghezza di onda/diametro del conduttore.

Supponiamo di usare un dipolo con astine cilindriche. Il diametro d è proporzionale alla circonferenza P dell'astina, dato che questa ultima è

$$P = \pi d$$

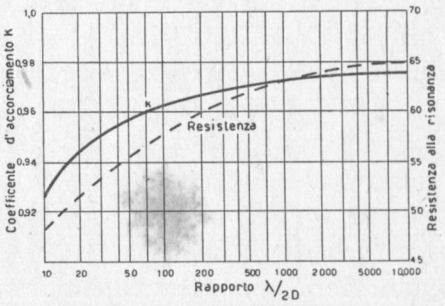


Figura 6. - Effetto del diametro del conduttore sull'impedenza al centro di un dipolo a mezza onda e coefficiente di accorciamento K al variare del rapporto $\lambda/_{2D}$ (D = diametro del conduttore).

L'impedenza di un dipolo risonante, alimentato al centro, risulta

$$Z_a = 276 \log_{10} \frac{P}{1}$$

con P espresso in lunghezze d'onda. Si ha quindi che quanto maggiore è il diametro dell'astina, tanto più bassa è l'impedenza caratteristica del dipolo (vedi Fig. 6).

Inoltre, all'aumentare del diametro dell'astina, si ha una minore componente reattiva dell'antenna quando questa vien fatta funzionare fuori risonanza. Questo fatto è chiaramente indicato dalla Fig. 7 che indica i valori di resistenza di entrata e di reattanza per un dipolo alimentato al centro, al varire della lunghezza delle astine o, ciò che è lo stesso, della frequenza del segnale. Si vede che per frequenze diverse dalla frequenza di risonanza, la componente reattiva è più alta per le antenne a dipolo realizzate con astine più sottili.

Nella regione della risonanza a quarto d'onda, il comportamento delle astine per differenti rapporti di lunghezza/diametro è uguale a quello di un circuito risonante serie per vari valori di Q. Si tenga infatti presente che al crescere del diametro dell'astina aumenta la capacità per unità di lunghezza, mentre diminuisce l'induttanza per unità di lunghezza.

Mentre la resistenza di radiazione viene influenzata poco dall'aumento del diametro delle astine del dipolo, il diminuito valore del rapporto L/C determina un abbassamento del Q dell'antenna e quindi una minore acutezza della curva di accordo dell'antenna.

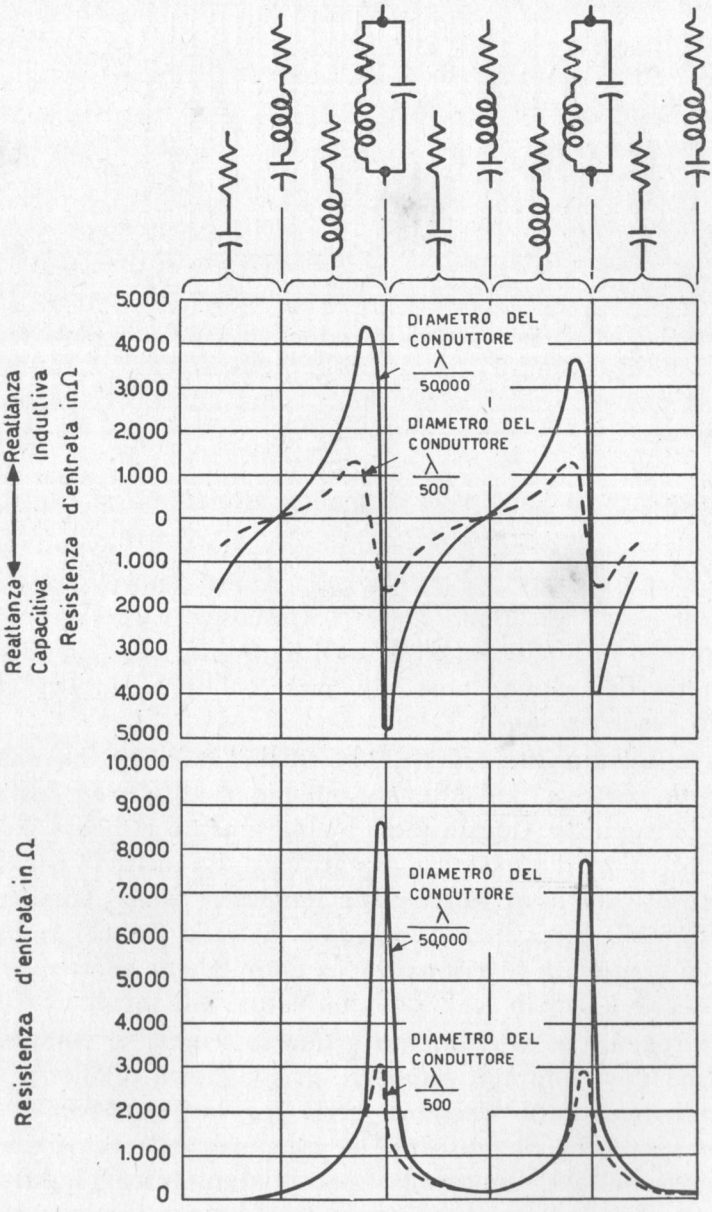


Figura 7. - Resistenza di entrata e reattanza di un dipolo alimentato al centro, al variare della lunghezza delle astine.

Pertanto un'antenna realizzata con conduttore di forte diametro si presta a funzionare su una banda di frequenze più ampia. Questo effetto diviene sempre maggiore quanto più aumenta il diametro ed è ampiamente utilizzato alle VHF e alle UHF.

Come si è detto, i più alti valori di *Q* corrispondono ai maggiori rapporti lunghezza/diametro delle astine ai quali corrispondono anche più ampie variazioni della componente reattiva per piccole variazioni di frequenza. I più bassi valori di *Q* corrispondono ai minori rapporti lunghezza/diametro e ad una meno rapida variazione della reattanza a frequenze leggermente diverse da quella di risonanza dell'antenna. Questa proprietà delle antenne è molto importante poiché, siccome la componente reattiva non assorbe potenza ma invece la riflette, si ha che un'antenna che debba funzionare fuori risonanza deve avere un *Q* piuttosto basso e quindi deve essere costruita con astine di diametro piuttosto notevole (vedi Fig. 8).

L'impedenza di un circuito elettrico è uguale alla tensione divisa per la corrente. Se in un circuito tensione e corrente sono in fase,

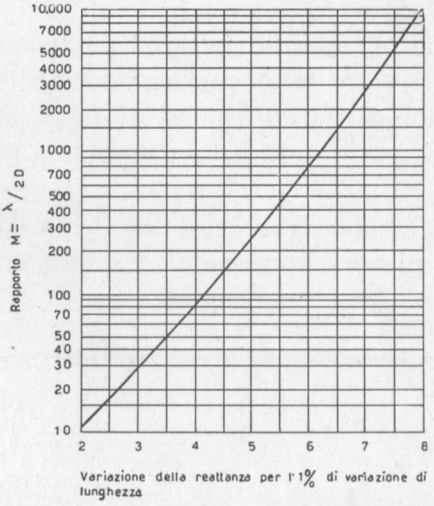


Figura 8. - Variazione della reattanza al variare della lunghezza dell'1 % e per vari rapporti $\lambda/_{2D}$ (D = diametro del conduttore) **per antenne a quarto d'onda a terra riportata o su suolo perfettamente conduttore.** (Per lunghezza d'antenna maggiore di quella di risonanza, la reattanza è induttiva; per lunghezza minore la reattanza è capacitiva. Per antenne a $\lambda/_2$ moltiplicare per 2 i valori della reattanza).

ossia se raggiungono insieme contemporaneamente i massimi e i minimi valori istantanei, allora l'impedenza è unicamente resistiva.

Se invece è presente una reattanza, i massimi di tensione non coincidono più con i massimi di corrente e allora si ha sfasamento fra tensione e corrente.

La differenza di fase è misurata dalla frazione di ciclo che separa i corrispondenti punti delle onde di tensione e di corrente e, sebbene essa equivalga ad un tempo, può essere espressa in gradi.

Nell'antenna a mezz'onda, la corrente e la tensione sono sfasate fra loro di circa 90°, eccetto che al centro, in cui l'onda stazionaria di tensione cambia di polarità. A questo punto, tensione e corrente sono in fase e l'impedenza risulta unicamente resistiva. In tutti gli altri punti dell'antenna si ha una componente reattiva più o meno alta.

Man mano che ci si allontana dal centro di un dipolo a mezza onda, mentre aumenta la tensione, diminuisce la corrente per cui l'impedenza aumenta progressivamente verso le estremità dell'antenna, nelle quali assume valori uguali e molto alti (v. Fig. 9).

Se, come è indicato in Fig. 10 un'antenna ha una lunghezza multipla di mezza lunghezza d'onda, l'impedenza lungo l'antenna ha il suo valore più basso (ed è resistiva) ad ogni ventre di corrente mentre ha il suo valore più alto in corrispondenza dei valori di tensione. Pertanto, così come le onde stazionarie di tensione e di corrente, in una antenna di questo tipo si ha un susseguirsi di punti di impedenza massima e di impedenza minima, disposti ad intervalli regolari.

L'impedenza dell'antenna è assai importante ai fini dell'adattamento con la linea di alimentazione d'antenna (linea di trasmissione)

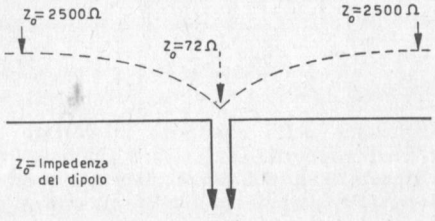


Figura 9. - Variazione dell'impedenza lungo un'antenna a dipolo a mezza onda.

dato che l'eguaglianza o meno fra l'impedenza della linea e quella di alimentazione d'antenna determina l'assenza o la presenza di onde stazionarie lungo la linea. Inoltre dall'impedenza dell'antenna esistente nel punto di alimentazione dipende se l'alimentazione deve essere fornita a tensione alta (e a corrente bassa) oppure a corrente alta (e a tensione bassa) realizzando così nei due casi l'*alimentazione di tensione* e *di corrente*.

L'energia fornita ad un'antenna viene dissipata in parte sotto forma di onde radio e in parte in calore sui conduttori d'antenna e sugli oggetti circostanti. L'energia irradiata è la parte utile, mentre l'energia trasformata in calore costituisce una perdita di energia.

La potenza dissipata in totale da un'antenna è data da

$$P = I^2R$$

dove I è la corrente che alimenta il sistema d'antenna. La resistenza R si compone però di due parti: una parte, R_1, è la *resistenza di perdita*

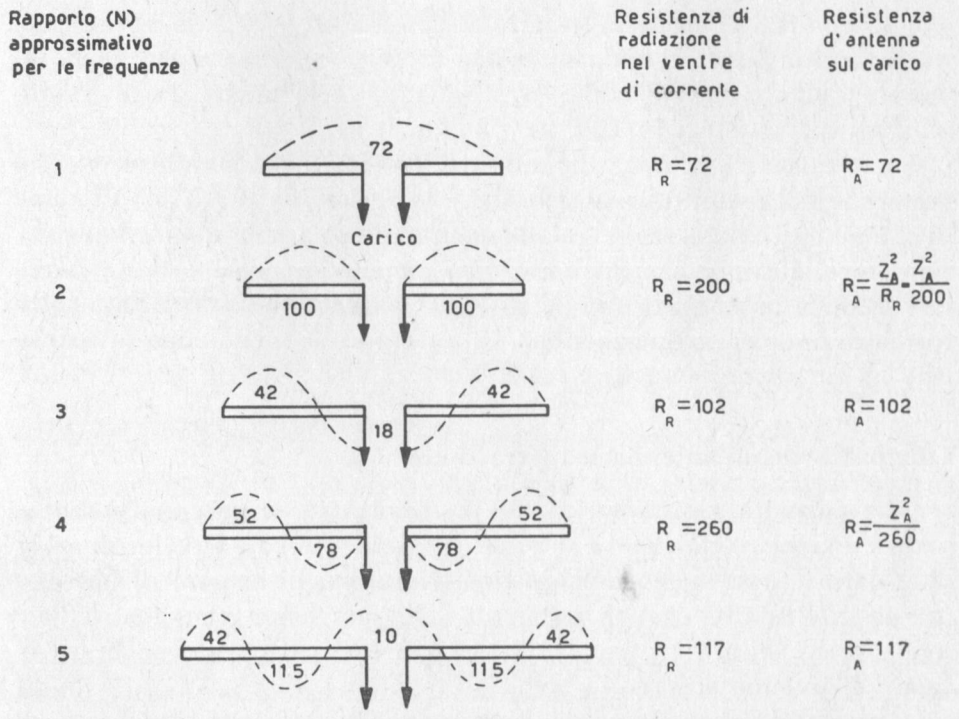


Figura 10. - Onde stazionarie di corrente su un dipolo funzionante su differenti armoniche.

(o *resistenza ohmica*) sulla quale avviene la parziale trasformazione dell'energia fornita all'antenna in calore. La seconda parte, R_o, è la *resistenza di radiazione* e corrisponde alla resistenza la quale dissiperebbe in calore la stessa quantità di energia che viene irradiata dall'antenna nello spazio. Pertanto la potenza totale dissipata nell'antenna risulta

$$P = I^2 (R_o + R_1)$$

dove sono R_o la resistenza di radiazione e R_1 la resistenza ohmica. Siccome la corrente in una antenna varia da un punto all'altro, è necessario specificare il punto dell'antenna nel quale la si misura.

Di norma, corrente, resistenza di radiazione e resistenza di perdita vanno sempre misurati nel punto di massima corrente. Per una antenna a mezza onda liberamente sospesa nello spazio, ossia lontana da qualsiasi oggetto che possa alterarne il funzionamento, la resistenza di radiazione risulta di circa 73 Ω, quando il conduttore che costituisce l'antenna è infinitamente sottile.

In condizioni pratiche essa si aggira fra 60 e 70 Ω, al variare del rapporto lunghezza d'onda/diametro (v. Fig. 6). Essa varia anche al variare dell'altezza sul suolo (v. Fig. 18). Varia anche da un punto all'altro dell'antenna (v. Fig. 9).

La resistenza ohmica dipende dal diametro del conduttore e dal materiale del conduttore stesso. Così, la resistenza di un filo di rame di 2,5 mm di diametro è relativamente piccola alle radiofrequenze, rispetto alla resistenza di radiazione, per cui la quasi totalità (circa i 9/10) della potenza fornita all'antenna viene da questa irradiata sotto forma di onde elettromagnetiche. In altre parole, un'antenna di questo tipo ha un *rendimento* di circa il 90 %.

Lunghezza di un'antenna a mezza onda.

La capacità elettrostatica alle estremità di un'antenna a mezza onda è maggiore di quanto si possa prevedere, a causa della presenza di isolatori di sostegno dell'antenna. Nei normali sistemi di antenna questo effetto provoca un aumento della lunghezza elettrica dell'antenna, che risulta di circa il 5 % maggiore rispetto alla lunghezza fisica dell'antenna stessa.

Questa percentuale varia al variare del rapporto lunghezza di onda/diametro del conduttore, secondo come indica la Fig. 6. Media-

mente si può ritenere che la lunghezza di un'antenna a mezz'onda corrisponda a

$$l_{(\text{metri})} = \frac{f\,(\text{MHz})}{150 \times 0{,}95} = \frac{f\,(\text{MHz})}{142{,}5}$$

Questa formula è sufficientemente precisa in pratica e mediante essa risulta possibile determinare la lunghezza fisica di un'antenna a mezz'onda per ogni determinata frequenza. Questa formula non può essere applicata ad antenne lunghe più di mezza lunghezza d'onda. Se poi si desidera ancora maggiore precisione si potrà applicare, al caso specifico, il grafico di Fig. 6.

La velocità con cui un'onda elettromagnetica si sposta in un mezzo dipende dalla costante dielettrica del mezzo stesso. La costante dielettrica dell'aria è uno, per cui le onde a radiofrequenza si spostano nell'aria con la velocità della luce nel vuoto. È questa anche la velocità con la quale una carica si sposta lungo un conduttore.

Se la costante dielettrica è maggiore di 1, la velocità di propagazione diviene minore. Pertanto, l'introduzione di una notevole quantità di materiale isolante che abbia una costante dielettrica maggiore di 1 causa una diminuzione della velocità con la quale un'onda si sposta lungo un conduttore.

Abbiamo visto, nella I Parte del presente libro, l'influenza che tale effetto ha sulle linee di trasmissione. Lo stesso effetto si ha anche sulle antenne ed è questa una delle ragioni per cui la lunghezza elettrica dell'antenna risulta alquanto maggiore della sua effettiva lunghezza fisica.

Antenne eccitate armonicamente.

Se si eccita un'antenna lunga mezza onda, mediante un segnale avente frequenza doppia, tripla etc., rispetto alla frequenza per la quale l'antenna è dimensionata (oppure se tenendo costante la frequenza del segnale, l'antenna risulta lunga due, tre etc. volte quella corrispondente a mezza lunghezza d'onda), si dice che l'antenna viene eccitata armonicamente. Dal punto di vista del funzionamento, l'antenna verrà ad assumere distribuzioni di tensione e di corrente differenti, a seconda del rapporto fra frequenza di funzionamento e frequenza di dimensionamento. Chiamiamo con N tale rapporto (che cor-

risponde altresì al numero di massimi di corrente — ventri — esistenti sull'antenna).

Quando un'antenna funziona su armonica aumenta la direttività e il guadagno dell'antenna nella direzione preferita, ma questo aumento non sempre si traduce in un aumento pratico di segnale, poiché possono avvenire disadattamenti di impedenza fra antenna e linea di trasmissione e fra questa e il generatore, che possono annullare i benefici derivanti dal funzionamento su armonica.

È quindi opportuno conoscere il modo come varia l'impedenza di entrata di antenna, la resistenza di radiazione e la resistenza di antenna al variare del numero N.

Notiamo subito che la resistenza di radiazione (R_r) e la resistenza di antenna (R_a) risultano uguali fra loro quando N è dispari, mentre risultano differenti quando N è pari. Si ha pertanto, per N dispari

$$R_a = R_r = 69 \log_{10} 10\, N$$

Per N pari si ha

$$R_r = 200 \log_{10} 5\, N$$

$$R_a = \frac{Z_a^2}{R_r}$$

dove Z_a è l'impedenza media dell'antenna, ossia la media delle impedenze esistenti nei vari punti dell'antenna. Come si è detto avanti, si ha

$$Z_a = 276 \log_{10} \frac{1}{P}$$

dove P è la circonferenza dell'astina del dipolo, espressa in lunghezze d'onda.

L'effetto di accorciamento, dovuto al diametro del conduttore (e riportato in Fig. 6) insieme all'effetto di estremità provoca un accorciamento nel funzionamento su armonica. Però tale accorciamento non è una funzione lineare del numero armonico N.

In altri termini se un'antenna è correttamente dimensionata per la sua frequenza fondamentale, tende a risultare relativamente corta per funzionare su seconda armonica.

La maggior parte dell'effetto di estremità delle antenne a mezza onda è causato dalla capacità fra le estremità dell'antenna e la terra. In un'antenna funzionante su armonica, l'effetto di capacità alle estremità rimane, ma la sua azione risulta minore, essendosi interposte fra tali capacità e il punto di alimentazione un certo numero di mezze lunghezze d'onda di conduttore. Per questa ragione, nelle antenne funzionanti su armonica, la capacità delle estremità delle astine fa sentire meno la sua influenza, per cui non si verifica più una perfetta risonanza dell'antenna sulle varie armoniche della frequenza di dimensionamento.

Una formula empirica per calcolare la lunghezza fisica di un'antenna funzionante su armonica è la seguente

$$L_{(\text{metri})} = \frac{150\,(N - 0{,}05)}{f\,(\text{MHz})}$$

In cui N è, come si è detto, il rapporto fra frequenza di dimensionamento e frequenza di funzionamento.

Nella Fig. 10, sono riportate le varie distribuzioni di onde stazionarie di corrente su dipoli alimentati con N compreso fra 1 e 5 e sono riportati i rispettivi valori di resistenza di radiazione R_r e di resistenza di antenna R_a.

Diagramma di radiazione.

Un dipolo a mezz'onda non irradia energia uniformemente in tutte le direzioni dello spazio.

L'intensità di radiazione è proporzionale al quadrato del valore efficace della corrente e siccome nell'antenna vi sono onde stazionarie, non si ha una uniforme distribuzione di corrente lungo l'antenna. Questa disuniformità provoca una disuniformità di radiazione, la quale sarà massima in corrispondenza dei punti dell'antenna in cui la corrente è massima.

Il fatto che l'antenna a dipolo presenti una propria caratteristica di direttività deriva da due cause:

1) La resistenza di radiazione nella direzione parallela ad un filo percorso da corrente è zero. Lungo l'asse dell'antenna è quindi zero. Ciò è dovuto al fatto che il campo viene irradiato perpendicolar-

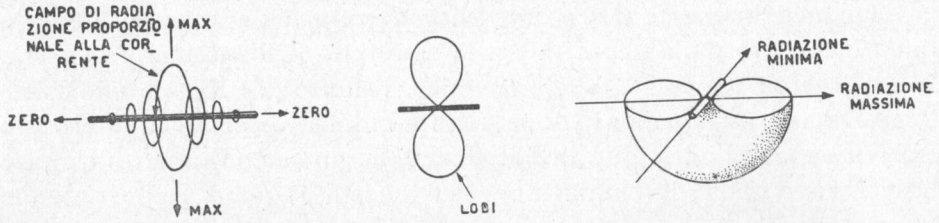


Figura 11. - Come avviene la direttività di un'antenna a mezza onda.

mente all'antenna e non può influire su oggetti posti a 90° rispetto al piano di radiazione.

2) Se i ventri di corrente lungo l'antenna sono più di uno essi si comportano come sorgenti di radiazione che essendo dislocate in posizioni differenti, ed essendo differenti le fasi in tali posizioni, sommano o sottraggono le loro azioni a seconda della direzione che si considera. Esaminiamo ad esempio la Fig. 11. L'antenna a mezza onda ha un solo ventre di corrente, situato al centro dell'antenna. Dato che non vi è alcun altro ventre di corrente che possa interferire con esso, la radiazione tende a diminuire in corrispondenza alle estremità dell'antenna, in base a quanto detto precedentemente in questo capitolo. Pertanto l'antenna a mezza onda avrà un diagramma di radiazione come quello riportato in Fig. 12.

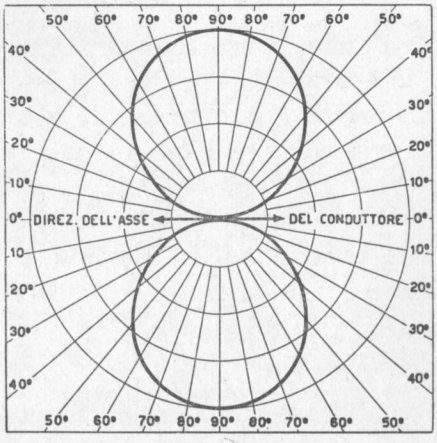


Figura 12. - Diagramma di radiazione in spazio libero di un'antenna a mezza onda, nel piano orizzontale contenente l'asse del conduttore.

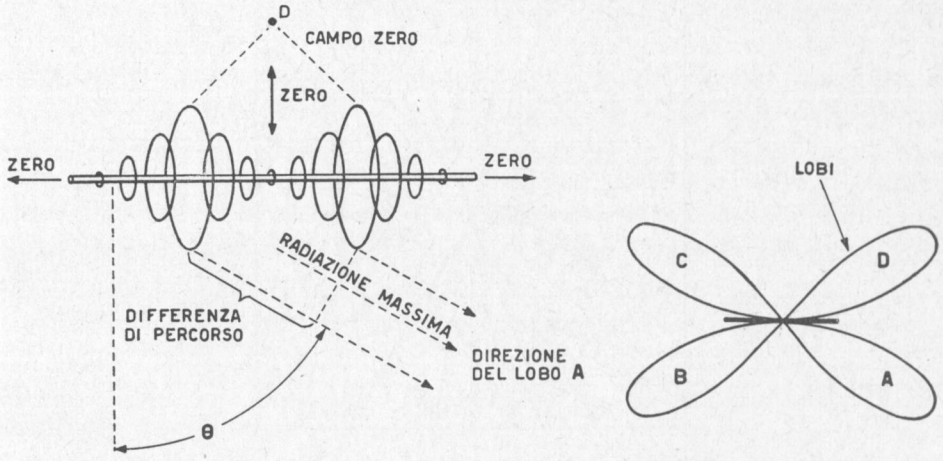


Figura 13. - Come avviene la direttività di un'antenna ad onda intera.

Un'antenna lunga una lunghezza d'onda presenta due ventri di corrente (Fig. 12). In corrispondenza del punto *D*, o di qualsiasi altro punto posto su una qualsiasi retta che passi per il centro dell'antenna e che sia perpendicolare all'antenna, i campi generati dai due ventri di corrente, essendo opposti, si annullano a vicenda, per cui in questa direzione si avrà una radiazione zero. Invece, esistono direzioni, in-

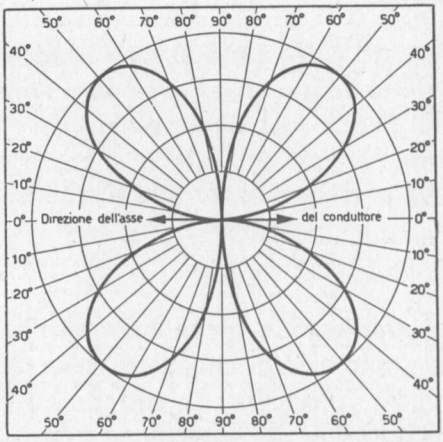


Figura 14. - Diagramma di radiazione in spazio libero di un'antenna ad onda intera (λ) nel piano orizzontale contenente l'asse del conduttore.

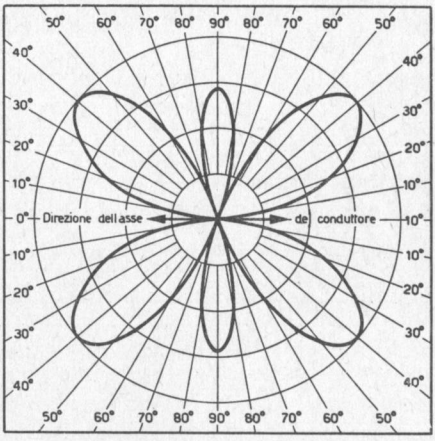


Figura 15. - Diagramma di radiazione in spazio libero di un'antenna 3/2 λ, nel piano orizzontale contenente l'asse del conduttore.

clinate di un angolo θ rispetto alla direzione perpendicolare all'antenna, per le quali i due campi, compiendo due percorsi diversi, si sommano, dando così luogo ad un massimo (o *lobo*) di radiazione.

Nella Fig. 13 è rappresentato il diagramma di radiazione di una antenna lunga una lunghezza d'onda.

Le stesse considerazioni possono essere sviluppate per antenne lunghe 3/2 lunghezze d'onda e per antenne lunghe 2 lunghezze d'onda.

I diagrammi di radiazione per questi tipi di antenne sono riportati nelle Figg. 15 e 16.

Nelle Figg. 12, 14, 15 e 16 si è adottato il sistema di rappresentazione a diagramma polare. In esso, si considera l'antenna un segmento orizzontale situato al centro del diagramma e la radiazione per ogni direzione risulta proporzionale alla distanza fra il centro dell'antenna e il punto sulla curva corrispondente alla direzione desiderata.

Effetti della terra.

Il diagramma di radiazione di un'antenna che sia posta a varie lunghezze d'onda dal suolo o da altri oggetti viene chiamato *diagramma di radiazione in spazio libero,* in quanto non risente praticamente della presenza del suolo. Questa situazione è pressocché impossibile da ottenere alle frequenze più basse: solo alle VHF e UHF è possibile considerare come realmente esistente un'antenna in spazio libero.

Al disotto dei 30 MHz l'altezza dell'antenna sul terreno è uno dei fattori determinanti del diagramma di radiazione dell'antenna.

Quando un'antenna è posta vicino al suolo, il suo diagramma di radiazione in spazio libero viene modificato per effetto della riflessione, da parte del terreno, dell'onda irradiata dall'antenna, per cui il diagramma effettivo diviene la risultante del diagramma di radiazione in spazio libero e della riflessione del suolo. Questa risultante dipende dall'altezza dell'antenna, dalla sua posizione e orientamento rispetto al suolo e dalle caratteristiche elettriche del terreno.

L'effetto di un terreno perfettamente riflettente potrebbe portare, per alcuni punti, al raddoppio dell'intensità di campo originaria (in spazio libero). Vi sono per contro punti in cui si può verificare un completo annullamento del segnale.

Queste riflessioni influiscono unicamente sul diagramma di radiazione verticale dell'antenna, ossia in direzione perpendicolare alla superficie della terra, mentre non influiscono affatto sul diagramma di radiazione orizzontale.

La Fig. 17 mostra il modo con cui varia il rapporto di moltiplicazione dovuto al terreno, al variare dell'angolo verticale, per alcuni valori di altezze di antenna rispetto al suolo. Man mano che l'altezza dell'antenna aumenta, diminuisce l'angolo per il quale si ha un raddoppio del segnale, fino a che, per un'altezza uguale ad una lunghezza

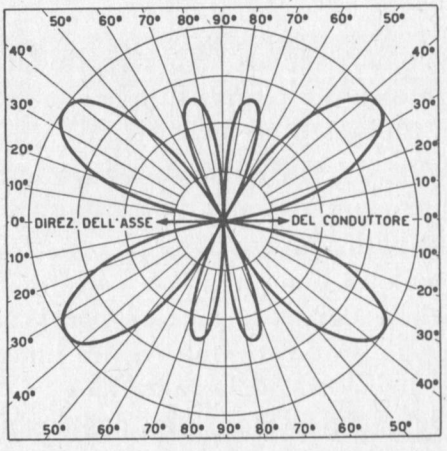


Figura 16. - Diagramma di radiazione in spazio libero di un'antenna lunga 2 λ, nel piano orizzontale contenente l'asse del conduttore.

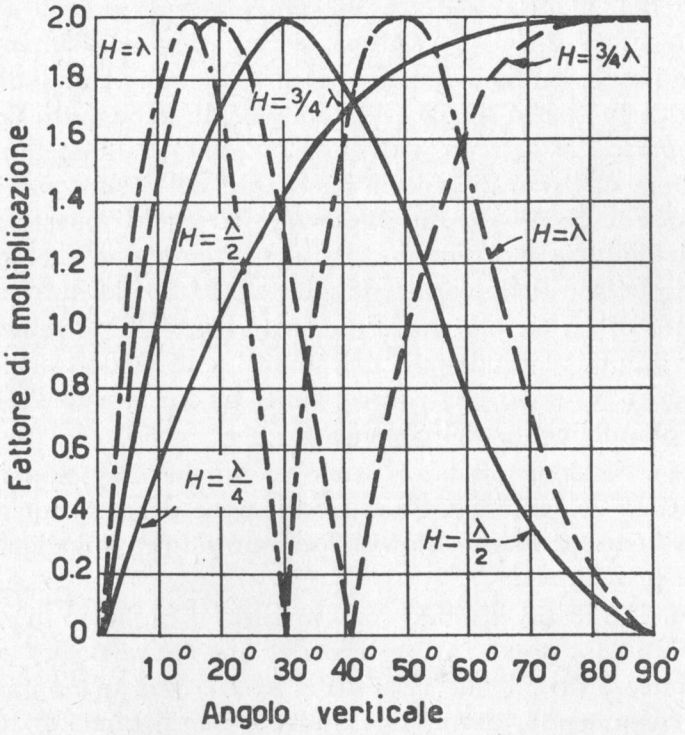


Figura 17. - Effetto della terra sulla radiazione di antenne orizzontali e verticali, secondo vari angoli verticali e per quattro altezze dell'antenna. (E' supposto un terreno perfettamente conduttore).

d'onda, questo angolo corrisponde a 15° rispetto all'orizzonte. L'angolo diminuisce ulteriormente per altezze di antenna maggiori di una lunghezza d'onda (non rappresentate nella figura).

Le curve della Fig. 17 si riferiscono ad un terreno perfettamente conduttore mentre, come è evidente, i terreni che in pratica si incontrano hanno conduttività non perfette.

L'effetto principale di una terra non perfetta consiste in una minore rispondenza delle curve di Fig. 17 per i più bassi angoli di radiazione, per cui può praticamente divenire impossibile ottenere su terreni pianeggianti un'apprezzabile radiazione ad angoli molto bassi. Invece, oltre i 15° le curve di Fig. 17 si mantengono sufficientemente valide a tutti gli scopi pratici, mentre possono servire a titolo indicativo per angoli compresi fra 5° e 15°.

Il piano di terra effettivo, ossia quello nel quale si può considerare che avvenga la riflessione, raramente corrisponde con la vera superficie del suolo, ma spesso trovasi a varie decine di centimetri di profondità. Come si è già avuto occasione di accennare in precedenza, il terreno influisce sulla resistenza di radiazione di un'antenna a dipolo a mezza onda eseguita con conduttore molto sottile. Ciò avviene per il fatto che l'onda riflessa dal terreno induce a sua volta una corrente nell'antenna per cui, a seconda della relazione di fase fra corrente di alimentazione dell'antenna e corrente indotta, si può avere un aumento o una diminuzione della corrente e quindi una diminuzione o un aumento della resistenza di radiazione (dato che, a parità di potenza di alimentazione dell'antenna, ad un aumento di corrente di antenna corrisponde una diminuzione della sua impedenza, e viceversa).

Ciò spiega le variazioni di impedenza dell'antenna al variare dell'altezza sul suolo, rappresentate in Fig. 18. In questa figura si è supposto che il suolo sia perfettamente riflettente. Come si vede dalla Fig. 18, al crescere dell'altezza dell'antenna dal suolo la resistenza di radiazione tende al valore teorico corrispondente all'antenna

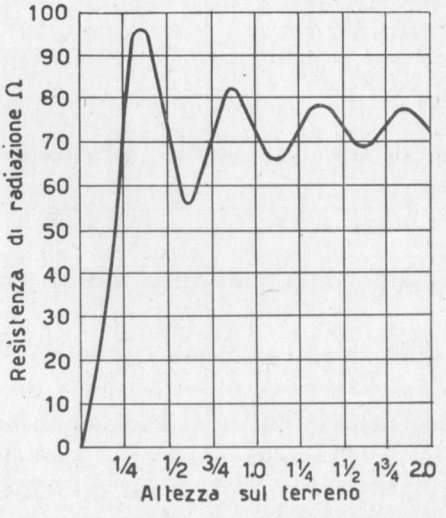


Figura 18. - Curva teorica della variazione della resistenza di radiazione per un'antenna orizzontale a mezza onda eseguita con conduttore sottilissimo, in funzione dell'altezza (in λ) sul terreno perfettamente conduttore.

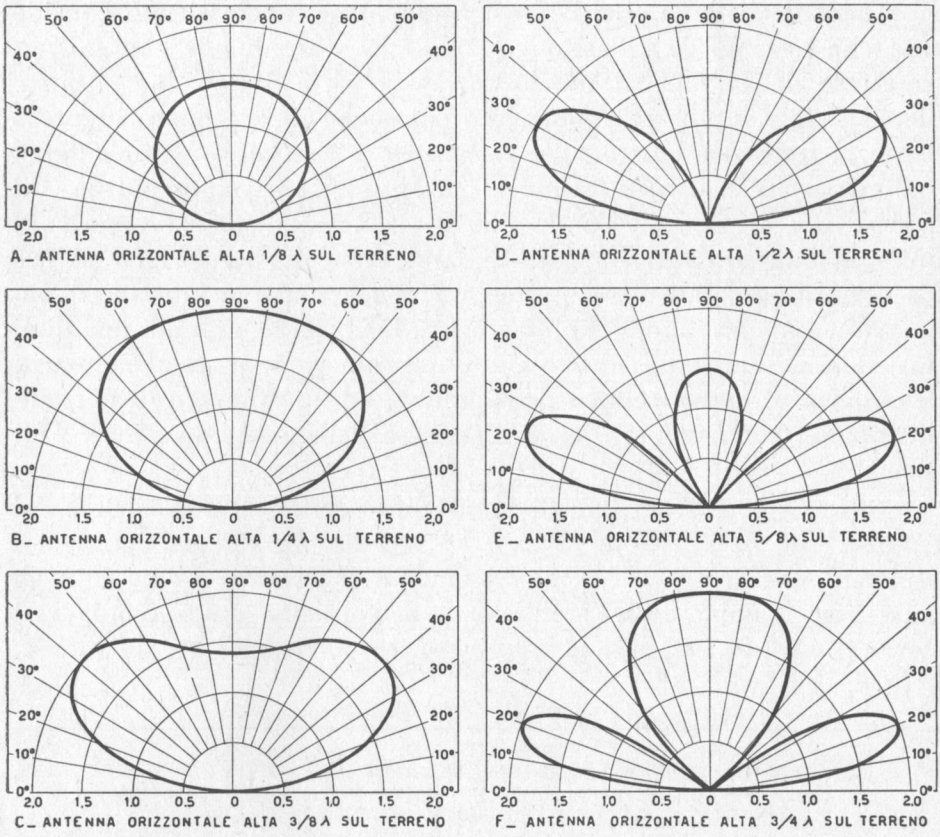


Figura 19. - Fattori di moltiplicazione del diagramma di radiazione verticale in spazio libero per un'antenna orizzontale, dovuti all'effetto della riflessione da parte di una terra perfettamente conduttrice.

a mezza onda eseguita con conduttore molto sottile, valore che è di 72 Ω.

L'effetto della riflessione esercitata dal terreno sulle onde emesse da un'antenna può essere espresso sotto forma di un coefficiente che, moltiplicato per l'intensità relativa di radiazione in spazio libero fornisce l'intensità relativa di radiazione sotto quel determinato angolo. Le condizioni limiti si hanno quando il raggio diretto e quello riflesso arrivano in un determinato punto in concordanza oppure in opposizione di fase e quando i due raggi hanno ampiezze uguali (ossia quando il terreno è perfettamente riflettente). Avviene allora che si

vengono a creare punti nei quali l'intensità di campo è doppia ed altri nei quali tale intensità è zero.

Nelle Figg. 19, 20 e 21 sono riportati una serie di grafici dei quali quelli delle Figg. 19 e 20 si applicano alle antenne orizzontali di qualsiasi lunghezza e a quelle verticali lunghe un numero pari di mezze lunghezze d'onda, mentre i grafici della Fig. 21 si riferiscono oltre che alle antenne orizzontali, alle antenne verticali lunghe un numero dispari di mezze lunghezze d'onda. Se si confrontano i grafici di Fig. 19 e Fig. 20 con quelli di Fig. 21 si vede subito che fra essi si ha un'inversione fra i punti di massimo (fattore di moltiplicazione 2) e quelli di minimo (fattore di moltiplicazione zero).

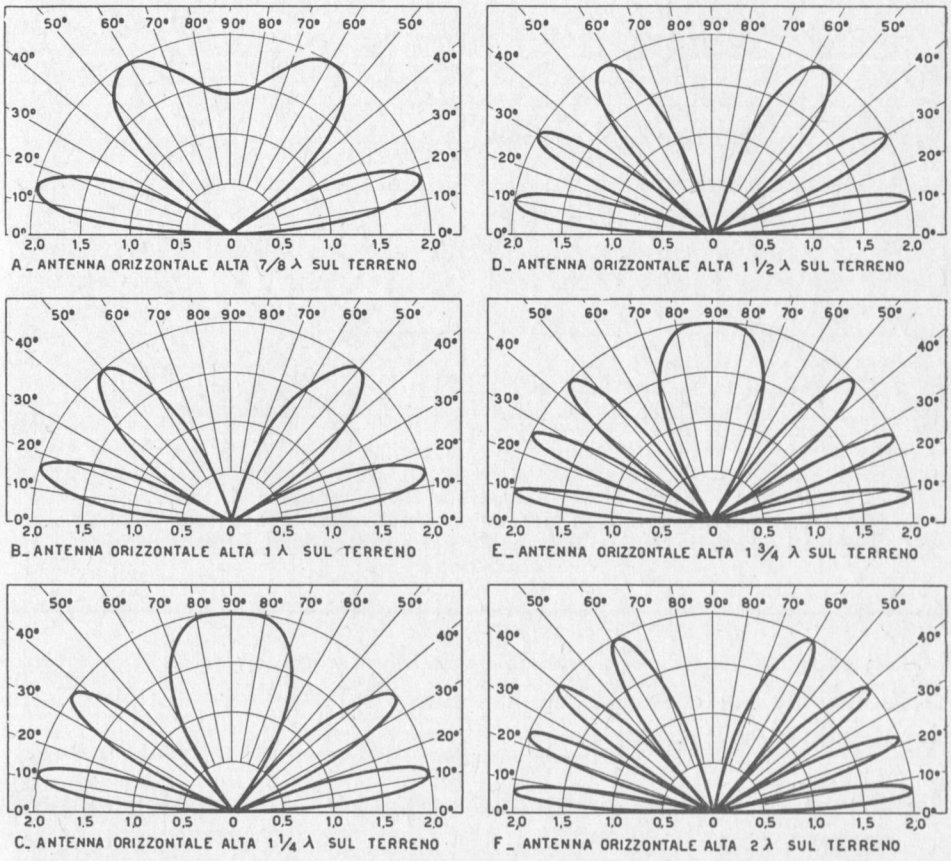


Figura 20. - Fattori di moltiplicazione del diagramma di radiazione verticale in spazio libero per un'antenna orizzontale, dovuti all'effetto della riflessione da parte di una terra perfettamente conduttrice.

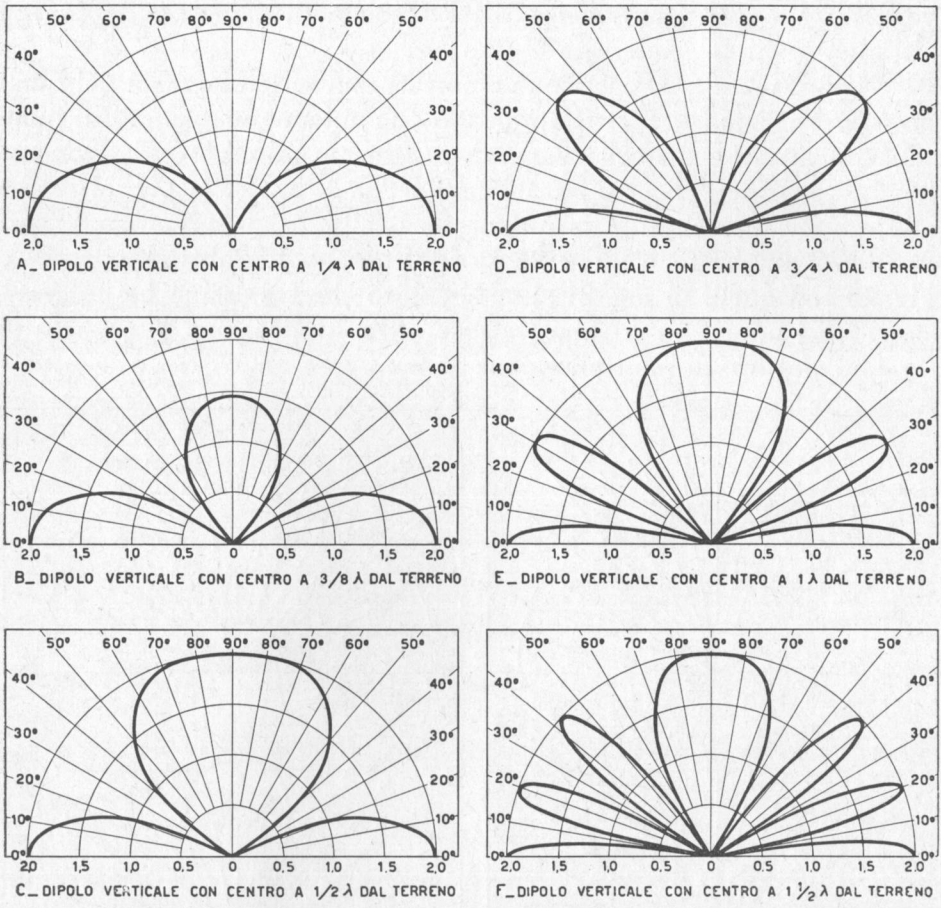


Figura 21. - Fattori di moltiplicazione del diagramma di radiazione verticale in spazio libero per un'antenna verticale a mezza onda, dovuti all'effetto della riflessione da parte di una terra perfettamente conduttrice.

Si tenga presente che questi grafici non costituiscono diagrammi di radiazione verticale ma rappresentano i fattori di moltiplicazione dovuti alla riflessione del suolo.

Radiazione di antenne orizzontali per angoli di radiazione diversi da zero.

I diagrammi di radiazione riportati nelle Figg. 12, 14, 15 e 16 si riferiscono ad un angolo di elevazione zero, ossia ad una radiazione

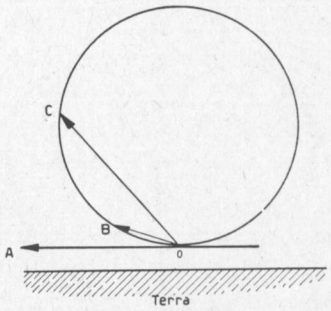


Figura 22. - Variazione della radiazione di un'antenna orizzontale a mezza onda per vari angoli verticali.

puramente orizzontale. Essi pertanto non forniscono un'indicazione accurata delle proprietà direttive di un'antenna orizzontale per angoli maggiori di zero gradi.

Consideriamo per esempio il diagramma di radiazione dell'antenna mezza onda, riportato in Fig. 12. Esso indica che lungo l'asse del conduttore dell'antenna non si ha alcuna radiazione, per angolo di elevazione zero. Invece, se l'antenna è orizzontale ma se si consi-

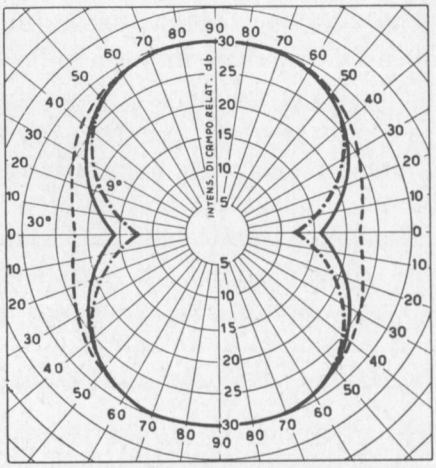


Figura 23. - Diagrammi di radiazione orizzontale di un'antenna orizzontale a mezza onda per tre angoli verticali. (La linea intera si riferisce ad un angolo di 15°; le due linee tratteggiate ad angoli rispettivamente di 9° e 30°).

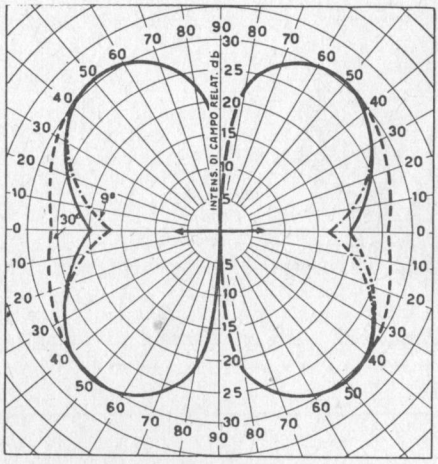


Figura 24. - Diagrammi di radiazione orizzontale di un'antenna orizzontale ad onda intera (λ) per tre angoli verticali. (La linea intera si riferisce ad un angolo di 15°; le due linee tratteggiate ad angoli rispettivamente di 9° e 30°).

dera un angolo di elevazione diverso da zero, esiste una certa radiazione. La ragione di ciò risulta evidente se si considera la Fig. 22, che rappresenta un'antenna orizzontale a mezza onda con una sezione trasversale del suo diagramma di radiazione in spazio libero eseguita sul piano verticale che contiene l'elemento di antenna.

Le linee *OA*, *OB* e *OC* corrispondono a differenti angoli d'onda, ossia a differenti angoli di elevazione.

La radiazione secondo la direzione *OA*, per quanto si è detto precedentemente, ha un'ampiezza zero, mentre le radiazioni secondo le direzioni *OB* e *OC* hanno ampiezze diverse da zero, e più precisamente quanto maggiore è l'angolo rispetto alla superficie del suolo, tanto maggiore è l'intensità di radiazione. Da ciò deriva la necessità di indicare sempre, nei diagrammi di radiazione, gli angoli di elevazione che si considerano, dato che per un'antenna orizzontale, la forma del diagramma di radiazione viene alterata sensibilmente dall'angolo di elevazione.

Nei diagrammi di radiazione riportati nelle Figg. 23, 24, 25 e 26 sono riportati in decibel le relative intensità di campo. Le forme di questi diagrammi di radiazione non sono influenzati dall'altezza dell'antenna rispetto al suolo. Questa altezza influenza invece le ampiezze

corrispondenti ai vari angoli d'onda. Nelle figure, la scala è tale che l'intensità di campo sia la stessa nella direzione di radiazione massima, indipendentemente dall'angolo d'onda. Per poter meglio utilizzare questi grafici bisogna tener conto della riflessione del suolo.

Consideriamo ad esempio l'antenna orizzontale a mezza onda posta ad un'altezza λ rispetto ad un suolo perfettamente conduttore. Il diagramma di radiazione è quello di Fig. 12 (per un angolo d'onda zero) e di Fig. 23 per angoli d'onda di 9°, 15° e 30°. Nella Fig. 20-B sono riportati i coefficienti dovuti alla riflessione del terreno per un'altezza di 1 λ.

Dalla Fig. 19 *D* si vede che per angoli di 9°, 15° e 30° si ottengono delle intensità di campo che stanno nei rapporti 1-1,5-2. Quindi, se si considera come riferimento il campo che si ha in corrispondenza a 9°, il campo corrispondente a 15° risulta 1,5 volte maggiore e quello a 30° risulta di 2 volte maggiore. Pertanto, considerando valida nella Fig. 23 la curva relativa a 9°, quella relativa a 15° andrebbe spostata in fuori di 3,5 db (3,5 db = 1,5 di rapporto di tensione) e quella relativa a 30° andrebbe spostata, sempre in fuori, di 6 db.

Concludendo, mediante le Figg. 23, 24, 25 e 26 e le Figg. 19, 20 e 21 si può ricostruire il diagramma di radiazione tridimensionale

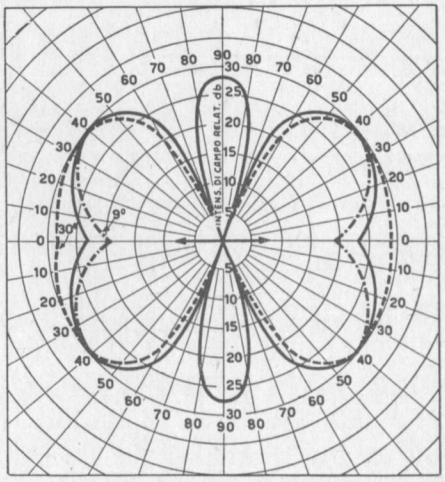


Figura 25. - Diagrammi di radiazione orizzontale di un'antenna orizzontale a 3/2 λ per tre angoli verticali. (La linea intera si riferisce ad un angolo di 15°; le due linee tratteggiate ad angoli rispettivamente di 9° e 30°).

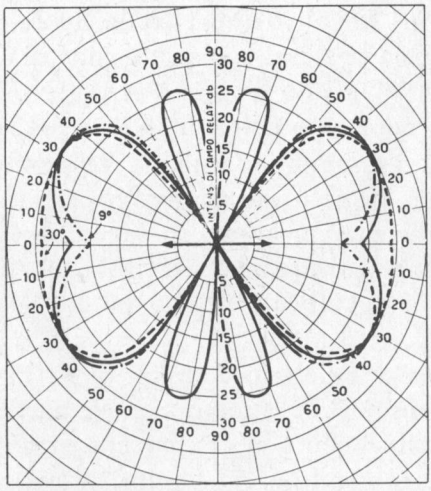


Figura 26. - Diagrammi di radiazione orizzontale di un'antenna orizzontale a 2 λ per angoli verticali. (La linea intera si riferisce ad un angolo di 15°; le due linee tratteggiate ad angoli rispettivamente di 9° e 30°).

delle antenne orizzontali lunghe λ/2, λ, 1,5 λ e 2 λ poste a varie altezze da un suolo perfettamente conduttore, limitatamente ad angoli di onda fino a 30°.

L'antenna Marconi.

Tutte le antenne derivano da due tipi fondamentali: l'antenna Marconi e l'antenna Hertz.

L'antenna Hertz, essendo bilanciata (ossia elettricamente e fisicamente simmetrica rispetto alla terra), normalmente viene polarizzata orizzontalmente, quando funziona su frequenze superiori a 7 MHz. A frequenze più basse, siccome per la grande lunghezza che assumerebbe risulterebbe difficile alimentarla in un ventre di corrente, è poco pratico impiegarla in posizione orizzontale.

Quando alle frequenze più basse si desidera una polarizzazione verticale e un basso angolo di radiazione, bisogna impiegare un'antenna verticale.

Se si collega a terra un'astina di un dipolo (tanto se direttamente come se attraverso un sistema di accoppiamento con il trasmettitore)

le proprietà riflettenti della terra daranno luogo alla formazione di un'immagine speculare per l'antenna (v. Fig. 27), per cui la rimanente metà dell'antenna viene costituita dalla terra.

Il risultato è che l'antenna Marconi a quarto d'onda presenta una risonanza a mezza onda esattamente come se fosse un'antenna Hertz bilanciata a mezza onda, e ciò appunto per le qualità riflettenti della terra.

L'antenna Marconi viene usata più frequentemente alle frequenze basse. Però essa viene molto usata come antenna « a frusta » su apparati mobili e portabili per UHF.

Nelle radiodiffusioni circolari, l'onda di terra contribuisce in maniera determinante alla propagazione dell'energia a radiofrequenza e perciò è essenziale l'uso di una polarizzazione verticale.

Come elemento radiante si può usare un filo od un tubo o altra struttura. Mentre, quando si usa un filo sottile rispetto alla lunghezza d'onda, la lunghezza dell'elemento radiante sarà esattamente di $\lambda/4$, quando si usa un tubo o una struttura avente dimensione non più trascurabile rispetto alla lunghezza d'onda, bisognerà usare un elemento radiante più corto di $\lambda/4$. Il fattore di accorciamento è dato dalla Fig. 28. Tuttavia sarà sempre opportuno controllare il rapporto di onde stazionarie esistente sulla linea di trasmissione e variare la lunghezza dell'antenna fino a ridurre al minimo tale rapporto.

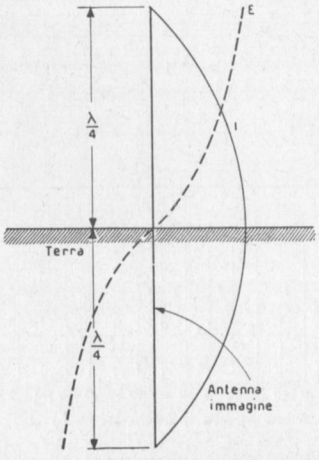


Figura 27. - L'antenna Marconi.

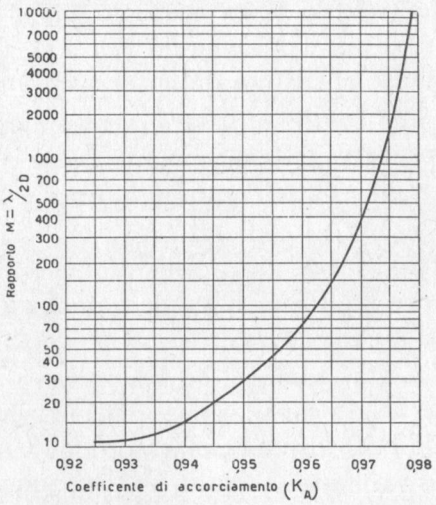


Figura 28.. - Coefficiente di accorciamento dell'antenna in funzione del rapporto $\lambda/_{2D}$. (D = diametro del conduttore). (Per ottenere la lunghezza fisica del radiatore a $\lambda/_4$ risonante su una frequenza bisogna moltiplicare il valore di $\lambda/_4$ in spazio libero per il coefficiente dato dal grafico).

La lunghezza di un'antenna Marconi è metà di quella di un'antenna a mezza onda, ossia è

$$\text{Lunghezza (in metri)} = \frac{75}{f\,(\text{MHz})}$$

La resistenza di radiazione di un'antenna Marconi a quarto d'onda è di circa 36 Ω, misurata sul punto in cui l'antenna è collegata a terra oppure al dispositivo di accoppiamento con il trasmettitore.

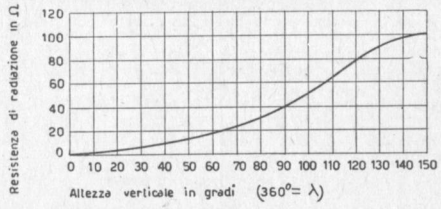


Figura 29. - Variazione della resistenza di radiazione dell'antenna Marconi al variare della sua lunghezza elettrica.

La resistenza di radiazione varia da parecchie migliaia di ohm, quando l'antenna è lunga $\lambda/2$, ad una frazione di ohm quando l'antenna è lunga meno di 0,1 λ. Nella Fig. 29 è rappresentata la resistenza di radiazione di un'antenna Marconi al variare della sua lunghezza elettrica. Come dimostra la Fig. 30, la resistenza di radiazione è influenzata anche dal diametro del conduttore con il quale è realizzata l'antenna.

La potenza dissipata da un'antenna Marconi è costituita da due componenti: la potenza utile irradiata sulla resistenza di radiazione e la potenza dissipata sulla resistenza di terra. Si ha cioè

$$P_a = I^2 (R_r + R_t)$$

nella quale I è la corrente di antenna, misurata alla base, ossia nel punto di alimentazione dell'antenna, R_r è la resistenza di radiazione dell'antenna e R_t è la resistenza della terra.

Di queste due componenti della potenza totale P_a conferita alla antenna, I^2R_r è la componente utile mentre I^2R_t è la componente di

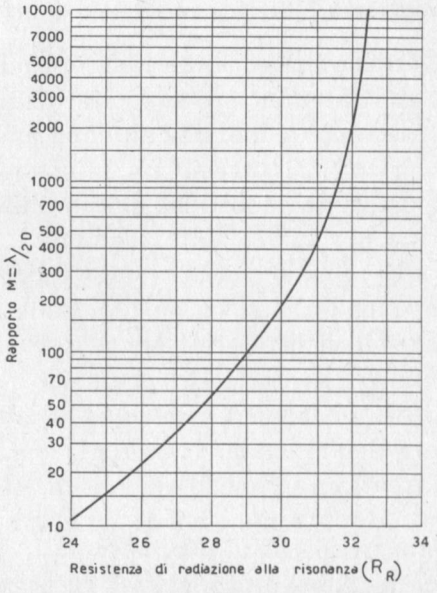


Figura 30. - Resistenza di radiazione di un'antenna a quarto d'onda (con terra riportata o su terreno perfettamente conduttore) **al variare del rapporto** $\lambda/_{2D}$ (D = diametro del conduttore).

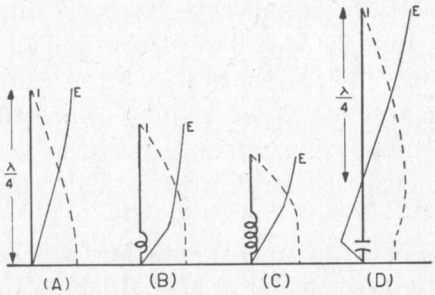


Figura 31. - Inserendo una induttanza o una capacità alla base di un'antenna Marconi si modifica la lunghezza elettrica dell'antenna stessa.

perdita. Perciò, la potenza utile irradiata I^2R_r è tanto maggiore quanto minore è la componente di perdita I^2R_t.

È questa la ragione per cui con le antenne Marconi occorre impiegare una resistenza di terra la più bassa possibile, ossia bisogna attuare una connessione alla terra la migliore possibile.

Variazione della lunghezza elettrica mediante reattanze di carico.

La lunghezza elettrica dell'antenna Marconi può venire modificata ponendo in serie con l'antenna una capacità o una induttanza. Se si inserisce in un punto opportuno dell'antenna una induttanza, chiamata « bobina di carico », si ottiene un allungamento elettrico dell'antenna; con una capacità si ottiene l'accorciamento elettrico dell'antenna. Ciò avviene per la seguente ragione.

La distribuzione di tensione e di corrente lungo l'antenna a quarto d'onda è identica a quella che si ha su una delle astine di un dipolo a mezza onda, come indica la Fig. 31 *A*.

Quando l'antenna è più corta di un quarto di lunghezza d'onda (valutata alla frequenza di lavoro), come è il caso delle Figg. 31 *B* e *C* l'impedenza d'entrata dell'antenna, vista dalla parte vicino alla terra, corrisponde ad una reattanza capacitiva. Allora, ponendo in serie una induttanza di valore opportuno, si può ottenere l'annullamento di questa reattanza capacitiva e quindi la risonanza dell'antenna.

Se un'antenna è lunga più di un quarto di lunghezza d'onda (valutata alla frequenza di lavoro), presenta una reattanza induttiva alla estremità dell'antenna posta vicino a terra. Inserendo un condensatore

di capacità opportuna si può annullare questa reattanza induttiva e ottenere così la risonanza dell'antenna (Fig. 31 *D*).

Influenza della terra sul funzionamento delle antenne Marconi.

Come si è detto, per ottenere un alto rendimento nel funzionamento delle antenne Marconi è necessario un buon sistema di terra. In alcuni casi può essere sufficiente il collegamento ai tubi dell'acquedotto. Però i migliori rendimenti verranno ottenuti mediante l'impiego di un apposito sistema di terra. Quando il terreno ha una conduttività eccellente, potrà essere sufficiente sotterrare nel terreno, alla base dell'antenna, un tubo metallico, lungo 1,5-2 metri.

Di solito sarà però consigliabile impiegare un sistema di tubi che, partendo dalla base dell'antenna si dipartono radialmente. Ognuno di questi tubi dovrà essere lungo $1{,}5 \div 3$ lunghezze d'onda. Questi radiali, oltre che mediante tubi di ferro, possono essere costruiti con grosso filo di alluminio. In ogni caso dovranno essere sotterrati ad almeno 20 cm di profondità, disponendoli sul fondo di un solco eseguito nel terreno che, dopo avervi adagiato il conduttore di terra, verrà ricoperto. Possibilmente, si spargerà del sale da cucina nel terreno, allo scopo di aumentarne la conduttività.

Se il terreno è sabbioso o ghiaioso, il collegamento a terra effettuato alla maniera descritta poco sopra non risulta efficace e in questo caso sarà preferibile impiegare una terra « capacitiva » oppure un « contrappeso ».

Si chiama contrappeso un sistema di conduttori, situato sopra il terreno, e che si estende radialmente dalla base dell'antenna, come i raggi di una ruota di bicicletta. Per ottenere i migliori risultati, occorre impiegare non meno di 15 radiali, ciascuno dei quali deve essere lungo non meno di un quarto di lunghezza d'onda. Così facendo, si realizza una forte capacità verso terra, necessaria per il buon funzionamento dell'antenna Marconi.

Nelle installazioni di antenna su autoveicoli si userà una antenna « a frusta » lunga $\lambda/4$, mentre la carrozzeria e il telaio dell'autoveicolo funzionano da contrappeso.

Sostanzialmente, il funzionamento del contrappeso e quello della terra « riportata » sono identici. Nelle antenne a terra riportata (ground-plane), i radiali sono distanti dal terreno, e quindi funzionano più da contrappeso che da terra capacitiva. Essi però costituiscono per l'an-

tenna un sistema di terra e quindi le caratteristiche di radiazione delle antenne a terra riportata equivalgono a quelle di un radiatore a $\lambda/4$ situato su un terreno perfetto.

Il rendimento dell'antenna Marconi è funzione del rapporto fra resistenza di radiazione e resistenza di terra. Pertanto, per aumentare il rendimento, oltre che ridurre la resistenza di terra, si può aumentare la resistenza di radiazione. Per aumentare la resistenza di radiazione conviene aumentare la lunghezza elettrica dell'antenna (inserendo un'induttanza alla base di essa), oppure aumentarne la lunghezza fisica, spostando così più in alto sull'antenna il ventre di corrente. Spesso risulta preferibile aumentare la lunghezza elettrica dell'antenna piuttosto che la lunghezza fisica.

Per spostare in alto il ventre di corrente, che quindi non sarà più alla base dell'antenna, si può inserire un *carico sulla sommità dell'antenna*. Di solito questo carico verrà realizzato mediante un certo numero di piccoli radiali, disposti sul piano orizzontale, e collegati alla sommità dell'antenna. Con questo sistema si ottiene uno spostamento in alto del ventre di corrente sull'antenna e perciò un aumento dell'impedenza e della resistenza di radiazione alla base, con conseguente diminuzione delle perdite di potenza alla base dell'antenna.

Antenna a terra riportata (ground plane).

L'antenna a terra riportata è un'antenna verticale a quarto di onda nella quale si impiega una terra metallica artificiale, costituita normalmente da quattro « radiali » di tubo o di filo, perpendicolari all'elemento attivo e che si estendono radialmente dalla base dell'antenna. A differenza dell'antenna verticale a quarto d'onda senza terra riportata, l'antenna a terra riportata presenta un basso angolo di radiazione, indipendentemente dalla sua altezza dal suolo. Malgrado ciò, per ottenere i migliori risultati da un'antenna a terra riportata, occorre che i radiali siano disposti ad un'altezza di almeno $\lambda/4$ rispetto al suolo.

La parte verticale dell'antenna a terra riportata può essere costruita con tubo di alluminio oppure con un conduttore sostenuto dall'alto, a seconda della frequenza e delle possibilità pratiche della installazione.

La resistenza di radiazione di un'antenna a terra riportata varia al variare del diametro dell'elemento verticale, alla maniera indicata

in Fig. 30. Siccome la resistenza di radiazione si aggira intorno ai 30 Ω, per alimentare l'antenna con un cavo coassiale a 75 Ω occorre interporre fra antenna e linea di trasmissione un tronco di linea di adattamento d'impedenza, lungo $\lambda/4$ e con impedenza caratteristica di 50 Ω.

Invece di questo tronco, si può adottare un tronco di linea in parallelo, inserito alla base dell'elemento radiante e dimensionato in maniera opportuna, a seconda della linea di trasmissione usata, della resistenza di radiazione, della lunghezza dell'elemento attivo dell'antenna e della reattanza dell'antenna per unità di variazione di lunghezza.

Questi parametri dell'antenna dipendono dal rapporto lunghezza/diametro, cioè dal rapporto $M = \lambda/(2\,D)$, in cui λ è la lunghezza d'onda in spazio libero e D è il diametro dell'elemento attivo dell'antenna.

Per determinare le dimensioni dell'antenna a quarto d'onda e del relativo tronco di adattamento si procederà al modo seguente:

1) Si stabilisce il rapporto $M = \lambda/(2\,D)$ in base alla seguente relazione

$$M = \frac{15.000}{F\,D}$$

dove F è espresso in MHz e D è espresso in cm.

2) In base alla Fig. 28, si determina il coefficiente K_a di accorciamento dell'elemento radiante, la cui lunghezza risulterà quindi

$$L\,(\text{in cm}) = \frac{7.500}{F\,(\text{MHz})} \cdot K_a$$

3) In base alla Fig. 8 si determina, per lo stesso valore di M trovato in 1) la variazione (K_x) di reattanza per la variazione dell'1 % di lunghezza.

4) Sempre in base al valore di M trovato in 1) si determina la resistenza di radiazione, mediante la Fig. 30.

5) Siccome a causa del coefficiente di accorciamento calcolato in 2) la lunghezza dell'elemento radiante è minore di $\lambda/4$, la resistenza di radiazione effettiva dell'antenna accorciata risulta

$$R_o = R_r - \frac{Z_1}{4\,R_r}$$

dove sono

R_o = Resistenza di radiazione dopo l'accorciamento;

R_r = Resistenza di radiazione calcolata in 4);

Z_1 = Impedenza caratteristica della linea di trasmissione da adattare.

6) Si determina la reattanza capacitiva dell'antenna accorciata, in base alla relazione

$$X_a = S\,R_o$$

in cui è

$$S = \sqrt{\frac{Z_1}{R_o} - 1}$$

7) La lunghezza dell'antenna che presenta questo corretto valore di reattanza capacitiva è

$$L\,(\text{in cm}) = \frac{7.500}{F\,(\text{MHz})}\,K_a\,K_b$$

dove è

$$K_b = \frac{100\,K_x - K_a}{100\,K_x}$$

8) La reattanza induttiva del tronco di linea cortocircuitato per adattamento d'impedenza deve essere

$$X_s = \frac{Z_1}{S}$$

e pertanto la lunghezza del tronco cortocircuitato deve essere

$$L_s = \frac{83VL}{F\,(\text{MHz})}\ \text{in cm}$$

dove sono

V = Fattore di velocità del tipo di linea usata per il tronco;

L = Lunghezza del tronco in gradi elettrici cui corrisponde il determinato valore di X_s.

9) La lunghezza L in gradi elettrici è espressa da

$$L = \text{arc tg} \frac{X_s}{Z_s}$$

in cui Z_s è la impedenza caratteristica della linea usata come tronco di adattamento.

10) La lunghezza in centimetri di ogni radiale è data da

$$L_r = \frac{7.500}{F\,(\text{MHz})} K_a$$

dove K_a viene dedotto dalla Fig. 28 applicata però al diametro dei radiali ed è valutata fra l'asse del radiatore e la punta del radiale.

Direttività e guadagno delle antenne trasmittenti e riceventi.

Nessun sistema radiante irradia uniformemente in tutte le direzioni. Alcune antenne presentano effetti direttivi nel piano verticale, mentre irradiano uniformemente nel piano orizzontale (semplice antenna verticale); la maggior parte delle antenne presenta però effetti direttivi tanto nel piano verticale come in quello orizzontale. Nelle antenne semplici questi effetti direttivi non sono di grande entità; invece nei sistemi di antenna più complicati l'effetto direttivo è, di solito, assai importante.

L'efficacia di un'antenna direttiva normalmente viene definita sotto forma di *guadagno*, che equivale al rapporto fra la potenza che bisognerebbe fornire ad una antenna di riferimento, di solito il dipolo a mezza onda e la potenza che si deve fornire al sistema di antenna in esame, per ottenere la stessa intensità di segnale in una determinata direzione. Per esempio, un'antenna il cui guadagno sia 5 db richiede solo un quinto della potenza che bisognerebbe fornire ad un dipolo a mezza onda per ottenere la stessa intensità di segnale. Detto con altre parole, un'antenna direttiva che abbia un guadagno di 5 db fornisce, in quella determinata direzione un segnale equivalente a quello che fornirebbe l'antenna « standard » alimentata con una potenza cinque volte maggiore.

Come si è detto, l'antenna di riferimento di solito è l'antenna a mezza onda situata nello stesso piano e alla stessa altezza dal suolo

dell'antenna direttiva. Nel caso di sistemi di antenna costituiti da antenne sovrapposte, l'altezza che si considera è quella relativa al centro del sistema.

La direttività di un'antenna corrisponde alla larghezza del suo diagramma di radiazione: quanto più stretto è il lobo, tanto più direttiva è l'antenna.

Di solito, quanto più direttiva è un'antenna, tanto maggiore è il suo guadagno nella direzione preferita: esistono tuttavia sistemi che, pur essendo molto direttivi, presentano un guadagno relativamente basso. Questi sistemi vengono impiegati per scopi particolari e cioè quando si desideri eliminare in un ricevitore eventuali interferenze senza aumentare il livello del segnale.

Le antenne che presentano un diagramma di direttività molto acuto nel piano orizzontale si dirà che hanno una forte direttività orizzontale; quelle che hanno un diagramma acuto nel piano verticale presentano una forte « direttività verticale ».

La direttività delle antenne viene utilizzata, in trasmissione, per concentrare la maggior parte possibile della potenza irradiata verso l'antenna ricevente, quando si deve eseguire un collegamento fra due punti fissi. Dal canto suo, l'antenna ricevente deve essere orientata in modo che il lobo di massima direttività, ossia di massimo guadagno, sia diretto verso l'antenna trasmittente, in modo da captare il massimo segnale utile e da captare il minore livello possibile di segnali interferenti, provenienti secondo altre direzioni.

Nella Fig. 12 è stato tracciato il diagramma di direttività di una antenna a dipolo a mezza onda. Il segnale captato dal dipolo a mezza onda viene considerato come segnale di riferimento. Il rapporto fra il segnale captato da un'antenna direttiva e quello captato dall'antenna a dipolo viene chiamato guadagno dell'antenna e viene espresso in decibel. Se si considerano le potenze dei due segnali, il guadagno in decibel è espresso da

$$\text{db guadagno} = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2}$$

Se invece si confrontano le tensioni si ha

$$\text{db guadagno} = 20 \log_{10} \frac{E_1}{E_2}$$

In queste due relazioni, P_2 e E_2 sono rispettivamente la potenza e la tensione del segnale captato dal dipolo a mezza onda.

L'antenna a mezza onda ha un guadagno zero e infatti essendo il suo guadagno uguale a quello dell'antenna a mezza onda, risulta $P_2 = P_1$. Siccome $log\ 1 = 0$ si ha db = 0.

Poiché tanto il dipolo a mezza onda come le antenne direttive presentano *lobi* maggiori e minori, si conviene che il guadagno di una antenna va valutato sul punto di massimo del lobo principale, riferito al punto di massimo di uno dei due lobi del dipolo a mezza onda.

Polarizzazione.

Per ottenere la massima captazione del segnale, occorre che nel punto di ricezione l'antenna ricevente sia disposta in modo da risultare parallela alle linee di forza elettrostatiche, emesse dall'antenna trasmittente. Ciò vuol dire che l'antenna ricevente deve essere sistemata orizzontalmente, quando si debbono captare onde con polarizzazione orizzontale e verticalmente per onde con polarizzazione verticale.

Quasi generalmente le onde irradiate dai trasmettitori televisivi sono polarizzate orizzontalmente. La ragione di ciò consiste nel fatto che a questo modo l'antenna ricevente deve venire disposta orizzontalmente e pertanto non risente di molti tipi di disturbi o interferenze che per lo più hanno polarizzazione verticale.

In condizioni particolari, quando i segnali vengono ricevuti per riflessione, si può avere una alterazione della polarizzazione dei segnali che arrivano all'antenna ricevente, e in questi casi si può avere con un'antenna polarizzata verticalmente una ricezione altrettanto buona come quella ottenibile con un'antenna polarizzata orizzontalmente.

Però questa condizione è anormale e si può concludere che di solito le antenne riceventi vengono disposte per polarizzazione orizzontale.

Quando si hanno riflessioni dell'onda trasmessa, può avvenire che il piano di polarizzazione dell'onda trasmessa dal trasmettitore con polarizzazione orizzontale raggiunga l'antenna ricevente con una polarizzazione intermedia fra quella orizzontale e quella verticale. In questo caso, un'antenna ricevente posta orizzontalmente capterebbe solo la componente orizzontale del campo elettrostatico.

Allo scopo di trarre vantaggio anche delle componenti verticali dell'onda, in qualche caso vengono impiegate antenne riceventi aventi

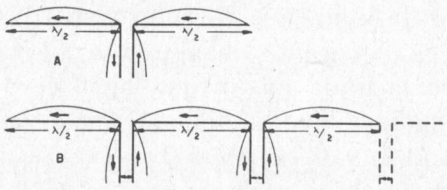


Figura 32. - Antenne a mezza onda colineari in fase. (Il sistema (A) è il cosiddetto sistema a due semionde in fase. Il sistema (B) comprende più di due elementi. In pratica, il numero massimo di elementi viene limitato a quattro).

forma a V, a X o circolare. Queste antenne captano contemporaneamente le componenti orizzontale e verticale del campo elettrostatico.

Terminologia delle antenne.

Per *elemento* di un'antenna direttiva si intende il dipolo a mezza onda. Una combinazione di elementi costituisce un *sistema direttivo di antenna.*

Gli elementi possono venire montati orizzontalmente o verticalmente.

Più elementi possono essere disposti sulla stessa linea, in modo che l'estremità dell'uno sia vicina all'estremità dell'altro, costituendo così un sistema *colineare.*

Alcuni elementi di un'antenna possono essere *attivi* oppure eccitati *parassiticamente.* In questo secondo caso si chiamano *elementi parassiti* e ricevono la loro eccitazione per accoppiamento con uno o più elementi attivi dell'antenna, posti vicino.

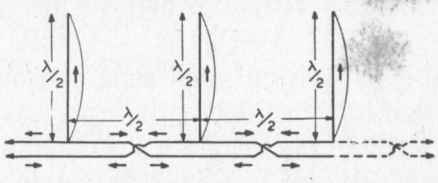


Figura 33. - Sistema di antenna ad allineamento in fila, con elementi a mezza onda. (Le frecce indicano la direzione della corrente. Per tenere in fase gli elementi dell'antenna è necessario effettuare una trasposizione della linea di trasmissione. Questo tipo di antenna ha un diagramma di radiazione bidirezionale, con i lobi perpendicolari al piano dell'antenna).

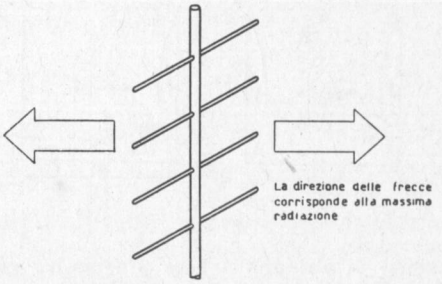


Figura 34. - Radiazione di un'antenna ad allineamento in fila.

Un'antenna può avere uno o più elementi parassiti.

Se un'antenna è costituita da elementi tutti attivi, essa viene chiamata *sistema di antenna ad elementi attivi*; se invece in essa è compreso uno o più elementi parassiti si chiama *antenna a elementi parassiti.*

Per quanto riguarda la direttività, le antenne possono essere *unidirezionali, bidirezionali, omnidirezionali.* In un'antenna unidirezionale il rapporto fra la potenza ricevuta (o irradiata) in una direzione e la potenza ricevuta o irradiata in direzione opposta si chiama *rapporto fronte-retro.*

I sistemi di antenna ad elementi tutti attivi possono essere fondamentalmente di tre tipi: *colineari;* ad *allineamento in fila* (nei quali si ha la massima radiazione nel piano perpendicolare a quello che contiene gli elementi dell'antenna) e *a fase progressiva* (nei quali la massima radiazione avviene nel piano che contiene gli elementi dell'antenna e in direzione perpendicolare agli elementi stessi).

Gli elementi di un sistema colineare giacciono sullo stesso asse e sono eccitati in fase (Fig. 32). La massima radiazione è perpendicolare all'asse e risente dell'effetto della terra esattamente come avviene per la radiazione di un unico elemento.

Gli elementi di un sistema ad allineamento in fila, oltre ad essere paralleli fra loro, sono alimentati in fase (Fig. 33). La massima radiazione è nella direzione perpendicolare al piano degli elementi (Fig. 34).

Gli elementi di un'antenna a fase progressiva sono paralleli fra loro ma sono alimentati fuori fase (Fig. 35), e dalla relazione di fase fra essi dipende il diagramma di radiazione dell'antenna. Tale relazione di fase dipende, a sua volta, dalla distanza fra i singoli elementi.

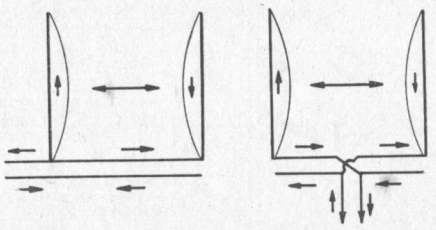


Figura 35. - Sistemi di antenna a fase progressiva con elementi a mezza onda paralleli. (Le frecce poste fra gli elementi indicano le direzioni di radiazione. Per illustrare i collegamenti di alimentazione, gli elementi sono stati disposti a $\lambda/_2$ l'uno dall'altro. E' però consigliabile adottare una distanza minore).

La massima radiazione delle antenne a fase progressiva avviene nel piano degli elementi, nella direzione della congiungente dei centri degli elementi stessi (Fig. 36).

I sistemi di antenna colineari e ad allineamento in fila hanno un diagramma di radiazione bidirezionale, mentre quello degli allineamenti a fase progressiva può essere bidirezionale o unidirezionale, a seconda della distanza (e quindi della differenza di fase) fra gli elementi.

Nelle Figg. 32, 33 e 35 sono riportate anche le direzioni delle correnti e le disposizioni degli elementi di un sistema colineare, di un allineamento in fila e di un sistema a fase progressiva.

Una delle proprietà che caratterizzano la direttività di un'antenna è la *larghezza del fascio*. Per larghezza del fascio di un'antenna direttiva si intende l'angolo compreso fra le due direzioni limiti entro le quali viene irradiata la potenza.

I punti del diagramma di radiazione fra i quali va misurata la larghezza del fascio sono quelli cui corrisponde la potenza metà di quella massima, che si ha al centro del lobo (vedi Fig. 37). Quanto più direttiva è un'antenna, tanto più stretto è il lobo.

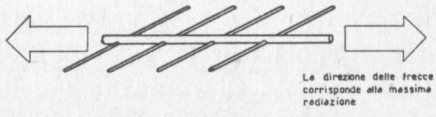


Figura 36. - Radiazione di un'antenna a fase progressiva.

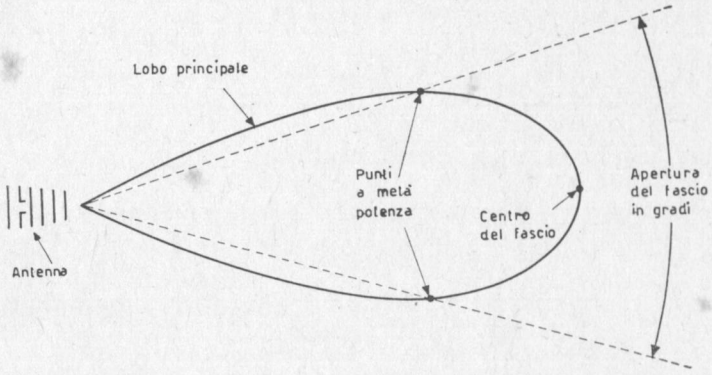


Figura 37. - Come viene misurata la larghezza del fascio di un'antenna, in base all'angolo di apertura fra i punti a metà potenza.

Il termine *fase* applicato ad un'antenna si riferisce alla differenza di tempo (di solito espressa in gradi) fra le tensioni, o le correnti, fra due o più elementi dell'antenna. Generalmente i vari elementi dell'antenna o sono tutti in fase fra loro, oppure sono spostati di fase di 180°. La correttezza delle fasi è un fattore essenziale nel funzionamento del sistema di antenna, poiché è appunto la relazione di fase esistente fra le correnti dei diversi elementi che determina le qualità direttive di un'antenna.

CAPITOLO VI.

ANTENNE AD ELEMENTI ATTIVI

Sistema di antenna colineare.

Come si è detto nel precedente capitolo, il sistema di antenna colineare consiste di un certo numero (teoricamente può essere infinito ma in pratica può giungere a quattro) di antenne a mezza onda, disposte sulla stessa linea e alimentate in modo che le rispettive correnti risultino tutte in fase fra loro. Nella Fig. 27, Cap. V è schematizzato un sistema colineare.

Consideriamo (vedi Fig. 1 *A*) un conduttore lungo una lunghezza di onda. Per ogni metà di questo conduttore si ha inversione di tensione e di corrente. Per fare diventare questo conduttore un sistema colineare, dobbiamo interromperlo, alla maniera indicata in Fig. 1 *B* e applicare un sistema mediante il quale si possano spostare di 180° le fasi della tensione e della corrente, in modo da rendere le distribuzioni di tensione e di corrente uguali per i due elementi. Si deve cioè ottenere (vedi Fig. 10 *B*) che la tensione sull'estremità destra dell'elemento di sinistra sia in opposizione di fase con quella dell'estremità sinistra dell'elemento di destra. Ossia, si deve ottenere una distribuzione di tensione come è indicato in Fig. 1 *C*.

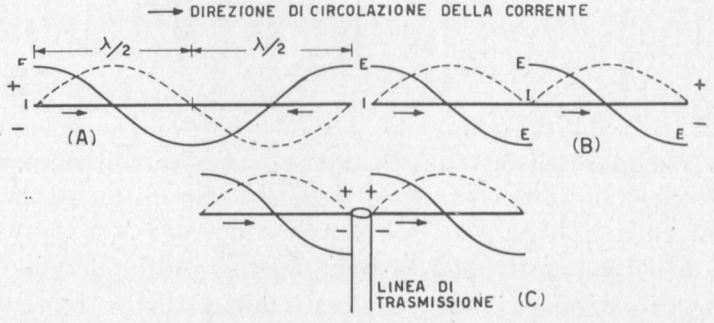


Figura 1. - Come si realizza un sistema d'antenna colineare.

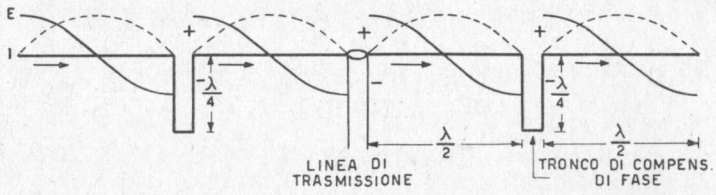


Figura 2. - Alimentazione di un'antenna colineare a quattro elementi.

Siccome i due conduttori di una linea di trasmissione sono percorsi da correnti in opposizione di fase, per avere la distribuzione di corrente indicata in Fig. 1 *C* basta collegare direttamente al centro i due elementi alla linea di trasmissione.

Dato che l'alimentazione dell'antenna avviene in corrispondenza ad un ventre di tensione, l'impedenza dell'antenna nel punto di alimentazione risulta piuttosto alta (fra 1000 e 6000 Ω, a seconda del diametro del conduttore usato). Il diagramma di direttività di una antenna di questo tipo è ad ∞ con i lobi a forma allungata (mentre i lobi di un dipolo a mezza onda hanno forma circolare con angolo verticale zero, ossia sul piano orizzontale contenente il dipolo). Vedi Fig. 12, Cap. V).

Il guadagno di potenza di un sistema colineare è dato dalla seguente tabella:

Distanza fra i centri dei radiatori adiacenti	NUMERO DEI RADIATORI A $\lambda/_2$				
	2	3	4	5	6
$\lambda/_2$	1,8	3,3	4,5	5,3	6,2
$3/4\,\lambda$	3,2	4,8	6	7	7,8

Come si vede dalla tabella, quando si desideri maggiore guadagno (e maggiore direttività) conviene aumentare il numero di elementi. Naturalmente occorre fare in modo che gli elementi risultino alimentati tutti in fase e a tale scopo occorrerà introdurre, fra un elemento e l'altro, un tronco di linea cortocircuitato lungo $\lambda/4$ (vedi Fig. 2). Questo tronco, comportandosi come circuito risonante parallelo, esegue un'inversione di polarità sulla tensione.

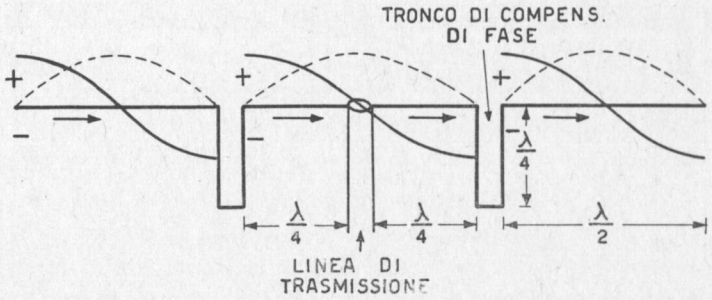


Figura 3. - Antenna colineare alimentata direttamente dalla linea di trasmissione nel punto di massima corrente.

L'impedenza al punto di alimentazione è relativamente alta (dell'ordine di 1200 Ω ÷ 1800 Ω) per cui, per alimentare l'antenna mediante una linea di trasmissione a bassa impedenza, occorre inserire fra punto di alimentazione dell'antenna e la linea di trasmissione un opportuno adattatore d'impedenza.

Siccome nel punto di massima corrente l'impedenza di alimentazione dell'antenna si aggira sui 300 Ω, si può inserire direttamente in tale punto la linea di trasmissione, senza necessità di interporre un adattatore d'impedenza (Fig. 3).

Nelle Figg. 4 e 5 sono riportati i diagrammi di radiazione per antenne colineari rispettivamente a due e a quattro elementi. Come si vede, al crescere del numero degli elementi diminuisce la larghezza dei lobi principali e quindi aumenta il guadagno. Per- si vengono a formare (v. Fig. 5) piccoli lobi secondari, la cui entità rimane tuttavia trascurabile. I diagrammi di Fig. 4 e di Fig. 5 sono su scala arbitraria. Per dare un'idea dei guadagni effettivi, basti dire che con un sistema di antenna colineare a tre elementi si ha un guadagno, riferito al dipolo a mezza onda, di 3 db e il lobo di direttività ha una apertura di 35°.

Per un corretto funzionamento delle antenne colineari è importante che i tronchi di linea di compensazione della fase siano dimensionati correttamente.

I sistemi di antenna colineari presentano un Q relativamente basso e quindi sono particolarmente adatti per coprire gamme di frequenza piuttosto ampie.

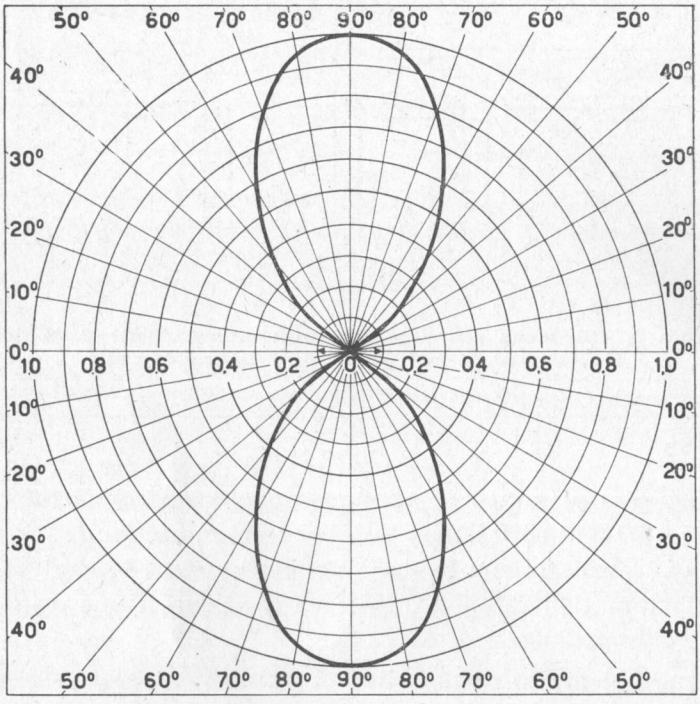


Figura 4. - Diagramma di radiazione in spazio libero per una antenna colineare a due elementi. (Quando gli elementi dell'antenna sono allineati orizzontalmente, il diagramma si riferisce al piano orizzontale o per bassi angoli di radiazione).

Allineamenti a fase progressiva.

Un allineamento a fase progressiva consiste di un numero di elementi a mezza onda, montati parallelamente fra loro. La distanza e la relazione di fase fra gli elementi costituiscono gli elementi determinanti ai fini della direttività e del guadagno.

L'alimentazione dei vari elementi deve essere tale che le correnti nei vari elementi siano fuori fase e per tale motivo si ha sempre un lobo di massima radiazione sulla linea che contiene gli elementi.

Per dimostrare come ciò possa avvenire, esaminiamo la Fig. 6. Supponiamo che i due dipoli *A* e *B* siano distanti mezza lunghezza d'onda l'uno dall'altro. Sia *C* il punto in cui è posta un'antenna trasmittente, la quale trasmetta perciò un'onda nel piano contenente i due dipoli. In un determinato istante l'onda incontrerà il dipolo *A*, inducendo in questo una corrente.

Siccome i due dipoli sono distanti fra loro mezza lunghezza d'onda, nel tempo che l'onda impiega per raggiungere il dipolo *B* essa si è invertita di fase, per cui la corrente indotta nel dipolo *B* ha una polarità opposta a quella che aveva quando la stessa onda aveva colpito il dipolo *A*.

Nelle antenne a fase progressiva si trae profitto dalla opposizione di fase fra le correnti indotte nei vari elementi dei dipoli.

Infatti, siccome la lunghezza della linea di trasmissione che collega *D* con *E* è di mezza lunghezza d'onda, nel tempo che l'onda impiega per spostarsi sulla linea di trasmissione da *D* in *E*, l'onda si inverte di polarità e perciò giunge in *E* in concordanza di fase con la corrente che il dipolo *B*, colpito dall'onda, fornisce al suo punto di alimentazione *E*. Avviene così che le correnti si sommano e producono sulla linea di trasmissione che parte da *E* una corrente totale mag-

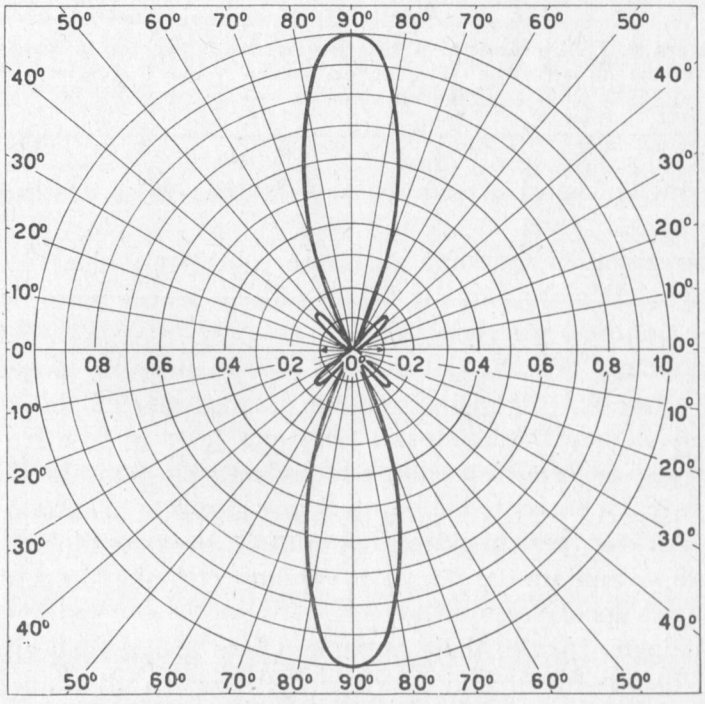


Figura 5. - Diagramma di radiazione in spazio libero per una antenna colineare a quattro elementi. (Quando gli elementi dell'antenna sono allineati orizzontalmente, il diagramma si riferisce al piano orizzontale o per bassi angoli di radiazione).

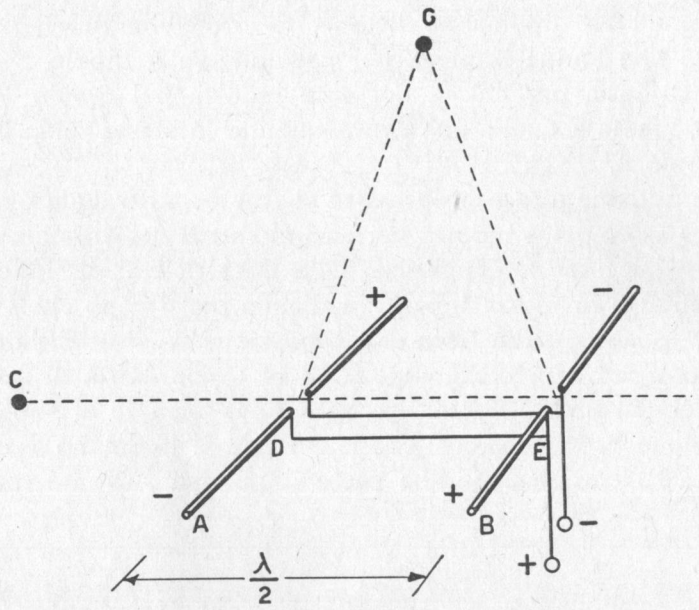


Figura 6. - Allineamento a fase progressiva, dimostrante come la direzione di ricezione favorita sia quella verso C piuttosto che quella verso G.

giore di quella che si otterrebbe se l'antenna fosse costituita da un solo elemento.

La direzione di massima ricezione (o trasmissione) nell'antenna risulta perpendicolare a quella dei singoli elementi e giace nello stesso piano che contiene gli elementi.

Supponiamo ora che dal punto *G* parta un'onda, la quale arriva così ad entrambi i dipoli nello stesso istante, per cui le correnti indotte negli elementi dell'antenna risultano tutte in fase fra loro. Avviene cioè che nello stesso istante le correnti nei punti *D* ed *E* hanno la stessa fase. La corrente nel punto *D*, per giungere nel punto *E*, si sposta di fase di 180°, per cui giunge nel punto *E* in opposizione di fase con la corrente sviluppata dal dipolo *B*. Avviene così che le due correnti si annullano fra loro.

Il guadagno fornito dalle antenne a fase progressiva e la caratteristica di direttività dipendono dalla distanza fra gli elementi e conseguentemente dalla relazione di fase fra gli elementi stessi.

La Fig. 7 indica alcuni esempi di relazioni di fase e di distanza fra gli elementi.

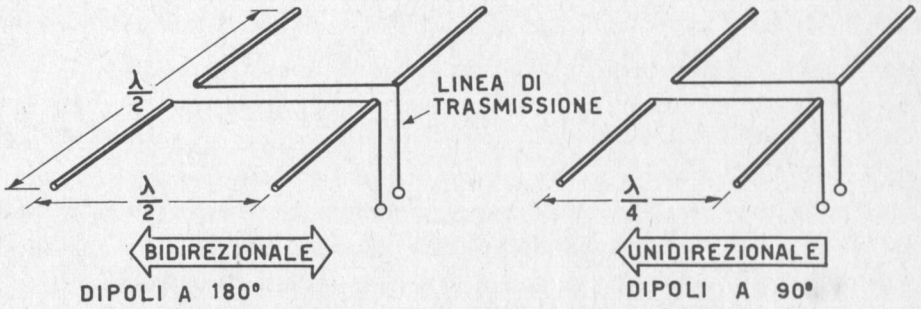


Figura 7. - Antenne direttive a fase progressiva.

Quando gli elementi a mezza onda sono distanti $\lambda/2$ e vengono alimentati con spostamento di fase di 180° l'uno rispetto all'altro si ottiene un diagramma di radiazione bidirezionale e un guadagno di circa 2,2 db. Questo guadagno varia al variare della distanza (mantenendo costante lo sfasamento di 180° fra le correnti), alla maniera indicata in Fig. 8. Come si vede da tale figura, il guadagno aumenta col diminuire della distanza fra gli elementi, fino a raggiungere il suo massimo per una distanza di circa 0,14 λ.

Per distanze ancora inferiori a questo limite si vengono a creare sugli elementi di antenna correnti reciproche che, annullandosi fra loro, determinano una rapida diminuzione del guadagno dell'antenna.

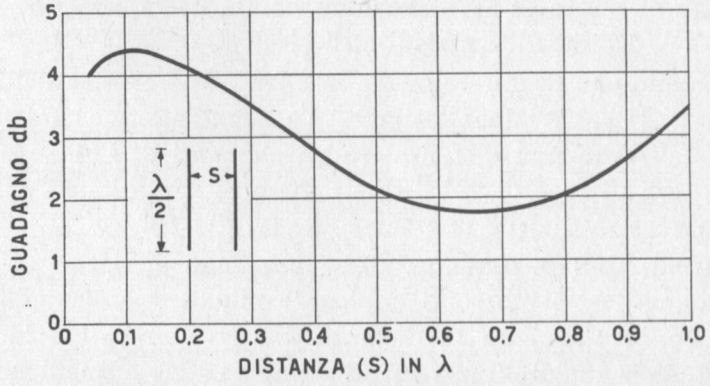


Figura 8. - Guadagno di un allineamento a fase progressiva costituito da due elementi, alimentati con fasi a 180°, al variare della distanza fra gli elementi.

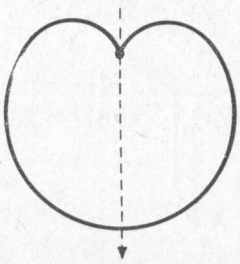


Figura 9. - Diagramma di radiazione a cardioide di un allineamento a fase progressiva a due elementi distanti $\lambda/4$, nel piano perpendicolare al piano che contiene gli elementi.

Nei sistemi di antenna a fase progressiva la lunghezza degli elementi non è affatto critica e un errore del 5 % in tale lunghezza non provoca variazioni sensibili nelle caratteristiche dell'antenna. Maggiore importanza invece ha la distanza fra gli elementi dell'antenna e la fase relativa dell'uno rispetto all'altro.

La possibilità di ottenere in un'antenna un Q più basso è di grande importanza ai fini della larghezza della banda che può essere coperta con l'antenna stessa. Aumentando il numero degli elementi che costituiscono un sistema di antenna a fase progressiva si rende più lungo e più stretto il lobo principale di radiazione aumentando così il guadagno dell'antenna.

L'impedenza di questa antenna è relativamente bassa e dipende dalla distanza fra gli elementi. Con una distanza di $\lambda/4$ fra gli elementi, l'impedenza al punto di alimentazione risulta di 75 Ω mentre con una distanza di $\lambda/8$ l'impedenza risulta di circa 18 Ω.

Man mano che la differenza di fase fra i due elementi diminuisce al di sotto di 180°, avvicinandosi a 90°, l'antenna assume caratteristiche unidirezionali. Con una distanza fra gli elementi di $\lambda/4$ e quindi con una differenza di fase di 90° il diagramma di radiazione dell'antenna a fase progressiva diviene una cardioide (v. Fig. 9).

In questo tipo di antenna, come pure con altri tipi di antenna a fase progressiva, si possono impiegare più di due elementi purché si regoli opportunamente la distanza fra gli elementi e la relativa fase. Per questa ragione i sistemi di alimentazione e quelli per l'adattamento di impedenza per le antenne a fase progressiva impieganti un forte numero di elementi possono risultare alquanto complicati.

Allineamenti in fila.

Per ottenere un diagramma di radiazione perpendicolare al piano dove sono disposti gli elementi bisogna alimentare in fase gli elementi dell'antenna. Su un punto distante, che giaccia su una linea perpendicolare all'asse dell'antenna e altresì perpendicolare al piano che contiene gli elementi, si ottiene un campo totale che risulta uguale alla somma dei campi generati dai singoli elementi.

Gli allineamenti in fila possono avere teoricamente qualsiasi numero di elementi. Tuttavia, sia per difficoltà pratiche di costruzione sia per limitare l'ingombro, di solito il numero massimo di elementi degli allineamenti in fila viene limitato a quattro, anche alle frequenze VHF.

Il guadagno di potenza di un allineamento in fila dipende dalla distanza fra gli elementi, oltre che dal numero degli elementi. Nella Fig. 10 è riportata la variazione di un allineamento a due elementi, al variare della distanza fra questi. Il maggiore guadagno si ottiene per una distanza fra gli elementi corrispondente a 0,7 λ.

Al variare del numero degli elementi i guadagni risultano come dalla seguente tabella:

Numero degli elementi paralleli	Guadagno in db per una distanza $\lambda/2$ fra gli elementi	Guadagno in db per una distanza $3/4\ \lambda$ fra gli elementi
3	5	7
4	6	8,5
5	7	10
6	8	11

Naturalmente, tutti gli elementi debbono stare nello stesso piano.

La direttività di un allineamento in fila dipende dalla distanza fra gli elementi e dal numero degli elementi. A parità di numero di elementi, quanto più grande è la distanza tanto più stretto risulterà il lobo principale. Un'antenna a due elementi distanti $\lambda/2$ non presenta alcun lobo secondario; al crescere della distanza fra gli elementi appare però qualche lobo secondario di piccola entità. Lo stesso accade quando si aumenta il numero degli elementi.

Il diagramma di radiazione verticale di un sistema ad allineamento in fila con elementi verticali è identico a quello di un dipolo

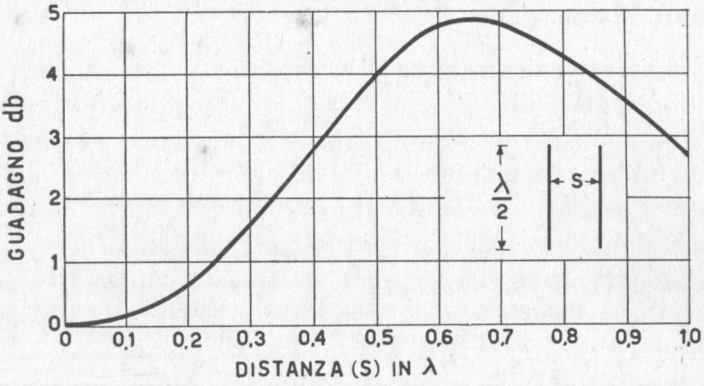


Figura 10. - Guadagno in potenza in funzione della distanza fra due elementi paralleli funzionanti in fase (allineamento in fila).

semplice anch'esso disposto verticalmente, alla stessa altezza dal suolo.

Gli elementi di un allineamento in fila debbono essere collegati alla linea di trasmissione in modo da ottenere l'uguaglianza di fase fra tutti gli elementi. Per fare ciò si può adottare uno dei seguenti tre metodi, illustrati in Fig. 11.

In (A) la linea di trasmissione viene collegata al centro di una linea di alimentazione che collega i due elementi. I due tratti *AB* e *AC* della linea risultano in parallelo, per quanto concerne la linea di trasmissione principale, per cui le correnti giungono ai due elementi in concordanza di fase. La linea di collegamento dei due elementi può essere di lunghezza qualsiasi. L'impedenza al punto *A* di inserzione della linea principale risulta minore di 100 Ω, quando la lunghezza della linea di collegamento *BC* è di $\lambda/2$ e l'impedenza caratteristica di tale linea è di 600 Ω. Se invece la linea di collegamento ha una lunghezza diversa da $\lambda/2$, allora l'impedenza nel punto di alimentazione *A* risulterà reattiva oltre che resistiva.

In (B) la linea di trasmissione principale è collegata al punto in cui la linea di collegamento fra i due elementi è collegata ad un elemento. In questo caso occorre che la linea di collegamento fra i due elementi sia lunga $\lambda/2$ e che in essa venga effettuata una trasposizione. In queste condizioni si avrà una impedenza al punto di alimentazione di qualche migliaio di ohm. Siccome la distanza fra gli elementi deve essere in questo caso di $\lambda/2$ e la lunghezza della linea di collegamento deve essere pure di $\lambda/2$, occorre che la velocità di propagazione lungo

la linea di collegamento risulti più che possibile vicina a quella in spazio libero. Pertanto la linea di collegamento dovrà essere eseguita con isolamento in aria.

Il sistema di alimentazione illustrato in (*C*) è il migliore fra i tre indicati nella Fig. 11 dato che con esso si ottiene la migliore sim-

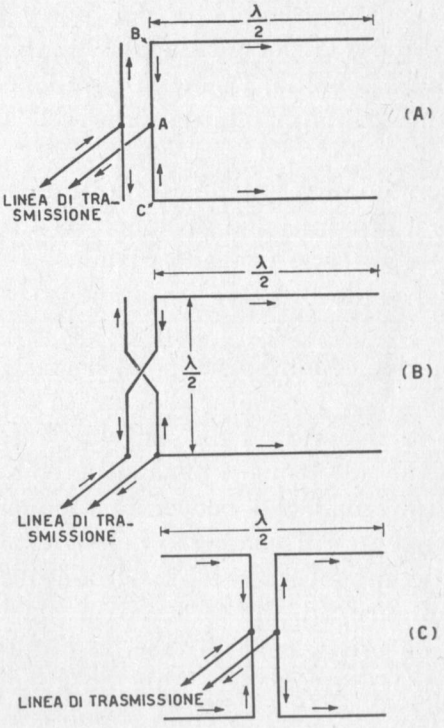


Figura 11. - Vari metodi di alimentazione di un allineamento a due elementi in fila.

metria. La distanza fra i due elementi può essere qualsiasi. Però, quando tale distanza è di $\lambda/2$, l'impedenza al punto di alimentazione risulta resistiva. Con distanza $\lambda/2$ l'impedenza di ogni elemento risulta di 60 Ω. Se la linea di collegamento è a 600 Ω, l'impedenza che ogni elemento apporta al punto di alimentazione risulta di 6000 Ω. Siccome gli elementi sono due, l'impedenza totale nel punto di alimentazione risulterà di 3000 Ω.

Combinazione di antenne a fase progressiva con antenne ad allineamento in fila.

Disponendo una sull'altra alcune delle antenne descritte in questo capitolo oppure ponendole una di fianco all'altra, si può realizzare un sistema di antenna avente un guadagno maggiore di quello dei singoli sistemi componenti, pur conservando inalterata al sistema la caratteristica di bidirezionalità.

Però occorre tener presente che per poter realizzare un utile aumento della direttività e del guadagno, mantenendo inalterata la caratteristica di bidirezionalità, i sistemi componenti debbono essere posti fra loro ad una distanza tale da ridurre le impedenze mutue a valori trascurabili.

Quando, ad esempio, due antenne a molti elementi attivi vengono poste l'una sull'altra, oppure l'una di fianco all'altra, è necessario che i punti centrali delle antenne vengano distanziati di almeno una lunghezza d'onda, se si vuole ottenere un aumento di guadagno dell'ordine di 3 db.

È noto che con due dipoli sovrapposti il massimo guadagno si ha distanziandoli di circa 0,7 lunghezze d'onda; in tali condizioni il guadagno risulta di 5 db rispetto ad un solo elemento. Invece il caso di due sistemi di antenne ad elementi parassiti è completamente diverso. Per avere il massimo guadagno occorrerà distanziare maggiormente i due sistemi componenti e il guadagno del sistema risultante rispetto a quello di ciascun componente preso a sé non oltrepassa i 3 db.

Quando due antenne ad allineamento in fila sono disposte l'una sull'altra in relazione progressiva di fase, la mutua impedenza che si determina fra le due antenne sarà tale da rendere necessaria una maggiore distanza fra esse. Così facendo si può realizzare un guadagno di circa 3 db. La distanza fra le due antenne deve essere regolata in base alle dimensioni fisiche delle antenne stesse.

Mentre disponendo l'uno sull'altro due dipoli a mezza onda, ad una distanza di un ottavo di lunghezza d'onda e alimentandoli con uno sfasamento di 180°, si realizza un sistema avente un guadagno di 4 db, quando si applica la stessa procedura a due grandi allineamenti in fila, il guadagno che si può ottenere risulta minore di 1 db.

Per ottenere un guadagno di circa 3 db, conservando un diagramma di direttività bidirezionale, è necessario che la distanza fra due antenne, poste l'una sull'altra, sia di molte lunghezze d'onda.

Una condizione differente viene però a crearsi quando un'antenna

viene posta sopra un'altra identica e le due antenne vengono alimentate con fasi tali da creare un diagramma di radiazione unidirezionale. Ottenendo un diagramma unidirezionale, il guadagno del sistema rispetto a quello di una sola antenna risulterà di circa 3 db, indipendentemente dalla distanza fra le due antenne.

Ad esempio, due antenne poste l'una sull'altra ad una distanza di un quarto di lunghezza d'onda, potranno portare ad un guadagno di solo 0,5 db rispetto a quello di una sola antenna, se le due antenne sono alimentate sfasate di 180° per ottenere un diagramma di radiazione bidirezionale, ossia lo stesso tipo di diagramma che si ottiene con una sola antenna. Invece se esse vengono alimentate in quadratura (e con correnti uguali) allora il guadagno si aggirerà su circa 3 db.

Il guadagno di un sistema composito può altresì essere spiegato sulla base del diagramma di direttività dei singoli componenti, ma in tali considerazioni si incontreranno difficoltà di impostazione non lievi.

Bisogna tener presente che tanto maggiore è la direttività di un sistema alimentato a fasi progressive, più vicino tale sistema dovrà essere posto ad un altro sistema identico, se si vogliono ottenere i migliori risultati dal sistema di antenna che così si ottiene.

Inoltre tanto maggiore è la direttività di un sistema tanto più vicino esso deve venire posto ad un altro sistema identico, ad esso collegato in fase progressiva, se si vogliono ottenere i migliori risultati dal sistema bidirezionale che così si costituisce.

È importante notare che con due dipoli entrambi attivi si ottiene un diagramma bidirezionale quando la loro distanza è minore di mezza lunghezza d'onda e quando essi vengono eccitati in opportuna relazione di fase, la quale deve essere di 180°, indipendentemente dalla loro distanza, purché questa non oltrepassi mezza lunghezza d'onda.

La situazione si presenta invece differentemente quando si tratti di due antenne poste in fase progressiva in modo da dare un diagramma di direttività bidirezionale. Per ottenere il massimo guadagno sul piano orizzontale, le antenne debbono essere distanziate di un multiplo dispari di mezza lunghezza d'onda ed eccitate nella stessa fase.

La distanza ottima e l'ottima relazione di fase da dare alle due antenne dipenderà dal diagramma di direttività delle singole antenne, usate da sole e, come precedentemente detto, la distanza fra le antenne deve essere maggiore col crescere delle dimensioni e della direttività delle singole antenne componenti.

CAPITOLO VII.

ANTENNE CON ELEMENTI PARASSITI

Antenne a dipolo semplice.

L'antenna a dipolo semplice (a mezza onda) (v. Fig. 2, Cap V) può essere usata nelle zone dove l'intensità dei segnali televisivi è sufficiente per una buona ricezione e dove non vi sono riflessioni o interferenze. Questo tipo di antenna ha un'impedenza nel punto di alimentazione di circa 72 Ω e può essere usata, con opportune linee di trasmissione, per quei ricevitori la cui impedenza d'ingresso sia di 75 Ω.

Il principale pregio dell'antenna a dipolo è il suo basso prezzo, dovuto al costo limitato del materiale necessario per costruire un'antenna di questo tipo.

Un altro vantaggio del dipolo semplice è dato dalla sua forma che, essendo molto semplice, lo rende meno antiestetico delle altre antenne più complicate. Naturalmente questo fattore può essere importante solo nei casi in cui l'estetica possa presentare interesse.

Il dipolo semplice introduce nel ricevitore meno disturbi del dipolo ripiegato e degli altri tipi di antenna ad impedenza più alta.

Il dipolo ripiegato.

Il dipolo ripiegato consiste di due dipoli a mezza onda ripiegati su se stessi (Fig. 1). L'impedenza mutua che esiste fra questi due elementi dà al dipolo ripiegato un'impedenza di 288 Ω, ossia 4 volte maggiore di quella del dipolo semplice.

Il dipolo semplice e il dipolo ripiegato si possono usare l'uno al posto dell'altro purché si faccia un adattamento opportuno al ricevitore e alla linea di trasmissione. Un confronto delle due antenne può

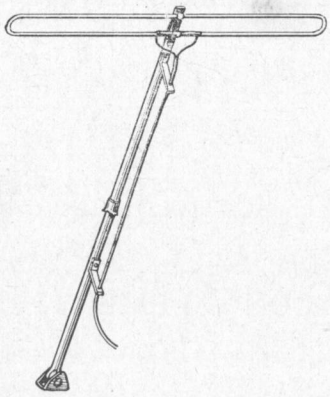


Figura 1, - Antenna a dipolo ripiegato.

quindi dimostrarsi utile essendo possibile dover effettuare una scelta fra esse.

L'impedenza di 288 Ω del dipolo ripiegato, lo mette in condizioni di effettuare un adattamento, per ricevitori con impedenza di 300 Ω, migliore di quella di un dipolo semplice a 72 Ω. Molti ricevitori hanno un'impedenza d'ingresso di 300 Ω poiché questa impedenza di ingresso è stata raccomandata dall'associazione dei fabbricanti radio degli USA (R M A). L'impiego di un dipolo a 72 Ω in questi apparecchi renderebbe necessaria l'aggiunta di adattatori di impedenza per la linea di trasmissione.

Un altro pregio del dipolo ripiegato è di consentire l'uso di una linea bifilare a piattina con impedenza caratteristica di 300 Ω, come linea di trasmissione. Le perdite di questo tipo di linea, poco costosa, sono minori di quelle degli altri tipi di linea bifilare e dei cavi coassiali. Ciò è molto importante quando vengono installati ricevitori a basso prezzo, poiché in questi casi è assai desiderabile un'installazione a basse perdite ed economica.

Il dipolo ripiegato introduce in un ricevitore più disturbi di un dipolo semplice. L'uso del dipolo semplice, come elemento attivo nei sistemi di antenne può quindi essere preferibile nei pochi casi in cui: (1) si desidera ridurre al minimo i disturbi di ingresso; (2) viene usato un preamplificatore di antenna (booster), con rumore di fondo molto basso.

Antenne con elementi parassiti.

Uno dei metodi più efficaci per migliorare il guadagno e la direttività di un dipolo consiste nell'aggiungere ad esso uno o più elementi parassiti. Per elemento parassita si intende un dipolo non caricato, ossia continuo, accoppiato elettromagneticamente all'elemento attivo. Per comprendere il funzionamento di un dipolo con un altro dipolo posto vicino ad esso, supponiamo che questo secondo dipolo sia distante un quarto di lunghezza d'onda e che, rispetto all'elemento attivo, sia posto dalla parte opposta a quella da dove giunge un segnale.

Avviene allora un interessante fenomeno: non tutta l'energia contenuta nell'onda in arrivo e che viene intercettata dal dipolo attivo, viene trasferita al carico: anche se il dipolo è perfettamente adattato al carico (linea di trasmissione) una parte di essa viene reirradiata. È noto che, quando il carico è perfettamente adattato al dipolo, la potenza reirradiata è metà della potenza totale intercettata dal dipolo.

Supponiamo perciò che il dipolo *A* di Fig. 2 intercetti una potenza di un milliwatt. Esso reirradierà una potenza di 0,5 milliwatt.

La reirradiazione avviene sempre con un ritardo di 90° (un quarto di ciclo).

L'onda reirradiata verrà intercettata dal dipolo parassita *B* che, essendo disposto ad un quarto di lunghezza d'onda dall'elemento *A*, la riceve con un ritardo di altri 90°. Siccome questo dipolo è privo di carico, reirradia virtualmente tutta l'energia che esso intercetta, ma con un ulteriore ritardo di 90°. Una parte dell'energia reirradiata dal dipolo parassita *B* ritornerà verso il dipolo attivo *A* e per compiere questo tragitto impiega un ulteriore quarto di periodo, essendo di $\lambda/4$ la distanza fra elemento parassita e elemento attivo. Pertanto, se la distanza fra i due elementi è corretta, l'onda reirradiata dal-

Figura 2. - Elemento attivo più elemento parassita.

l'elemento attivo e riflessa dall'elemento parassita giunge sull'elemento attivo in concordanza di fase con il segnale in arrivo dalla stazione. Avviene così che il segnale sviluppato dal dipolo attivo risulta maggiore di quello che si avrebbe se non esistesse l'elemento parassita.

Un elemento parassita che funzioni nel modo anzidetto, in quanto reirradia il segnale fornitogli dall'elemento attivo, si chiama *riflettore.*

Da quanto detto sopra, si vede subito che la distanza fra elemento attivo e riflettore è di importanza fondamentale sul funzionamento dell'antenna.

Come vedremo in seguito, la migliore distanza fra elemento attivo e riflettore è di circa 0,15 λ, invece di 0,25 λ come sarebbe da attendersi in base a quanto detto avanti, e quindi il tempo necessario al segnale reirradiato dall'elemento attivo per giungere sull'elemento parassita, e viceversa, è minore di un quarto di ciclo. La ragione di ciò risiede nel fatto che il riflettore solitamente ha una lunghezza maggiore di $\lambda/2$ (normalmente è lungo 0,32 λ) e ciò compensa il minore tempo necessario per lo spostamento dell'onda fra i due elementi.

Analogamente a quanto detto sopra, se si pone davanti all'elemento attivo un dipolo non caricato, lungo 0,5 λ e situato ad una distanza di $\lambda/4$ dall'elemento attivo, questo elemento parassita si comporta come lente, che concentra l'energia dietro di esso. Questo elemento è chiamato *direttore.* Solitamente la lunghezza del direttore è di 0,47 λ e la distanza fra direttore ed elemento attivo risulta di circa 0,1 λ.

Come si è visto nel Cap. V, il diagramma di radiazione di un dipolo a mezza onda è bidirezionale, cioè esso capta ugualmente segnali dalla parte anteriore e posteriore. Questa non è però una caratteristica utile in televisione perché frequentemente, per eliminare i « fantasmi », occorre una antenna unidirezionale. Aggiungendo un riflettore a un'antenna ricevente a dipolo, non solamente viene ridotto il segnale ricevuto dalla direzione posteriore, ma viene anche esaltato il segnale ricevuto dalla direzione anteriore (direzione desiderata). L'effetto dell'aggiunta di un riflettore è chiaramente visibile nel diagramma di radiazione di un dipolo con riflettore (vedi Fig. 3).

Il riflettore.

Come si è detto avanti, il riflettore non è altro che un dipolo a mezz'onda posto parallelamente rispetto al dipolo attivo. Esso non è

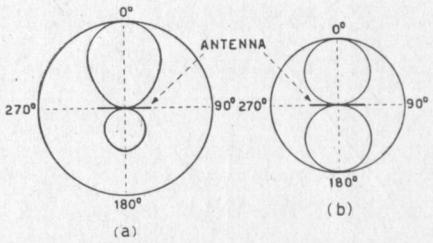


Figura 3. - Diagramma di radiazione di un sistema dipolo-riflettore (a) confrontato con quello di un dipolo semplice (b).

collegato né alla linea di trasmissione né al dipolo attivo ed è sempre lievemente più lungo di questo dipolo. La sua lunghezza esatta dipende dalla distanza dei due elementi dell'antenna, distanza che può variare da 0,15 a 0,25 volte la lunghezza d'onda.

Poco avanti si è descritto il funzionamento di un sistema dipolo-riflettore, per un segnale proveniente dalla direzione preferita (indicata dalla freccia in Fig. 2).

Un segnale che colpisca il riflettore dalla parte posteriore genererà ugualmente in questo elemento una corrente la quale fa sì che il riflettore irradi un campo elettromagnetico che induce nel dipolo una corrente corrispondente. A causa della distanza fra i due elementi, il campo elettromagnetico, spostandosi dal riflettore al dipolo, arriverà al dipolo sfasato di 180 gradi rispetto al primitivo segnale posteriore. Avverrà così un annullamento quasi completo del segnale posteriore. In tal modo è eliminata o minimizzata la ricezione di segnali riflessi o fantasmi.

Il riflettore si dice eccitato « passivamente »: per tale motivo viene denominato riflettore passivo o elemento passivo.

L'aggiunta di un riflettore ad un dipolo semplice o a un dipolo ripiegato migliora perciò la ricezione dei segnali provenienti dalla parte anteriore dell'antenna mentre, come abbiamo visto, l'attenua per quelli provenienti dalla parte posteriore.

Le riflessioni ed altri segnali nocivi che arrivano dalla parte posteriore dell'antenna risulteranno così minimizzati o eliminati. Un sistema dipolo-riflettore viene usato generalmente quando si deve installare un'antenna in una zona circondata da alti fabbricati, colline od altri oggetti che possono ostacolare o riflettere i segnali televisivi.

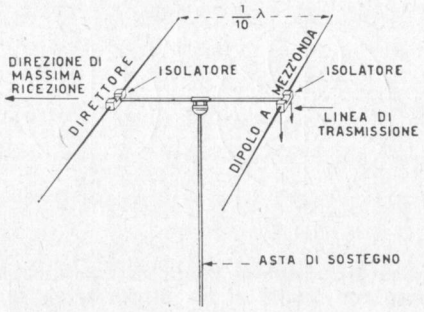


Figura 4. - Dipolo a mezza onda con direttore.

I vantaggi ottenuti dall'aggiunta del riflettore si devono confrontare con i seguenti svantaggi:

1) aumento del costo dell'antenna;

2) mole maggiore e maggiore vistosità dell'antenna;

3) maggiore probabilità di inconvenienti prodotti dal vento e dal ghiaccio.

Il direttore.

Quando non c'è da sopprimere nessuna riflessione fastidiosa dalla parte posteriore dell'antenna e si desidera la massima ricezione di segnale diretto sulla parte anteriore, si aggiunge al dipolo un'elemento direttore (Fig. 4). Il direttore è un dipolo di lunghezza lievemente più corta (di un decimo di lunghezza d'onda) del dipolo attivo.

Funzionamento del sistema dipolo-direttore.

Il funzionamento di un sistema dipolo-direttore è simile a quello di un dipolo-riflettore. I segnali che arrivano dalla parte anteriore dell'antenna colpiscono l'elemento direttore, inducendovi una corrente. L'energia del direttore viene reirradiata al dipolo attivo. Le correnti indotte nel dipolo dal segnale in arrivo e dall'energia reirradiata dal direttore si combinano producendo nel ricevitore un segnale di ingresso più forte di quello che si avrebbe senza l'impiego di un elemento direttore. I direttori come i riflettori vengono nominati elementi parassiti.

Confronto fra i sistemi dipolo-direttore e dipolo-riflettore.

Il sistema dipolo-direttore assicura un guadagno lievemente maggiore di quello di una combinazione dipolo-riflettore. L'ampiezza dell'angolo di ricezione dalla parte posteriore di un dipolo-direttore è approssimativamente 180 gradi. È considerevolmente inferiore nel caso di un sistema dipolo-riflettore. La sensibilità del dipolo-direttore nei riguardi di segnali non desiderati provenienti dalla parte posteriore, è molto maggiore di quella del dipolo-riflettore.

Il sistema dipolo-direttore è più sensibile alla frequenza di quanto lo siano le antenne a dipolo semplice o a dipolo-riflettore. Questa maggiore sensibilità può essere spiegata come segue: gli elementi di antenna vengono tagliati in modo da essere lunghi la metà della lunghezza d'onda corrispondente al centro della banda che si deve ricevere. Alle frequenze inferiori o superiori rispetto a questa frequenza centrale, gli elementi di antenna verranno ad avere una lunghezza diversa rispetto alla metà della lunghezza d'onda, ciò che ridurrà il rendimento dell'antenna, dato che il comportamento ottimo si ha solamente quando il dipolo misura mezza lunghezza d'onda o un multiplo di questa. Entro certi limiti tutte le antenne televisive sono sensibili alla frequenza.

Dato che il sistema dipolo-direttore è più sensibile alla frequenza di quanto lo sia il sistema dipolo-riflettore esso darà una migliore ricezione sul canale per il quale è dimensionato, mentre sarà peggiore la sua ricezione sugli altri canali. In condizioni normali, ciò costituisce un inconveniente perché le antenne dovrebbero essere in grado di captare più di una frequenza in modo da fornire una ricezione ugualmente buona in più di un canale. Quando si vuole il massimo rendimento su un canale o su due canali adiacenti, sarà preferibile impiegare il sistema dipolo-direttore, invece del sistema dipolo-riflettore. Naturalmente occorrerà che il dipolo sia correttamente dimensionato per la frequenza che si vuol ricevere.

Caratteristiche dell'antenna a due elementi.

A parità di ingombro con qualsiasi altro sistema di antenna, l'antenna direttiva a due elementi fornisce il massimo guadagno. Questo tipo di antenna è capace di fornire un guadagno di 5 db riferito al dipolo semplice, con un rapporto fronte/retro compreso fra 7 e 15 db a

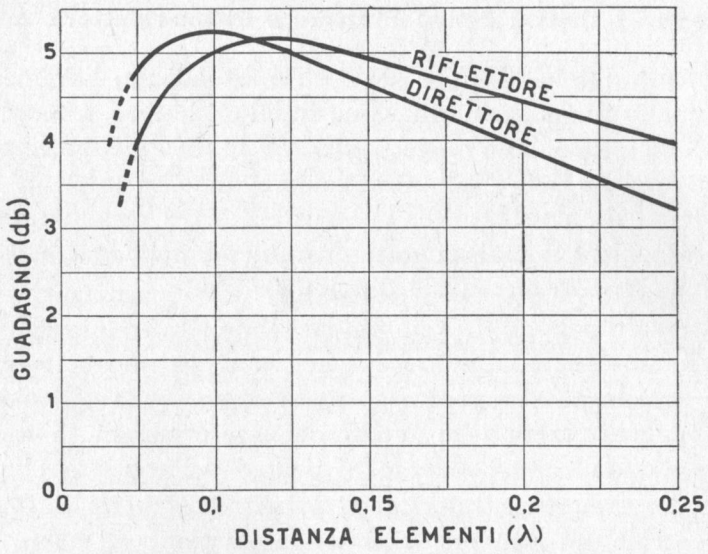


Figura 5. - Guadagno in funzione della distanza degli elementi di un'antenna a due elementi dei quali uno funzionante come direttore o riflettore.

seconda del grado di accuratezza nella messa a punto dell'elemento parassita.

Le caratteristiche dell'antenna a due elementi, cioè un elemento attivo e uno parassita, possono essere rilevate dalle Figg. 5, 6 e 7. Dalla Fig. 5 è rilevabile il guadagno dell'antenna nel caso in cui l'elemento parassita viene impiegato come riflettore o come direttore. Da questa figura si vede che con l'elemento parassita funzionante da direttore si ottiene il guadagno massimo di 5,3 db quando la sua distanza dall'elemento attivo è leggermente maggiore di 0,1 lunghezze d'onda.

Ai fini del raggiungimento del massimo guadagno con il minimo ingombro si preferirà impiegare l'elemento parassita come direttore piuttosto che come riflettore, malgrado sia piccola a differenza di guadagno fra i due impieghi dell'elemento parassita.

La Fig. 6 mostra le relazioni che legano fra loro la distanza fra gli elementi e la resistenza di radiazione di una antenna direttiva a due elementi, tanto nel caso di un direttore, quanto nel caso di un riflettore.

La distanza ottima fra elemento attivo dell'antenna e direttore, alla quale corrisponde il massimo guadagno, conferisce all'antenna

una resistenza di radiazione di 17 Ω mentre impiegando un elemento parassita come riflettore si ha il massimo guadagno distanziando il riflettore dall'elemento attivo sì che la resistenza di radiazione risulti di 25 Ω.

In molti casi può essere preferibile scegliere un'antenna ad alta resistenza di radiazione, a parità di tutti gli altri fattori.

La Fig. 7 mostra il rapporto fronte-retro per un'antenna a due elementi, tanto per il caso in cui l'elemento parassita sia un direttore, quanto nel caso di un riflettore. Per ottenere queste curve, gli elementi debbono essere accordati in modo da dare al sistema di antenna il massimo guadagno.

Qualora lo si desideri, si può ottenere un migliore rapporto fronte-retro, ma a spese del guadagno dell'antenna. Però l'andamento delle curve rimane sostanzialmente lo stesso.

Si può vedere facilmente che quando si fa funzionare l'elemento parassita come riflettore si ottiene un rapporto fronte-retro relativamente basso, eccetto nel caso in cui la distanza fra elemento attivo ed elemento parassita sia maggiore di 0,15 lunghezze d'onda. Però, con

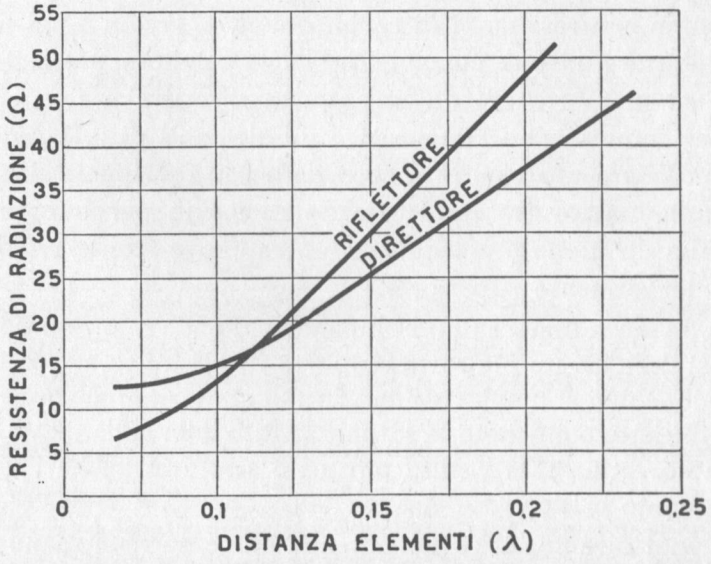


Figura 6. - Resistenza di radiazione di una antenna a due elementi dei quali uno funzionante come direttore o riflettore, in funzione della distanza fra gli elementi

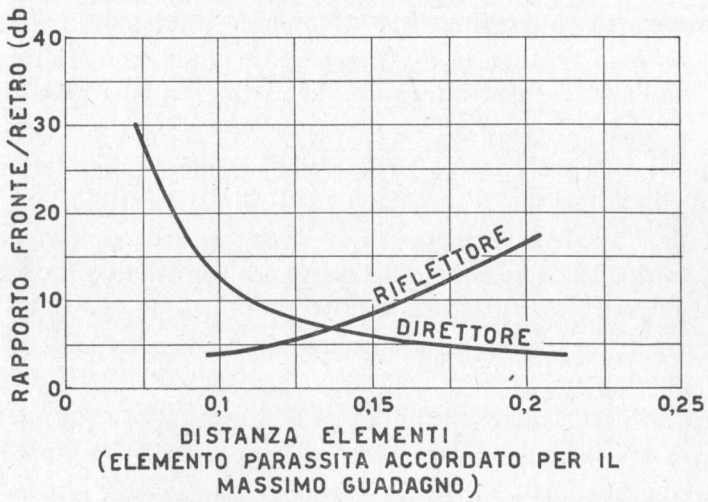


Figura 7. - Rapporto fronte-retro in una antenna a due elementi dei quali uno funzionante come direttore o riflettore, in funzione della distanza fra gli elementi.

gli elementi disposti a tale distanza, il guadagno del sistema risulta alquanto ridotto.

Siccome una resistenza di radiazione di 17 Ω non è poi tanto difficile da adattare, si può concludere che la migliore prestazione generale che si può ottenere da un'antenna direttiva a due elementi è quella che impiega una distanza fra gli elementi di 0,11 lunghezze di onda, con l'elemento parassita accordato per funzionare da direttore. Questa antenna fornirà un guadagno di 5,3 db per i segnali provenienti dalla direzione preferita, con un rapporto fronte/retro di 10 db o anche leggermente superiore.

Una distanza minore di 0,11 lunghezze d'onda può essere impiegata quando si desideri un più forte rapporto fronte/retro, ma la resistenza di radiazione dell'antenna risulterà in tali condizioni ancora più bassa. Inoltre, in dette condizioni la larghezza di banda sulla quale l'antenna funziona correttamente risulta piuttosto stretta e anche l'accordo diviene alquanto critico.

Ciò vuol dire che il *Q* dell'antenna aumenta man mano che si riduce la distanza fra gli elementi, per cui si restringe la gamma di frequenze sulla quale l'antenna funziona correttamente.

Lunghezza degli elementi.

Quando l'elemento parassita di un'antenna a due elementi viene impiegato come direttore, si possono adoperare le seguenti formule per determinare la lunghezza dell'elemento attivo e dell'elemento direttore, supponendo un rapporto fra lunghezza e diametro dell'elemento compreso fra 200 e 400.

Lunghezza dell'elemento attivo (in metri) =

$$= \frac{145}{F\,(\text{MHz})}$$

Lunghezza dell'elemento direttore (in metri) =

$$= \frac{137}{F\,(\text{MHz})}$$

L'effettiva larghezza di banda, considerata fra le frequenze le quali danno un rapporto di onde stazionarie di 1,5 a 1, per un sistema di antenna dimensionato secondo le formule di cui sopra, è di circa il 2,5 % della frequenza di funzionamento.

Se si fa funzionare l'antenna al di fuori della sua effettiva larghezza di banda, si viene ad aumentare il rapporto di onde stazionarie esistente sulla linea di trasmissione, per cui si avrà un sensibile peggioramento del guadagno e del rapporto fronte/retro.

Come si è visto poco avanti, la resistenza di radiazione del dipolo caricato (o elemento attivo) facente parte di un'antenna multipla è sempre minore di quella che l'elemento attivo avrebbe se fosse isolato nello spazio, ossia in assenza degli altri elementi di antenna. Ciò avviene per il fatto che nel dipolo caricato la corrente aumenta per effetto degli altri elementi dell'antenna. Più piccola è la distanza fra elemento attivo e gli altri elementi, minore sarà la resistenza di radiazione dell'antenna. (In qualche caso può anche scendere al disotto dei 10 Ω). In queste condizioni si può verificare un aumento delle perdite dell'antenna, con conseguente diminuzione del suo rendimento e quindi del guadagno.

Per ridurre queste perdite conviene usare, come conduttori, tubi di diametro relativamente grande. Siccome a questo modo si diminuisce il Q dell'antenna, aumenta contemporaneamente la larghezza di banda alla quale l'antenna funziona correttamente.

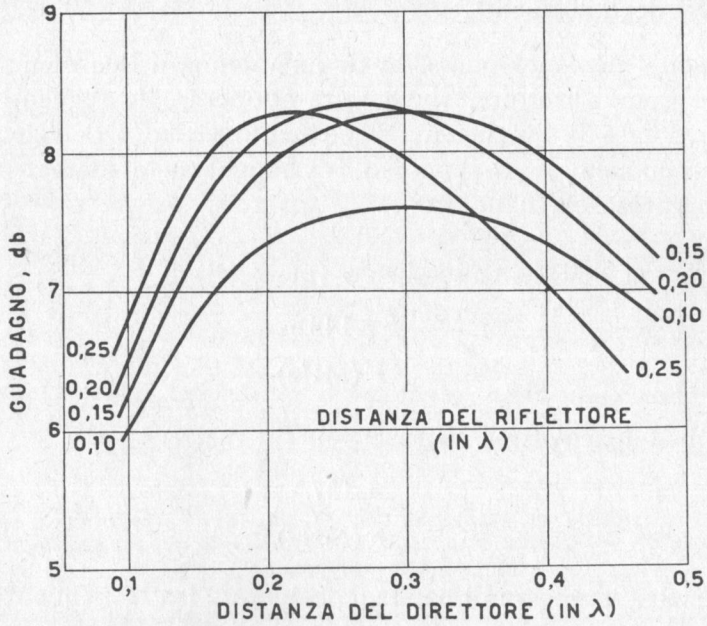


Figura 8. - Guadagno in funzione della distanza fra gli elementi di un'antenna a tre elementi, con un direttore e un riflettore. (Il livello zero si riferisce al semplice dipolo a mezza onda).

Antenne a tre elementi.

L'antenna a tre elementi, dei quali uno attivo e due parassiti, è preferibile all'antenna a due soli elementi. Per il progetto di un'antenna di questo tipo si stabilisce anzitutto la distanza fra il direttore e il riflettore. Ovviamente questa distanza è la somma delle due distanze fra direttore (D) ed elemento attivo (E) e fra elemento attivo (E) e riflettore (R). Si possono allora determinare, mediante la Fig. 8 le due distanze in modo da ottenere il massimo guadagno. Per esempio, se la distanza direttore-riflettore è di 0,4 λ, si vede dalla Fig. 8 che, facendo la distanza D-E = 0,25 λ e la distanza E-R = 0,15 λ si ha un guadagno di 7,8 db. Se invece si fa D-E = 0,15 λ e E-R = 0,25 λ il guadagno risulta di 8,2 db. Facendo invece D-E = E-R = 0,2 λ il guadagno diviene 8,1 db, ossia praticamente uguale a quello della combinazione D-E = 0,15 λ ed E-R = 0,25 λ. Con una distanza di 0,2 λ si otterrà però un migliore equilibrio meccanico nell'antenna.

Dopo aver trovato le distanze *D-E* ed *E-R*, si potrà determinare la lunghezza del direttore, del riflettore e dell'elemento attivo, in base ai grafici di Fig. 9. Queste lunghezze variano in pratica in funzione del diametro degli elementi, del modo con cui gli elementi sono montati e quindi, dopo aver installato l'antenna, sarà opportuno ritoccare la lunghezza degli elementi allo scopo di ottenere il massimo guadagno. Però quasi sempre, in pratica, si può ritenere più che soddisfacente il funzionamento che si ottiene con un'antenna dimensionata con il procedimento sopra descritto.

L'accordo dell'antenna, a cui corrisponde il massimo guadagno, non sempre coincide con quello cui corrisponde il massimo rapporto

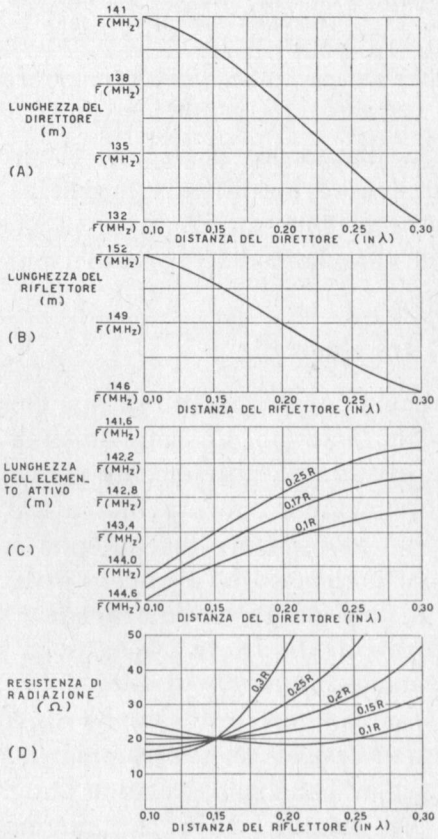


Figura 9. - Grafici per la determinazione delle lunghezze degli elementi di un'antenna a tre elementi, con un direttore e un riflettore. (La resistenza di radiazione risente della vicinanza del terreno e quindi i valori ottenuti con il grafico D sono indicativi).

TIPO DI ANTENNA	LUNGHEZZA DEGLI ELEMENTI IN metri-f IN MHz					DISTANZA FRA GLI ELEMENTI RIFERITA A λ	GUADAGNO APPROSSIMATIVO IN db	RESISTENZA RADIAZIONE APPR. IN Ω
	RADIATORE	RIFLETTORE	1° DIRETTORE	2° DIRETTORE	3° DIRETTORE			
A 2 ELEMENTI CON RIFLETTORE	$\frac{141}{f}$	$\frac{149}{f}$	——	——	——	0,15	5,0	30
A 2 ELEMENTI CON DIRETTORE	$\frac{147}{f}$	——	$\frac{139}{f}$	——	——	0,1	5,5	15
A 3 ELEMENTI	$\frac{143}{f}$	$\frac{153}{f}$	$\frac{136}{f}$	——	——	0,1 D-0,2 R	7,0	20
A 3 ELEMENTI	$\frac{143}{f}$	$\frac{151}{f}$	$\frac{137}{f}$	——	——	0,25 D-0,25 R	8,0	50
A 4 ELEMENTI	$\frac{143}{f}$	$\frac{150}{f}$	$\frac{135}{f}$	$\frac{134}{f}$	——	0,2	9,0	13
A 5 ELEMENTI	$\frac{143}{f}$	$\frac{150}{f}$	$\frac{135}{f}$	$\frac{134}{f}$	$\frac{132}{f}$	0,2	10,0	10

Figura 10. - Dati per il progetto di antenne ad elementi parassiti. (I valori di guadagno e di resistenza di radiazione sono soggetti a notevoli variazinoi a seconda dell'accordo degli elementi dell'antenna e debbono quindi ritenersi indicativi).

fronte/retro. Per quest'accordo, di regola, si procede per tentativi apportando piccolissime variazioni alla lunghezza degli elementi, tenendo presente che a piccole variazioni di lunghezza corrispondono generalmente grandi variazioni del rapporto fronte/retro.

Antenne con più di tre elementi.

I sistemi di antenna contenenti più di due elementi parassiti vengono chiamati antenne a fascio. Così, un'antenna a fascio a quattro elementi risulterà costituita da un elemento attivo, un riflettore e due direttori. Il direttore aggiunto all'antenna a tre elementi sarà del 5 % più corto rispetto al direttore dell'antenna a tre elementi, ossia sarà del 10 % più corto rispetto all'elemento attivo.

L'adattamento di impedenza fra le antenne a fascio e la linea di trasmissione è ancora più difficile a causa della bassa resistenza di radiazione dell'antenna a fascio.

Sovrapponendo un'antenna a fascio ad un'altra e alimentando i due sistemi in fila, si ottiene un diagramma di radiazione verticale più acuto ed un maggior guadagno. Per due antenne a fascio sovrapposte il guadagno può risultare di circa 3 db maggiore di quello di una sola antenna.

Nella Fig. 10 sono riportati i dati per il progetto di antenne ad elementi parassiti, dei tipi più usati in pratica.

Antenne con molti elementi parassiti.

Il massimo guadagno realizzabile con un'antenna ad elementi parassiti avente lunghezza l è espresso da

$$G = \frac{9{,}2\,l}{\lambda}$$

Praticamente, questo valore non viene mai raggiunto, ma invece esso risulta

$$G = \frac{5\,l}{\lambda}$$

che viene confermato dai risultati sperimentali.

La tabella qui di seguito riportata permette di farsi un'idea abbastanza precisa delle prestazioni delle antenne a molti elementi parassiti.

Numero dei direttori	Larghezza del lobo a 6 db	Guadagno	Guadagno per λ di lunghezza
30	22		
20	26	34	4,9
13	31	25	5,4
9	37	21	6,25
4	46	15	9,5

Questi risultati si riferiscono a distanze fra i vari elementi di 0,34 λ e a livelli di lobi secondari di circa 10 db inferiori a quelli principali. È possibile realizzare antenne con livelli di lobi secondari di oltre 10 db inferiori a quelli dei lobi principali, ma ciò avviene sempre a detrimento del guadagno, mentre il diagramma di radiazione si allarga.

In linea generale, si constata che il guadagno per unità di lunghezza di allineamento ad elementi parassiti diminuisce quando la lunghezza totale dell'allineamento aumenta: praticamente conviene che questa lunghezza non oltrepassi i 6 λ.

Per realizzare diagrammi di radiazione più acuti è preferibile raggruppare in parallelo molti allineamenti ad elementi parassiti, distanziati convenientemente. Tuttavia con questo sistema è piuttosto difficile ottenere soluzioni soddisfacenti a causa delle reazioni mutue fra i vari allineamenti.

La lunghezza dei direttori varia con il loro numero. Nel caso in cui gli elementi siano sostenuti al centro con un supporto metallico queste lunghezze possono essere dedotte dalla tabella seguente (per distanze di 0,34 λ).

Numero dei direttori	42	30	20	13	10	7	5
Lunghezza in λ	0,385	0,4	0,407	0,414	0,42	0,423	0,434

In questa tabella si è supposto che i direttori abbiano tutti un diametro di 6/1000 di λ. Quando il diametro aumenta del 50 % la lunghezza dei direttori deve aumentare del 20 %.

L'impedenza di alimentazione dell'elemento attivo è funzione della distanza dei direttori e della loro lunghezza: questa impedenza è sempre inferiore a 70 Ω e perciò risulta bassa per adattarsi ad una linea di trasmissione bifilare. Questa difficoltà può essere superata impiegando i dipoli ripiegati, dato che in tal modo l'impedenza di alimentazione viene moltiplicata per quattro. Se poi si usano nei due elementi del dipolo ripiegato diametri differenti si può ottenere un coefficiente di moltiplicazione di impedenza anche notevolmente più alto. Vedasi su questo argomento quanto verrà detto nella Parte III, relativamente all'alimentazione delle antenne.

La larghezza di banda di un'antenna di questo tipo non è molto grande: malgrado l'eventuale impiego di un dipolo ripiegato, essa si aggira sul 2 % e può raggiungere, in casi particolari, il 5 %. Pertanto, con queste antenne, si ha una rapida diminuzione del guadagno quando la frequenza risulta diversa da quella di dimensionamento del l'antenna.

CAPITOLO VIII.

ANTENNE A FILO LUNGO

Premessa.

Nei precedenti capitoli abbiamo trattato antenne e sistemi di antenna per la maggior parte autoportanti e di ingombro relativamente ridotto.

Esiste una grande varietà di antenne che presentano particolari caratteristiche di direttività, ottenute mediante conduttori più lunghi rispetto alla mezza lunghezza d'onda. Sono queste antenne che vengono chiamate *antenne a filo lungo*.

Le antenne a filo lungo sono di differenti lunghezze e forme. Malgrado ciò, esse presentano alcune proprietà comuni e molto utili e sono appunto queste proprietà che ne determinano il grande impiego nelle radiocomunicazioni.

Queste antenne si prestano a coprire bande di frequenza relativamente ampie, nel senso che entro tali bande esse conservano un grado di efficienza relativamente costante. Questo tipo di antenna viene prevalentemente usato in onde corte, alle quali frequenze esse rappresentano il più efficiente tipo di radiatore.

Queste antenne sono semplici, di facile costruzione ed economiche. In trasmissione, possono essere alimentate con potenze considerevoli e in ricezione danno un buon rapporto segnale/disturbo.

Il principale inconveniente che esse presentano è dato dal loro ingombro piuttosto considerevole, che spesso ne rende difficile la installazione. Inoltre il loro orientamento non può essere corretto con facilità e quindi esse si prestano principalmente alle installazioni fra posti fissi, nel caso in cui la direzione di trasmissione e di ricezione non deve essere mai modificata.

Molti di questi tipi di antenne si prestano ad essere usate alle UHF dove il loro inconveniente principale, e cioè il loro ingombro, diviene ridotto essendo le lunghezze d'onda dell'ordine dei 50 cm.

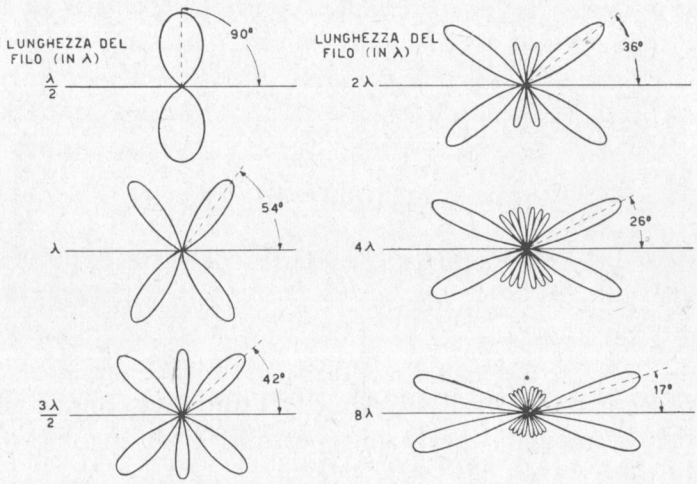


Figura 1. - Diagrammi di radiazione di antenne a filo lungo.

Antenne a filo unico e lungo.

Se come antenna si usa un unico filo lungo, la cui lunghezza sia superiore ad una lunghezza d'onda, si vengono a creare quattro lobi prncipali di radiazione accompagnati da un certo numero di lobi secondari.

Quanto maggiore è la lunghezza del filo, tanto più vicina è la direzione dei quattro lobi all'asse del filo (v. Fig. 1). Se la lunghezza del filo corrisponde ad un numero pari di mezze lunghezze d'onda si formerà un « buco » (area di minima radiazione) nel piano contenente il filo e nella direzione perpendicolare al filo. Quando la lunghezza del filo corrisponde ad un multiplo dispari di mezze lunghezze d'onda, invece di questo buco si viene a formare un lobo secondario di radiazione. Tale proprietà di questo tipo di antenne è illustrata dalla Fig. 1 che indica chiaramente come si modifica la radiazione in spazio libero di un'antenna al crescere della lunghezza del conduttore. Facendo ruotare le varie figure riportate in Fig. 1 attorno all'asse del conduttore, si può intravvedere il diagramma di radiazione tridimensionale di questo tipo di antenne.

Al crescere della lunghezza del filo aumenta la potenza concentrata nei lobi maggiori, i quali a loro volta si spostano avvicinandosi all'asse del filo. Come si è detto, si vengono pure a creare lobi secon-

dari di radiazione, ma la potenza contenuta in tali lobi diviene proporzionalmente minore quanto maggiore è la lunghezza del filo.

Esiste ovviamente un limite pratico di lunghezza del filo. Quando questa lunghezza raggiunge le otto o dieci lunghezze d'onda, i lobi principali di radiazione praticamente non si avvicinano più all'asse del filo e il loro angolo con l'asse del filo si mantiene intorno a 17° (Fig. 2).

Se si desidera fare coincidere il lobo di radiazione con la desiderata direzione di trasmissione o di ricezione, bisogna naturalmente orientare opportunamente l'antenna. Evidentemente l'angolo esatto di orientamento dipende dalla lunghezza dell'antenna, dato che da questa lunghezza dipende l'angolo fra lobo principale di radiazione e asse del filo. Dalla Fig. 2 possono essere dedotti gli angoli fra lobo principale di radiazione e asse del filo.

L'orientamento dell'antenna può essere stabilito o in base al grafico di Fig. 2 oppure in base alla relazione

$$\theta = \cos^{-1}\left[1 - \frac{0{,}5}{N}\right]$$

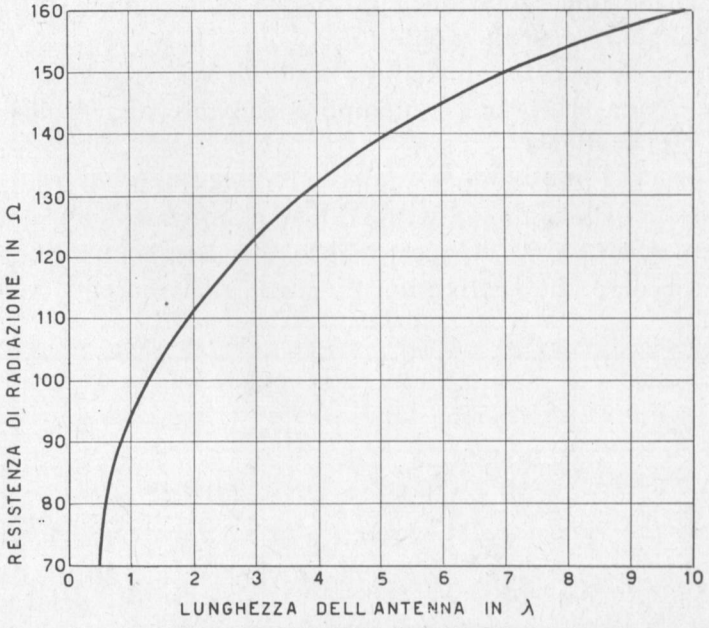


Figura 2. - Angolo fra lobo principale di radiazione e asse del filo, per le varie lunghezze d'antenna.

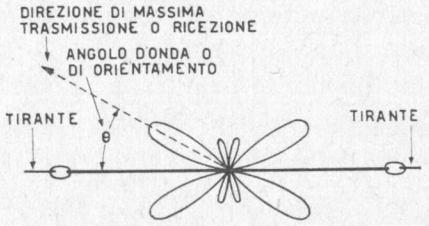


Figura 3. - L'antenna orizzontale a filo lungo risonante.

nella quale θ è l'angolo fra l'asse del filo e la drezione di trasmissione o di ricezione desiderata ed *N* è la lunghezza dell'antenna in lunghezze d'onda.

Le considerazioni svolte poco sopra per le antenne orizzontali (Fig. 3) possono venire applicate anche alle antenne verticali. Ciò è molto utile alle frequenze inferiori a 30 MHz, alle quali la possibilità di avere un diagramma di radiazione a basso angolo con l'orizzonte riveste un'importanza particolare.

Dalla Fig. 4 si vede che dando all'antenna una inclinazione opportuna si ottiene una radiazione orizzontale bidirezionale in corrispondenza all'angolo verticale richiesto.

Evidentemente si ha anche una radiazione verticale, per cui inclinando l'antenna si ottiene contemporaneamente una radiazione orizzontale e una verticale.

La presenza del suolo modifica il diagramma di radiazione in spazio libero delle antenne a filo lungo conformemente a quanto è stato detto nel Cap. V di questo libro. Per avere un'influenza meno sensibile, occorre che l'estremità più bassa delle antenne verticali sia

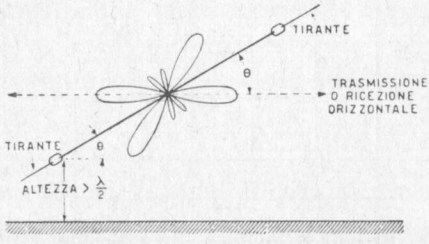


Figura 4. - L'antenna inclinata a filo lungo risonante.

a non meno di $\lambda/2$ di distanza dal suolo. (Questa distanza va valutata alla più bassa frequenza di funzionamento).

La lunghezza dell'antenna deve essere quanto maggiore possibile e a causa della minore influenza dell'effetto delle estremità, la lunghezza effettiva, in lunghezze d'onda, risulterà data da

$$L_{(\text{metri})} = \frac{150\,(N - 0{,}05)}{F\,(\text{MHz})}$$

Da questa formula, noto il rapporto armonico N che si vuole dare all'antenna, si ottiene la lunghezza in metri dell'antenna stessa.

Dalla Fig. 5 può essere dedotto il valore della resistenza di radiazione delle antenne a filo lungo. Come si vede da tale figura, al crescere della lunghezza dell'antenna aumenta la resistenza di radiazione.

Dalla Fig. 6 si può determinare il valore del guadagno (riferito al dipolo a mezza onda) per le antenne a filo lungo, aventi lunghezza compresa fra 0,5 λ e 10 λ.

L'alimentazione delle antenne a filo lungo costituisce spesso un problema di difficile soluzione poiché per ottenere le desiderate qua-

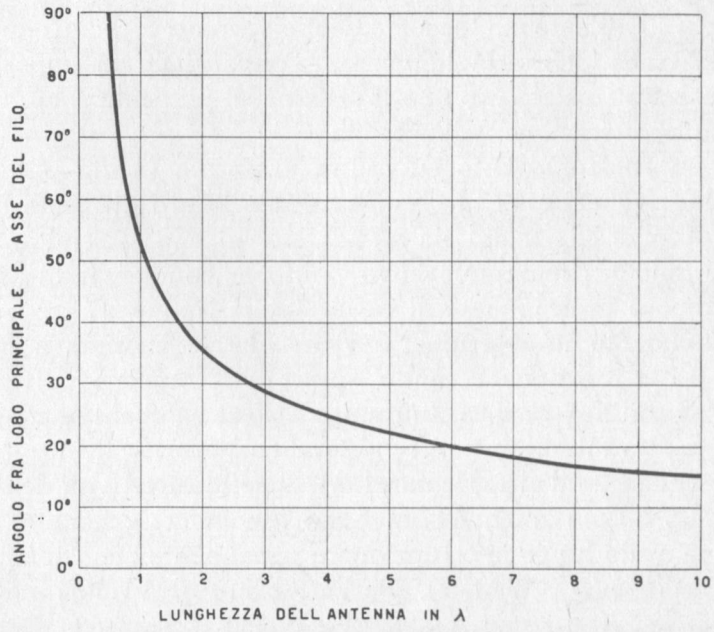


Figura 5. - Resistenza di radiazione dell'antenna a filo lungo al variare della sua lunghezza.

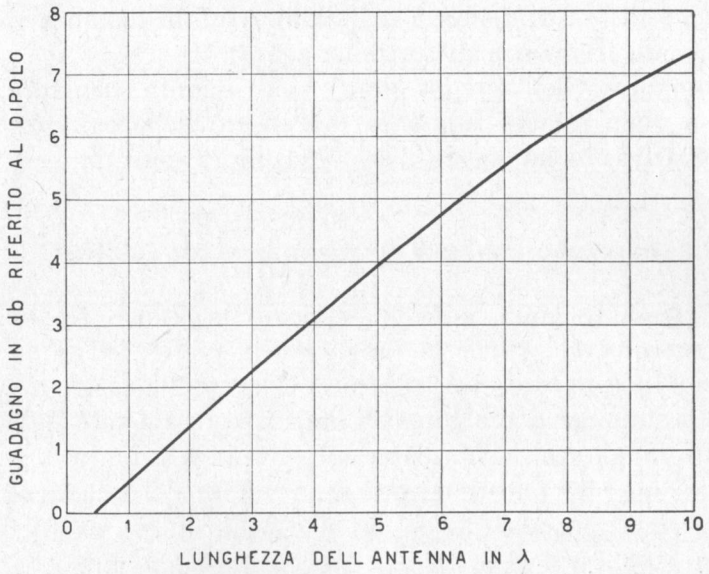


Figura 6. - Guadagno dell'antenna a filo lungo al variare della sua lunghezza, riferito al dipolo a mezza onda.

lità direttive dell'antenna, occorre che le correnti a radiofrequenza nei successivi tratti di mezza lunghezza d'onda siano in opposizione di fase ed è perciò necessario che il sistema di alimentazione non introduca alcuna alterazione nell'antenna.

Per un funzionamento su esatta armonica (e ciò può avvenire quando la lunghezza del filo è un multiplo intero di mezze lunghezze d'onda) occorre che il filo sia alimentato ad una estremità, dato che alimentandolo in qualunque altro punto le condizioni di impedenza cambierebbero radicalmente al variare della frequenza.

Specialmente in ricezione, avviene che le antenne a filo lungo vengono fatte funzionare molto spesso su frequenze diverse dalla loro frequenza di risonanza. In questo caso si ha che il guadagno della antenna risulta minore e inoltre si modificano bruscamente, passando da una frequenza all'altra, le caratteristiche di direttività dell'antenna.

Quando queste antenne sono opportunamente orientate, una stessa antenna a filo lungo può funzionare ugualmente bene alle frequenze delle onde corte (3 ÷ 30 MHz), alle VHF e su tutti i valori intermedi di frequenza.

La classica antenna a filo lungo è una struttura risonante, così

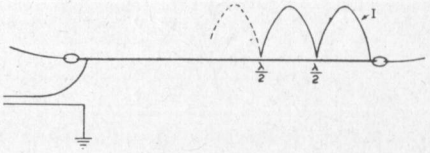


Figura 7. - Onde stazionarie esistenti su un'antenna a filo lungo, non « terminata ».

come sono risonanti tutte le antenne descritte finora in questo libro. Questa risonanza determina una dipendenza delle prestazioni di queste antenne dalla frequenza di funzionamento.

Antenne a filo lungo non risonanti.

Consideriamo le due antenne a filo lungo delle Figg. 7 e 8. La prima di queste antenne non ha alcun carico di « terminazione », mentre la seconda è « terminata » su una resistenza corrispondente alla sua impedenza caratteristica. (L'impedenza caratteristica di un conduttore di diametro d a distanza h dal suolo è $Z = 138 \log 4h/d$). Nelle due figure sono rappresentate le relative distribuzioni di corrente.

Sull'antenna « non terminata » (Fig. 7) esiste un regime di onde stazionarie, che giustifica la denominazione di questo tipo di antenna come « antenna risonante ». (Si chiama « antenna risonante » qualunque antenna funzionante con onde stazionarie).

Sull'antenna « terminata » (Fig. 8) non vi sono onde stazionarie, dato che questa antenna è caricata sulla sua giusta resistenza di carico, ossia sulla sua impedenza caratteristica. Su questa antenna, tutta la potenza che raggiunge l'estremità viene virtualmente assorbita dalla resistenza di carico, e la corrente lungo l'antenna assume un andamento decrescente con legge esponenziale, a causa delle perdite.

Un'antenna « terminata » all'estremità con una resistenza di carico uguale alla sua impedenza caratteristica si comporta come una

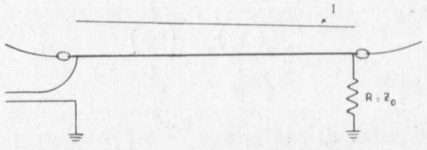


Figura 8. - Distribuzione di corrente su un'antenna a filo lungo « terminata » sulla sua impedenza caratteristica.

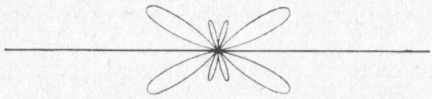


Figura 9. - Diagramma di radiazione di un'antenna a filo lungo, risonante (non « terminata »).

linea di trasmissione bifilare, i cui conduttori, molto distanti fra loro, sono l'antenna stessa e la terra. La distanza molto grande esistente fra i due conduttori di questa linea impedisce il completo annullamento dei campi connessi con le correnti che circolano in opposizione sui due conduttori, per cui si rende possibile la trasmissione o la ricezione.

Dato che su un'antenna a filo lungo correttamente « terminata » non vi sono onde stazionarie, questo tipo di antenna viene chiamato antenna non risonante.

Nelle Figg. 9 e 10 sono riportati i diagrammi di radiazione delle antenne a filo lungo risonanti e non risonanti. Si noti che nel caso (*A*) di antenna risonante il diagramma di radiazione è simmetrico verso entrambe le estremità del filo. Nella Fig. 10 è illustrato il caso di due antenne « terminate » sulle loro impedenze caratteristiche e quindi « non risonanti ». Come si vede, il diagramma di radiazione di queste antenne corrisponde a metà di quello di un'antenna risonante (non « terminata »). Il diagramma di Fig. 9 può essere considerato come somma vettoriale dei diagrammi di Fig. 10.

Non sempre il diagramma effettivo di radiazione di un'antenna « non terminata » o « terminata » corrisponde a quello delle Figg. 9 e 10, dato che la resistenza ohmica del filo e la perdita per radiazione modificano il diagramma di radiazione, anche se l'antenna è situata

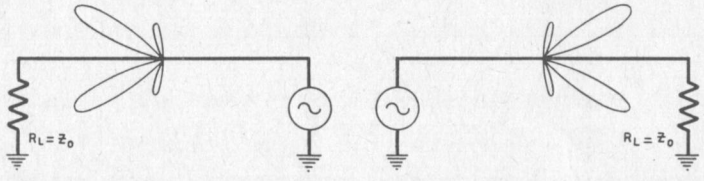


Figura 10. - Diagramma di radiazione di un'antenna a filo lungo non risonante. (Sommando vettorialmente i due diagrammi di questa figura, si ottiene il diagramma di radiazione dell'antenna a filo lungo risonante, riportato in Figura 9).

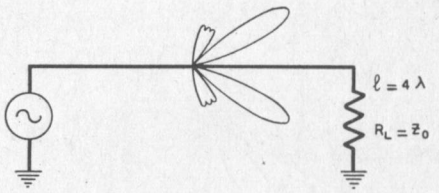


Figura 11. - Diagramma di radiazione di un'antenna a filo lungo non risonante, in caso di perdite elevate.

lontano dal terreno e quindi possa considerarsi come irradiante in spazio libero.

Nella Fig. 11 è indicato il modo con cui un diagramma di radiazione viene modificato per effetto di perdite eccessive lungo il filo. L'alterazione consiste in un aumento dell'angolo fra lobo principale di radiazione e asse del filo e in una suddivisione dei lobi secondari in tanti lobi ancora più sottili. Tuttavia, anche in caso di perdite notevoli, se un'antenna è « terminata » correttamente, essa conserva le caratteristiche di unidirezionalità proprie delle antenne non risonanti e questa è una delle ragioni che determinano il largo impiego di questo tipo di antenna nelle radiocomunicazioni.

Si tenga presente che la « terminazione » delle antenne non risonanti deve essere esclusivamente resistiva, ossia non deve essere reattiva. Ciò esclude quindi l'impiego di resistori a filo, o comunque di resistori induttivi.

L'angolo fra il lobo principale di radiazione e l'asse del filo dell'antenna può essere determinato in base alla Fig. 2, però, siccome questa figura si riferisce ad antenne risonanti, non si ha una perfetta rispondenza.

Ovviamente tanto il guadagno come le caratteristiche direttive delle antenne a filo lungo variano con la frequenza. Tuttavia queste antenne si prestano ad essere impiegate a qualunque frequenza, e presentano una impedenza di entrata relativamente costante.

Come per le antenne a filo lungo risonanti, le antenne non risonanti presentano un guadagno tanto maggiore, quanto maggiore è la loro lunghezza, riferita alla lunghezza d'onda di funzionamento.

Antenne a V.

Se si dispongono due antenne a filo lungo alla maniera indicata in Fig. 12 con un opportuno angolo al vertice e se esse vengono

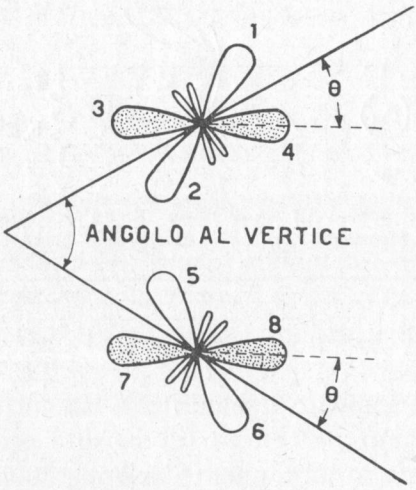


Figura 12. - Lobi di radiazione nei rami di un'antenna a V.

alimentate con una differenza di fase di 180° tramite una comune linea di trasmissione, si ottiene che i lobi principali 1, 2, 5 e 6 tendano ad annullarsi fra loro, mentre i lobi 3, 4, 7 e 8 (indicati punteggiati nella figura) tendono a sommarsi, dando così luogo ad un diagramma di radiazione bidirezionale (Fig. 13).

Come si vede dalla Fig. 13, nel diagramma di radiazione delle antenne a V esistono anche piccoli lobi secondari.

Però, se le lunghezze dei due rami dell'antenna sono di alcune lunghezze d'onda, questi lobi secondari risultano di piccola entità rispetto ai lobi principali.

Con l'antenna a V si ottiene un guadagno maggiore di quello di ciascuna antenna a filo lungo che ne costituisce uno dei rami, presa a se. Siccome i diagrammi di radiazione verticale e orizzontale delle antenne a V hanno lobi molto più stretti rispetto a quelli delle antenne a filo lungo che ne costituiscono i rami, la direttività dell'antenna a V risulta più acuta.

Evidentemente, per ottenere un corretto funzionamento delle antenne a *V* occorre che l'angolo al vertice abbia un valore opportuno, così da ottenere l'annullamento reciproco di alcuni lobi e l'addizione di altri lobi. A sua volta, l'angolo al vertice è funzione dell'angolo θ fra i lobi maggiori e l'asse di ciascun ramo del *V*. Infine, l'angolo θ dipende, come si è visto, dalla lunghezza di ognuno dei due rami.

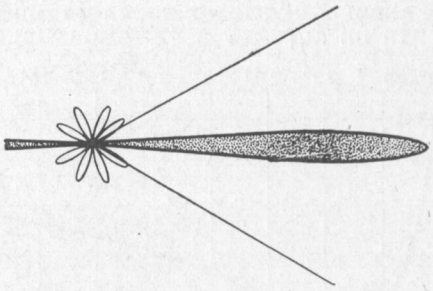


Figura 13. - Diagramma di radiazione di un'antenna a V.

Nella Fig. 14 sono riportati, sotto forma di grafici, l'angolo al vertice e il guadagno di un'antenna a *V*, in funzione della lunghezza (in λ) di ognuno dei rami.

Teoricamente, se si modifica la frequenza, facendola divenire un'armonica di quella per la quale l'antenna è stata dimensionata, bisognerebbe variare l'angolo al vertice poiché altrimenti si avrebbe una diminuzione di guadagno dell'antenna e un più irregolare diagramma di radiazione. Se però la lunghezza di ogni ramo del *V* è di varie lunghezze d'onda (ad esempio, di 5 λ rispetto alla più bassa frequenza di lavoro) avviene che, facendo funzionare l'antenna su una frequenza doppia, la lunghezza dei rami, anziché 5 λ, risulta 10 λ. Come si vede dalla Fig. 2, l'angolo fra il lobo principale e l'asse del filo risulta quasi costante al variare della lunghezza del filo da 5 λ a 10 λ, per cui nell'antenna si hanno alterazioni quasi trascurabili.

Quindi, se si desidera far funzionare un'antenna a *V* anche su armoniche, occorre che la lunghezza dei rami sia parecchie volte la lunghezza d'onda corrispondente alla frequenza più bassa. Si tenga però presente che al crescere della lunghezza dei rami diminuisce l'apertura del lobo di radiazione dell'antenna a *V* e quindi il suo orientamento diviene più critico: un eventuale errore di pochi gradi può dar luogo in questo caso ad una sensibile riduzione del segnale fornito dall'antenna al ricevitore.

In caso di difettoso orientamento, può anche avvenire che il guadagno dell'antenna aumenti diminuendo la lunghezza dei rami, dato che, così facendo, si aumenta la larghezza del lobo e quindi può rendersi possibile la trasmissione o la ricezione di segnali nella direzione desiderata, che prima era invece impedita per l'eccessiva acutezza del lobo di radiazione.

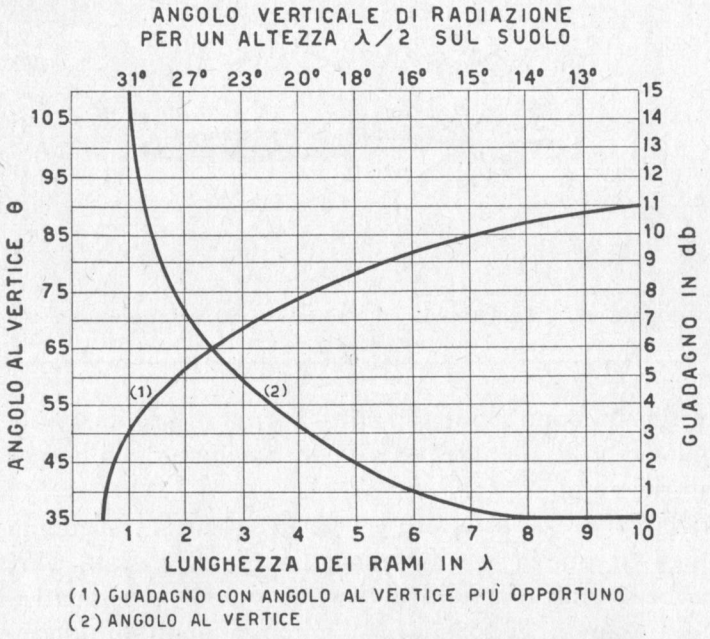


Figura 14. - Grafici per il progetto delle antenne a V.

La lunghezza di ogni ramo dell'antenna a *V* verrà calcolata in base alla relazione

$$L\ (\text{metri}) = \frac{150\,(N - 0{,}05)}{F\,(\text{MHz})}$$

nella quale *N* è il rapporto fra la frequenza di lavoro e la frequenza per la quale la lunghezza del filo corrisponde a $\lambda/2$. In altre parole, *N* è il numero di mezze lunghezze d'onda — alla frequenza di lavoro — contenute nella lunghezza di ogni ramo.

L'impedenza di entrata dell'antenna a *V* è dell'ordine di 600 Ω e quindi si adatta bene all'impedenza caratteristica delle linee di trasmissione bifilari in aria.

Se si desidera ottenere con un'antenna a *V* una caratteristica di radiazione unidirezionale, occorre « terminare » ognuno dei due estremi dei rami dell'antenna con una resistenza di carico corrispondente all'impedenza caratteristica del ramo stesso, ponendo così in condizione di non risonanza i due rami dell'antenna. Questo artificio non è

facilmente realizzabile in pratica; tuttavia dovrà essere attuato qualora sia assolutamente necessario ottenere il diagramma di radiazione unidirezionale. Naturalmente la resistenza di terminazione deve essere di tipo non induttivo e, in caso di trasmissione, deve essere in grado di dissipare almeno un terzo della potenza a radiofrequenza inviata all'antenna.

Nelle antenne a *V*, come pure in tutti gli altri tipi di antenna a filo lungo, l'angolo verticale di radiazione risente della vicinanza o meno del terreno.

Antenne semi-rombiche.

Due antenne a filo lungo possono essere combinate alla maniera indicata in Fig. 15, costituendo una antenna semirombica. Nell'esempio riportato in figura, il filo non è chiuso su alcuna « terminazione », per cui l'antenna è risonante.

Se l'angolo al vertice fra i due lati dell'antenna viene regolato al giusto valore, la radiazione verticale dovuta ai lobi 1, 3, 5 e 7 (area non punteggiata) diventerà quasi zero, per cui il diagramma di radiazione diviene unicamente orizzontale, come indicato dalle frecce.

Questo tipo di antenna presenta, rispetto all'antenna a *V*, il vantaggio che la direzione del suo lobo di radiazione tende a rimanere sostanzialmente costante entro un ampio campo di frequenze.

Questa antenna è una delle più ingombranti. Spesso richiede un costoso sistema di sostegno verticale, tanto più difficile da realizzare quanto più bassa è la frequenza di funzionamento. Ad esempio, nel caso di onde corte, il vertice dell'antenna risulterà ad un'altezza di

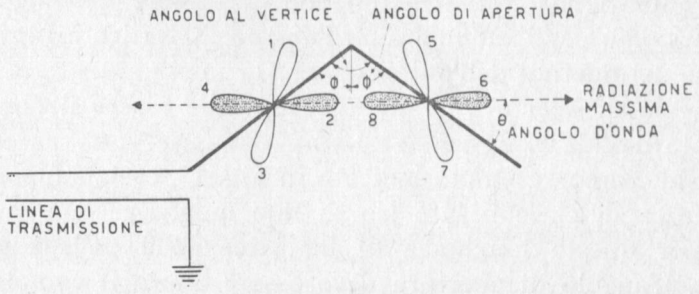


Figura 15. - Antenna semirombica non « terminata ».

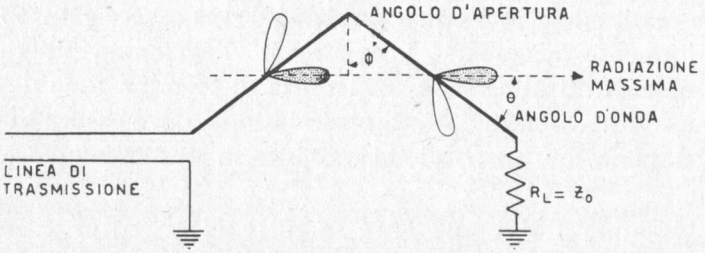


Figura 16. - Antenna semirombica, « terminata ».

oltre 150 metri dal suolo e la lunghezza totale dell'antenna risulterà dell'ordine di 300-400 metri.

Per sostenere verticalmente l'antenna in qualche caso sono stati usati palloni frenati oppure cervi volanti.

L'orientamento dell'antenna e la regolazione dell'angolo al vertice risultano spesso molto critici e difficoltosi.

Per risolvere molti dei problemi, altrimenti assai difficili, connessi con l'uso di questo tipo di antenna, si possono adoperare fili disposti orizzontalmente, ossia il piano dell'antenna può essere orizzontale invece che verticale.

L'impedenza di entrata dell'antenna si aggira fra 400 e 500 Ω.

Se una antenna semirombica viene « terminata » sulla sua impedenza caratteristica e se si regola opportunamente l'angolo al vertice, si ottiene un annullamento reciproco quasi completo dei lobi verticali e un diagramma di radiazione unidirezionale il cui lobo è orientato verso la resistenza di carico (Fig. 16). Se il terreno su cui è edificata l'antenna non è perfettamente conduttore, è conveniente usare un contrappeso la cui lunghezza sia uguale a quella dell'antenna.

La unidirezionalità del funzionamento dell'antenna semirombica con « terminazione » resistiva dipende dal valore dell'angolo al vertice. Così come per l'antenna a *V*, l'angolo al vertice è funzione delle lunghezze dei due lati dell'antenna.

L'angolo di apertura (Φ in Fig. 16) deve essere il complemento dell'angolo d'onda θ.

Consideriamo l'esempio indicato in Fig. 17, ossia supponiamo che la lunghezza di ciascun lato sia di due lunghezze d'onda. L'angolo d'onda per questa lunghezza di filo, ricavabile dalla Fig. 2, è di 36 gradi. L'angolo di apertura deve essere allora il complemento di questo angolo e cioè deve essere di $90 - 36 = 54°$.

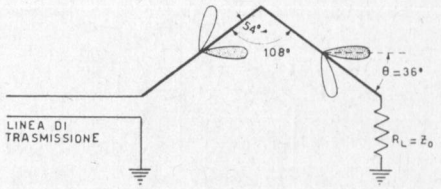


Figura 17. - Antenna semirombica « terminata », per trasmissione.

Se l'antenna deve essere usata per trasmissione, l'angolo al vertice sarà doppio dell'angolo di apertura, ossia di 108°.

L'angolo al vertice di una antenna semirombica, che possa essere adatto tanto per trasmissione come per ricezione, deve risultare un compromesso fra i due valori suddetti. Per calcolarlo, si comincia col determinare l'angolo di apertura per la trasmissione. Successivamente si determina la lunghezza fisica di un lato dell'antenna espressa in lunghezze d'onda, valutata alla più bassa frequenza di funzionamento.

Si ricava un secondo angolo di apertura che sia tale che la posizione verticale di un lato sul terreno risulti di $\lambda/2$ più corta rispetto alla lunghezza del lato stesso. Si trova la media fra i due valori di angolo di apertura così trovati. Questo valore medio costituisce il miglior valore di angolo di apertura sia per la ricezione che per la trasmissione. Il doppio di questo valore è l'angolo al vertice.

Applichiamo questo procedimento all'esempio riportato poco sopra, calcolando l'angolo di apertura per l'antenna trasmittente.

La lunghezza di ciascuno dei lati è di due lunghezze d'onda, ossia di quattro mezze lunghezze d'onda.

Supponiamo che la più bassa frequenza di funzionamento sia di 30 MHz.

La lunghezza corrispondente a mezza lunghezza d'onda è

$$L \text{ (metri)} = \frac{150}{30} = 5 \text{ metri}$$

e quindi quattro mezze lunghezze d'onda corrispondono a $5 \times 4 = 20$ metri.

La proiezione orizzontale deve essere di $\lambda/2$ più corta, ossia deve essere $20 - 5 = 15$ metri (Fig. 18).

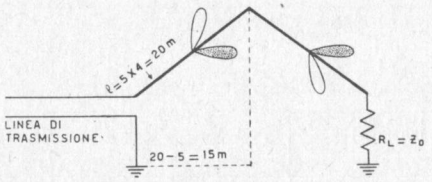


Figura 18. - Antenna semirombica « terminata » per trasmissione e ricezione.

L'angolo di apertura risulta

$$\Phi = \text{sen}^{-1} \frac{15}{20} = 48{,}5 \text{ gradi}$$

Eseguendo la media fra questo angolo e quello precedentemente trovato (54°) si ha

$$\text{angolo medio} = \frac{48{,}5 + 54}{2} = 51{,}25°$$

Questo è l'angolo di compromesso che si può usare per trasmissione e ricezione.

Antenne rombiche.

L'antenna rombica è una delle antenne direttive più efficienti e di impiego più pratico alle VHF e soprattutto alle UHF. Essa infatti possiede un basso angolo di radiazione, un alto guadagno, un basso rapporto segnale/disturbo e una impedenza di entrata relativamente costante su tutta la banda di frequenze sulla quale può funzionare, banda la cui ampiezza è veramente considerevole.

L'antenna rombica può essere considerata come una applicazione delle antenne a *V* precedentemente descritte in questo capitolo.

Può altresì essere considerata come due antenne semirombiche in parallelo, giacenti sullo stesso piano orizzontale e con le loro estremità collegate ad una comune resistenza di terminazione.

Regolando opportunamente l'angolo di apertura Φ si può ottenere l'annullamento reciproco fra i lobi trasversali dell'antenna, per cui rimangono solo quelli paralleli alla bisettrice dell'antenna e orientati verso la resistenza di terminazione (lobi punteggiati nella Fig. 19.

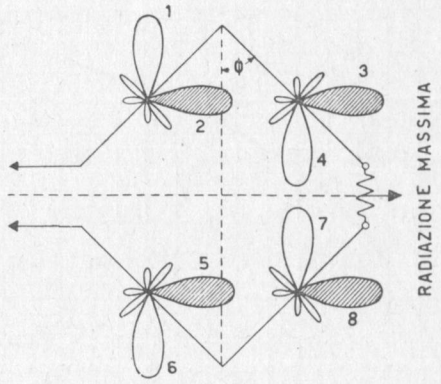


Figura 19. - Lobi e direzione di massima radiazione nell'antenna rombica.

L'antenna rombica può venire chiusa con una resistenza di terminazione inserita alle estremità, oppure questa resistenza può essere infinita (antenna non caricata).

Se con un'antenna rombica si vuole ottenere la massima direttività e se si vuole ottenere un completo annullamento dei lobi trasversali e una addizione perfetta dei lobi longitudinali, bisogna determinare accuratamente l'angolo di apertura il cui valore deve essere calcolato con la stessa precisione che è necessaria per l'antenna semirombica.

Dalla Fig. 19 si vede che se l'angolo Φ di apertura è complementare con l'angolo d'onda, i lobi 1, 4, 6 e 7 esistenti su ciascun lato si annullano reciprocamente, lasciando unicamente i lobi 2, 3, 5 e 8 che si sommano fra loro nella direzione preferita.

L'angolo al vertice formato dai due lati di ogni ramo dell'antenna è doppio dell'angolo di apertura.

L'angolo di apertura può essere ricavato in base alla Fig. 20.

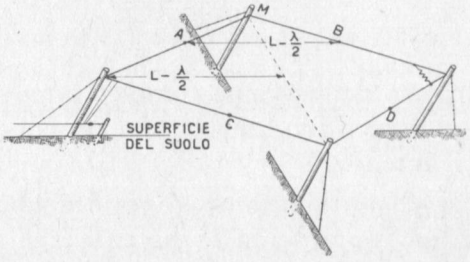


Figura 20. - Schizzo illustrativo del dimensionamento delle antenne rombiche.

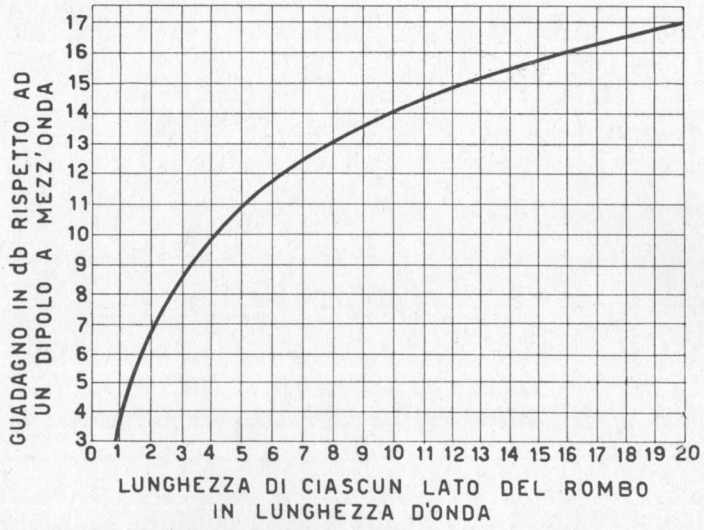


Figura 21. - Guadagno dell'antenna rombica.

Come si vede da tale figura, l'angolo di apertura deve essere tale che la distanza da *A* a *B* (come pure quella da *C* a *D*) risulti di $\lambda/2$ più corta della lunghezza di un lato.

Pertanto deve essere

$$L - \frac{\lambda}{2} = L \operatorname{sen} \Phi$$

da cui

$$\Phi = \operatorname{sen}^{-1} \frac{L - \dfrac{\lambda}{2}}{L}$$

Il guadagno teorico dell'antenna rombica è molto grande e, come per tutte le altre antenne a filo lungo, aumenta col crescere della lunghezza dei lati dell'antenna.

Nella resistenza di terminazione si verifica una perdita di circa 3 db e questa perdita rappresenta la potenza che normalmente verrebbe irradiata in direzioni indesiderate se non vi fosse la resistenza

di terminazione. Pertanto la resistenza di terminazione praticamente non danneggia affatto la radiazione nella direzione desiderata.

La resistenza di terminazione non deve presentare alcuna reattanza e, in caso di impiego dell'antenna in trasmissione, deve essere in grado di dissipare metà della potenza erogata dal trasmettitore.

Invece se l'antenna viene usata esclusivamente per ricezione, la resistenza di terminazione sarà un resistore ad impasto da 0,5 W, il cui valore ohmico deve essere fra 700 e 800 Ω.

Il guadagno di un'antenna rombica, comprese le perdite sulla resistenza di terminazione, risulta

$$G \text{ (in decibel)} = \frac{N + 12}{2}$$

in cui N è la lunghezza di ogni lato, espressa in mezze lunghezze di onda. Nella tabella che segue sono riportati alcuni dati di progetto per antenne rombiche, mentre nella Fig. 21 è riportato un grafico del guadagno ottenibile con le antenne rombiche (detratta la perdita nella resistenza di terminazione).

Lunghezza del lato in lunghezze d'onda	θ	Angolo di inclinazione approssimativo	Guadagno approssimativo in db, rispetto al dipolo ½ onda
2	98°	30°-40°	10,0
3	114°	25°-30°	12,5
4	133°	20°-25°	14,0
5	122°	15°-20°	15,0
6	128°	10°-15°	16,0

Nella terza colonna della tabella su riportata è indicato il valore dell'angolo di inclinazione che il piano dell'antenna deve fare rispetto al piano orizzontale. Il vertice dell'antenna contenente la resistenza di terminazione deve risultare più basso di quello al quale è inserita la linea di trasmissione.

Uno dei principali vantaggi dell'antenna rombica rispetto agli altri tipi di antenna è il notevole valore del rapporto fronte/retro ottenibile quando la resistenza di terminazione ha il suo valore cor-

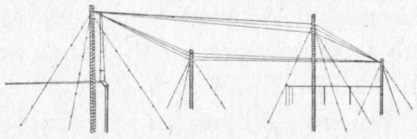


Figura 22. - Aumentando il numero dei conduttori di un'antenna rombica si ottiene una maggiore costanza dell'impedenza di entrata dell'antenna su una larga banda di frequenze.

retto. In pratica, questa resistenza di terminazione non deve essere uguale alla impedenza caratteristica Z_0 dell'antenna ma deve essere leggermente più alta, dato che le impedenze di entrata e di uscita dell'antenna non sono le stesse.

L'impedenza di entrata dell'antenna varia da un estremo all'altro a causa delle perdite, le quali dipendono fortemente dalla frequenza di funzionamento.

Per una variazione di frequenza di circa il 10 % si ha una variazione di impedenza di entrata dell'antenna rombica di circa 100 Ω. Questa variazione di impedenza pregiudica l'ottenimento di una caratteristica di radiazione veramente unidirezionale (rapporto fronte/retro uguale infinito).

L'impedenza di entrata di un'antenna rombica può essere resa più costante entro un ampio campo di frequenza aumentando il numero dei conduttori, alla maniera indicata in Fig. 22. Mediante l'uso di questi conduttori addizionali si riduce leggermente la Z_0 dell'antenna.

L'impedenza d'entrata delle antenne rombiche si aggira sempre intorno a 600 Ω e si adatta quindi ottimamente con le normali linee di trasmissione bifilari in aria, aventi impedenza caratteristica di 600 Ω.

CAPITOLO IX.

ANTENNE PER U H F

Premessa.

Il funzionamento delle antenne alle UHF è sostanzialmente identico a quello delle antenne per VHF e per HF. Per esempio, il dipolo semplice e il dipolo ripiegato funzionano alle UHF in maniera uguale che alle VHF e consentono di coprire la parte della gamma UHF intorno alla frequenza per la quale sono stati dimensionati. Inoltre, questi semplici tipi di antenna, quando vengono sovrapposti, sono in grado di fornire prestazioni soddisfacenti su tutta la banda delle UHF, con aumentato guadagno rispetto al caso del dipolo semplice.

Altri tipi di antenna, come ad esempio il dipolo a triangolo e la Yagi (antenna ad elementi parassiti) danno ottime prestazioni alle UHF.

Nelle bande UHF danno un soddisfacente funzionamento alcuni tipi di antenne che non vengono di solito adoperati alle VHF.

In questo capitolo tratteremo particolarmente queste antenne, pur essendo per la maggior parte tali antenne varianti o adattamenti di antenne già note perché impiegate alle VHF.

La propagazione alle UHF.

Le caratteristiche di propagazione delle UHF sono sensibilmente meno favorevoli di quelle delle VHF. Tanto i segnali a VHF quanto quelli a UHF tendono a propagarsi in linea retta, quasi come se fossero onde luminose. Però, nell'incontrare gli strati superiori dell'atmosfera, essi subiscono in certo grado una rifrazione, dovuta alla differente densità dell'atmosfera alle varie altezze dal suolo. Per effetto della minore densità degli strati superiori dell'atmosfera, le onde che si propagano in tali strati acquistano una velocità leggermente maggiore di quelle che si propagano negli strati più densi dell'atmosfera.

Per effetto della rifrazione atmosferica, la propagazione delle onde radio a frequenze VHF e UHF avviene seguendo un percorso che chiameremo « portata del segnale » che differisce dalla « portata ottica ».

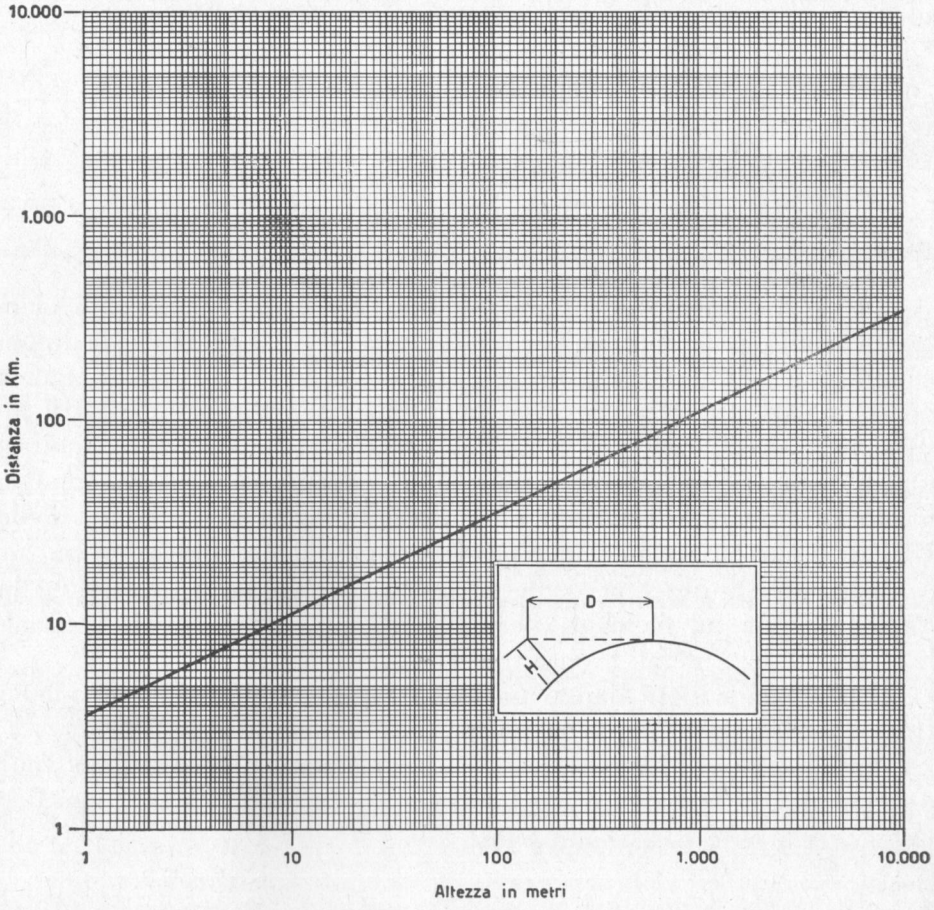


Figura 1. - Grafico indicante la portata ottica per varie altezze sul suolo.

La distanza di portata ottica fra due punti, situati rispettivamente ad altezza h_t e h_r sul suolo, è deducibile dalla Fig. 1 ed è data da

$$d_{max} = 3{,}55\,(\sqrt{h_t} + \sqrt{h_r})$$

dove, mentre le distanze d sono espresse in kilometri, le altezze h_t e h_r sono espresse in metri.

Per tener conto della rifrazione subita dalle onde VHF e UHF bisogna moltiplicare la distanza di portata ottica per un coefficiente c,

il cui valore in media è di 1,3. Pertanto la distanza di portata di segnale risulta

$$d_{max} = 4{,}6\,(\sqrt{h_t} + \sqrt{h_r})$$

Il fenomeno della rifrazione delle onde VHF-UHF è chiaramente illustrato dalla Fig. 2 che fornisce la spiegazione del fatto che la portata del segnale è maggiore della portata ottica. In tale figura, la portata ottica è indicata con linea tratteggiata, mentre la portata del segnale è indicata con linea intera.

Alle frequenze più basse della gamma delle VHF (ossia intorno ai 30 MHz) la distanza di portata del segnale oltrepassa sensibilmente il limite dell'orizzonte, ossia della portata ottica. Essa si avvicina sempre più alla portata ottica man mano che aumenta la frequenza, fino a che le due portate possono considerarsi coincidenti a frequenze dell'ordine dei 3000 MHz. Questo fatto spiega la ragione per cui le stazioni TV funzionanti sui canali a frequenze più alte della banda UHF hanno in generale un raggio d'azione sensibilmente minore delle stazioni che funzionano sui canali a frequenze più basse. Questa limitazione del raggio d'azione delle stazioni funzionanti a UHF costringe ad usare le trasmissioni televisive a UHF unicamente per servizi limitati alle zone cittadine, a meno che il trasmettitore non sia di forte potenza e la sua antenna non sia installata a notevole altezza sul suolo.

Le onde a UHF di solito non vengono deviate dal loro percorso, cosa che invece avviene in maniera sensibile con le onde VHF. Per questa loro proprietà, le onde UHF non sono in grado di aggirare ostacoli, ad esempio alti edifici o colline, cosa che invece accade per le onde VHF. Pertanto, se fra ricevitore e trasmettitore è frapposto

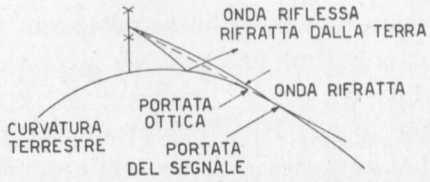


Figura 2. - Propagazione dei segnali VHF-UHF.

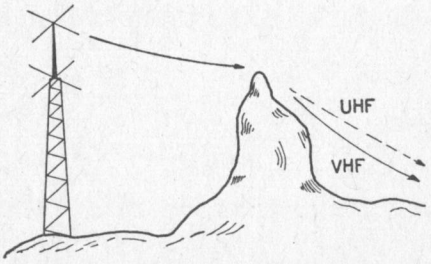


Figura 3. - Propagazione dei segnali VHF e UHF dietro una collina.

un ostacolo, ad esempio una collina (vedi Fig. 3), le ricezioni UHF risulteranno pressocché impossibili, mentre in molti casi è possibile ricevere le trasmissioni VHF.

Ricezioni televisive a UHF.

A parità di potenza irradiata dal trasmettitore e di altezza di antenna, il campo d'azione alle UHF è generalmente minore di quello a VHF. Malgrado questa regola generale, può tuttavia esistere qualche punto in cui il campo a UHF risulti più intenso di quello a VHF.

Le immagini televisive ricevute a UHF di solito non risentono dei disturbi dovuti ai sistemi di accensione dei motori a scoppio o di altri disturbi elettrici provocati da apparati elettrodomestici etc. Per contro, le ricezioni a UHF risentono molto più di quelle a VHF, della diffusione provocata dal terreno e del grado di conducibilità del terreno stesso. Ciò però non esclude che si possano ottenere buone ricezioni a UHF basta infatti che la installazione dell'antenna e della relativa linea di trasmissione venga eseguita con molta cura e che si porti la necessaria attenzione ad evitare, per quanto possibile, gli inconvenienti propri delle frequenze alte in gioco.

Elenchiamo ora alcune delle condizioni che si possono incontrare più frequentemente nelle installazioni delle antenne a UHF.

1) Solo raramente avviene che la posizione più idonea che si è trovata per l'installazione di un'antenna per VHF sia altrettanto adatta per l'antenna UHF. La ragione di ciò risiede nel fatto che nella installazione delle antenne per UHF l'orientamento dell'antenna è più critico sia ai fini dell'intensità del segnale ricevuto, sia per evitare che si ricevano forti segnali riflessi.

In molti casi avviene infatti che i segnali inviati al televisore sono troppo deboli a causa appunto del difettoso orientamento dell'antenna o per eccessive perdite nelle linee.

Le linee di trasmissione che normalmente si usano con le antenne VHF non sono adatte alle UHF poiché, per effetto dell'assorbimento o del deposito di umidità, di polvere o a causa del deposito di vapori salini, le loro perdite risultano tanto alte da dar luogo a forti variazioni dell'ampiezza del segnale al variare delle condizioni atmosferiche.

In qualche caso può avvenire che, pur essendo molto forte il segnale televisivo ricevuto, risultino altrettanto forti i segnali riflessi, con conseguente formazione di « fantasmi » sullo schermo del cinescopio.

Le antenne dei tipi normali impiegate per ricezioni televisive a VHF, anche se dimensionate per la frequenza del canale UHF che si vuol ricevere, presentano di solito una molteplicità di lobi e risultano quindi di critico orientamento se si vuole evitare la ricezione di immagini fantasma, provocate da riflessioni.

2) Quando i segnali UHF sono forti, la risoluzione dell'immagine costituisce spesso un problema che invece non si presenta nelle località marginali. Si può infatti verificare che le immagini risultino « aspre » e « strappate ». Una accurata installazione e un buon orientamento dell'antenna sono perciò necessari a molti effetti e cioè non solo per ottenere un segnale più intenso, ma anche per migliorare la qualità dell'immagine. In seguito a questo fatto, la scelta del tipo di antenna e la scelta del posto di installazione dell'antenna divengono un problema di importanza maggiore che alle VHF, soprattutto quando la distanza dal trasmettitore è molto grande. Una difettosa installazione di antenna, anche se il segnale ricevuto è forte, può provocare la formazione di immagini fantasma, di transitori e di riflessioni. Per migliorare questo stato di cose occorre che l'antenna da installare sia di tipo particolare per UHF e non del tipo misto per VHF e UHF, data la minore ampiezza dei lobi presentati dalle antenne per UHF e la maggiore larghezza dei lobi stessi.

3) Alle UHF, le riflessioni sono più gravi ed hanno un'influenza decisiva sul livello del segnale captato dall'antenna. Per effetto della dispersione può avvenire che, con direzione uguale a quella dei segnali diretti, sull'antenna arrivino altri segnali che possono così provocare un aumento o una diminuzione del segnale ricevuto, con conseguente decisiva influenza sull'intensità del segnale captato dall'anten-

na e sulla qualità dell'immagine ricevuta. In seguito a ciò, quando esistono forti riflessioni, diviene molto critica la posizione di installazione dell'antenna, tanto sul piano orizzontale quanto su quello verticale.

L'esistenza di notevoli riflessioni provoca inoltre una forte variazione dell'intensità del segnale ricevuto, quando l'antenna oscilla per effetto del vento. Lo stesso fenomeno può anche avvenire in seguito a riflessioni sporadiche provocate da aeroplani in volo oppure da veicoli in movimento nelle strade. Per minimizzare l'effetto occorre che il circuito di controllo automatico del guadagno (*a. g. c.* o *C A G*) del televisore funzioni correttamente.

In una installazione sperimentale si è constatato che il traffico su vie sopraelevate dava luogo in qualche caso a variazioni di oltre 10 decibel dell'intensità dei segnali UHF ricevuti.

4) Alle UHF, le antenne interne non danno mai risultati soddisfacenti poiché i segnali che arrivano internamente agli edifici hanno un'intensità tanto bassa da non consentire una ricezione soddisfacente. Inoltre l'intensità di questi segnali varia continuamente per effetto del traffico stradale e anche del movimento delle persone dentro l'ambiente.

5) Le antenne UHF che fino ad oggi vengono preferite sono quelle con riflettore a diedro, le antenne bow-tie e le antenne Yagy, dato l'alto guadagno, il piccolo ingombro e il buon diagramma di radiazione che tali antenne forniscono. Le antenne a *V*, le antenne rombiche e le antenne a trombone funzionano soddisfacentemente alle UHF, sebbene esse presentino in qualche caso lobi di radiazione secondari, che le rendono particolarmente sensibili ai segnali riflessi.

Influenza del tempo.

Il tempo ha un'influenza decisiva sulla propagazione dei segnali a VHF-UHF. Soprattutto nelle zone marginali di servizio dei trasmettitori, dove cioè i segnali sono tendenzialmente deboli, la possibilità di ricezione dipende prevalentemente dal tempo. Come regola generale, si può dire che la propagazione è migliore quando l'ara è calda e umida che non quando è fredda e secca. Inoltre di notte la propagazione delle UHF è migliore che di giorno.

Il livello di ricezione delle UHF varia di ora in ora durante il giorno. Varia anche da un giorno all'altro e da un mese all'altro, a se-

conda delle condizioni atmosferiche. Queste variazioni sono più sensibili nelle zone marginali di ricezione.

Anche la rifrazione dei segnali a UHF è influenzata dalle condizioni atmosferiche e quindi la differenza fra portata del segnale e portata ottica risulta più o meno grande.

Nel caso di rifrazione decisamente bassa, cosa che avviene quando le condizioni atmosferiche sono tali che la densità dell'aria risulti costante fino ad altezze considerevoli, avviene che la portata del segnale risulta quasi uguale alla portata ottica. In queste condizioni, la ricezione nelle zone marginali sarà decisamente peggiore.

Invece quando la rifrazione è molto forte, la portata del segnale risulta superiore di molti kilometri alla portata ottica e il raggio di azione della stazione trasmittente risulta considerevolmente aumentato. Queste variazioni di intensità di ricezione al variare delle condizioni atmosferiche sono assai più sensibili alle UHF che non alle VHF, dato che alle UHF la portata del segnale coincide quasi con la portata ottica.

Scelta della posizione di installazione delle antenne UHF.

Uno dei fattori più importanti sulle ricezioni a UHF è la posizione di installazione dell'antenna. Le onde UHF, essendo più corte, possono venire riflesse con maggiore intensità e quindi può accadere più frequentemente che mentre in una posizione si ha un aumento del livello del segnale per effetto delle riflessioni, in un'altra posizione, anche se poco distante dalla prima, il segnale risulta fortemente attenuato. Pertanto nelle installazioni di antenna per UHF conviene provare varie posizioni, fino a trovare quella cui corrisponda la massima intensità di ricezione.

In qualche caso è stato riscontrato che, in presenza di forti riflessioni, un'antenna costituita da un semplice dipolo può fornire un segnale uguale a quello di un'antenna a forte guadagno. Invece, in assenza di riflessioni, si avrà sempre vantaggio ad impiegare antenne a forte guadagno. Comunque, prima di installare definitivamente un'antenna a UHF, è conveniente controllare il livello di segnale da essa captato e provare a variare la posizione dell'antenna, sino ad ottenere la massima intensità di ricezione.

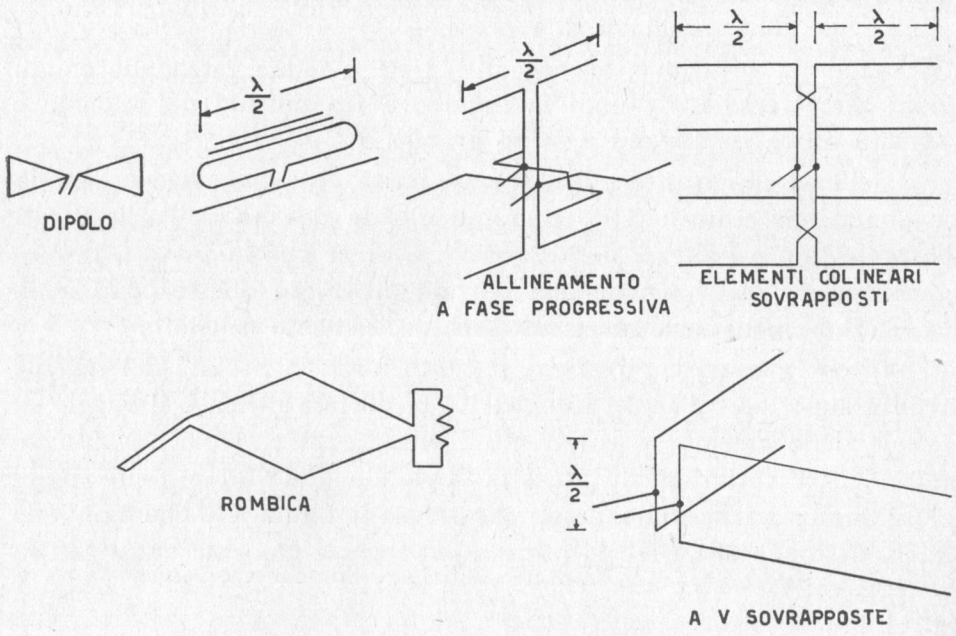


Figura 4. - Antenne per UHF.

Antenne per UHF.

Alle frequenze UHF assegnate alla televisione (470-890 MHz) si possono usare gli stessi tipi di antenna che vengono impiegati alle VHF. Evidentemente, date le minori lunghezze d'onda in gioco, le antenne saranno più piccole e più compatte.

Conseguentemente, diviene possibile impiegare in UHF quelle antenne a molti elementi e ad alto guadagno che, per le dimensioni proibitive che assumerebbero alle VHF, non sarebbero adoperabili in questa gamma.

Nella Fig. 4 sono rappresentati schematicamente alcuni tipi di antenne impiegabili alle UHF.

L'antenna più semplice è il dipolo. Per funzionare sull'UHF e per avere una risposta in frequenza sufficientemente larga si usa dare a questa antenna la forma di triangoli metallici.

Quando sia necessario avere un maggiore guadagno, si possono impiegare, insieme all'elemento attivo, una combinazione di direttori e riflettori, realizzando così un'antenna Yagi.

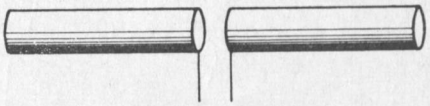


Figura 5. - Antenna a dipolo cilindrico.

Si possono altresì usare antenne sovrapposte o allineate a fase progressiva.

Queste ultime funzionano sufficientemente bene, dato che possiedono un diagramma di direttività sufficientemente largo.

Date le lunghezze d'onda così corte, alle UHF si possono usare vantaggiosamente le antenne a « V » e le antenne rombiche, che su queste frequenze hanno un ingombro relativamente ridotto.

Un'antenna di costruzione assai economica e che fornisce ottimi risultati è l'antenna a due « V » sovrapposte. Gli elementi a *V* hanno una lunghezza equivalente ad alcune lunghezze d'onda, così da ottenere un alto guadagno. Sovrapponendo i due elementi, si ottiene un buon diagramma di radiazione verticale. (Si tenga presente che quanto più acuto è il lobo di radiazione verticale, tanto meno intensa è la ricezione di riflessioni provenienti dal suolo). Se i due elementi a «V» vengono distanziati di mezza lunghezza d'onda, diviene possibile alimentare il sistema d'antenna al centro della linea di collegamento dei due elementi e inoltre si ottiene un buon adattamento d'impedenza fra l'antenna e la linea di trasmissione. Dimensionando opportunamente questo tipo di antenna, si può ottenere anche un discreto funzionamento sulla banda a VHF.

Antenne a dipolo per UHF.

Per migliorare sensibilmente le prestazioni di un dipolo semplice è possibile aumentarne le dimensioni fisiche. Nelle Figg. 5, 6, 7 e 8 sono riportati alcuni esempi di questi dipoli modificati.

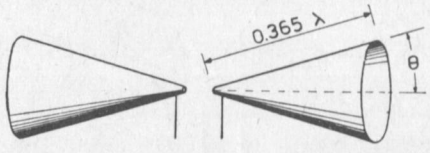


Figura 6. - Antenna a dipolo conico.

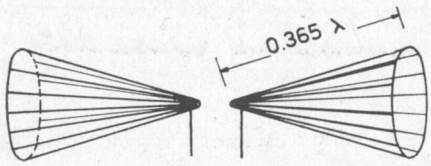


Figura 7. - Antenna a gabbia conica per UHF.

Sostanzialmente, rispetto al normale dipolo semplice, i dipoli illustrati nelle suddette figure presentano un aumento di diametro delle astine. Per effetto di questo aumentato diametro si ottiene una diminuzione di induttanza ed un aumento di capacità, con conseguente diminuzione del *Q* dell'antenna.

In un'antenna, quanto più basso è il *Q*, tanto maggiore è la larghezza di banda coperta. Però questa maggiore larghezza di banda comporta una diminuzione del guadagno dell'antenna.

Tuttavia, siccome la superficie dei conduttori del dipolo è aumentata, si ha che il dipolo stesso intercetta un maggior numero di linee d'onda, e ciò compensa ampiamente la diminuzione di guadagno dovuta all'abbassamento del *Q*, al punto che un'antenna di questo genere può presentare un guadagno di 1 o 1,5 decibel superiore a quello del dipolo semplice.

Antenna a dipolo cilindrico.

Nella Fig. 5 è illustrato un dipolo con astine di grande diametro. Per effetto di questo aumentato diametro, l'impedenza di entrata

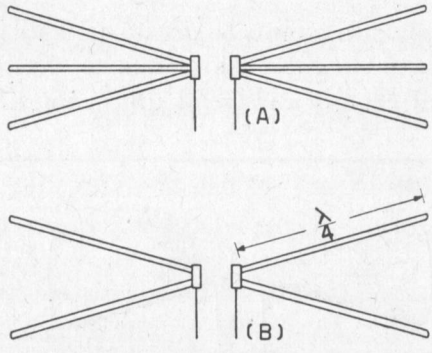


Figura 8. - Semplificazione all'antenna a gabbia conica.

del dipolo viene ridotta, assumendo un valore intorno ai 40 Ω invece dei 72 Ω del dipolo con conduttori estremamente sottili.

La larghezza di banda di un dipolo come quello di Fig. 5 è molto maggiore di quella di un dipolo semplice.

Ovviamente una antenna di questo tipo risulta particolarmente resistente al vento e al ghiaccio.

L'unico inconveniente che un'antenna del genere presenta è la difficoltà di adattamento di impedenza con la linea di trasmissione.

Questa difficoltà può venire superata sovrapponendo due dipoli semplici e inserendo la linea di discesa d'antenna ad un punto intermedio della linea di collegamento dei due dipoli, la quale sarà di lunghezza ed impedenza opportune così da poter adattare l'impedenza della linea di trasmissione con quella di alimentazione di ciascun dipolo. In un successivo paragrafo esamineremo più dettagliatamente le antenne a dipoli sovrapposti.

Antenne a dipolo conico.

Per superare la difficoltà di alimentazione dell'antenna a dipolo cilindrico di Fig. 5 si può adottare l'antenna a dipolo conico. Essa consiste di due coni a base circolare aventi un comune asse di rivoluzione. Questi coni saranno realizzati in metallo leggero (alluminio o lega di alluminio).

La linea di trasmissione viene collegata ai due vertici dei coni alla maniera indicata in Fig. 6.

Il grande vantaggio che l'antenna conica presenta rispetto alla antenna a dipolo cilindrico è rappresentato dal fatto che l'impedenza di entrata dipende dall'angolo θ di rivoluzione del cono. Essa infatti risulta legata all'angolo θ dalla relazione empirica

$$\text{Impedenza di entrata (in ohm)} = 1.300 - 70 \cdot \theta$$

Così, ad esempio, se il cono ha un angolo di rivoluzione di 10° la impedenza d'entrata dell'antenna conica risulta di $1300 - 700 = 600\ \Omega$, facilmente adattabile con l'impedenza caratteristica delle normali linee di trasmissione.

Inoltre, variando l'angolo di rivouzione θ, si può ottenere praticamente qualsiasi valore di impedenza d'entrata.

La lunghezza di ogni semidipolo deve essere di circa $0{,}365\ \lambda$ per cui la lunghezza totale dell'antenna risulterà di $0{,}73\ \lambda$ più la distanza

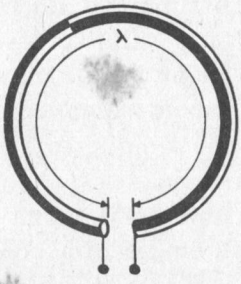


Figura 9. - L'antenna circolare.

fra i due conduttori della linea di trasmissione. Le distanze di cui sopra si intendono misurate dalla base del cono al suo vertice, oppure fra le due basi dei due coni.

La larghezza di banda che può essere coperta con un'antenna di questo tipo si estende per il 15 % al di sopra e al disotto della frequenza sulla quale l'antenna è stata dimensionata.

Entro tale banda, l'impedenza di entrata dell'antenna rimane sostanzialmente costante.

Antenna a gabbia conica.

L'antenna conica, descritta nel precedente paragrafo, presenta l'inconveniente di essere ingombrante e pesante e di offrire una grande superficie al vento e alla formazione di ghiaccio. Per alleggerire la struttura si può evitare l'impiego di una superficie continua nei coni, sostituendola con un gran numero (almeno 10) di radiali, disposti secondo le generatrici dei due coni. A questo modo si ottiene un'antenna (Fig. 7) la quale ha prestazioni molto simili a quelle dell'antenna conica, senza presentarne gli inconvenienti.

Come si è detto, per avere un'eguaglianza di prestazioni con l'antenna conica occorre che i radiali siano numerosi. Le antenne, illustrate nella Fig. 8 costituiscono varianti del tipo di antenna a gabbia conica, con prestazioni intermedie fra quelle dell'antenna conica e quelle dell'antenna a dipolo semplice.

Antenna a dipolo circolare.

Modificando l'antenna a dipolo in modo da farle assumere la forma di una circonferenza (Fig. 9) si ottengono un guadagno ed una direttività assai migliore di quella ottenibile con altre varianti del dipolo.

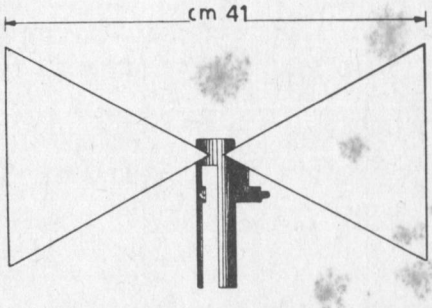


Figura 10. - Antenna a dipolo triangolare (Bow-tie) per UHF.

Siccome le estremità del dipolo circolare corrispondono a ventri di corrente, mentre i ventri di tensione si trovano a metà fra le estremità, non si verifica effetto di prossimità fra le due estremità.

La lunghezza della circonferenza deve essere di una lunghezza d'onda completa.

Dato che fra la sommità dell'antenna e la parte bassa dell'antenna esiste una distanza considerevole (circa $\lambda/3$) l'antenna presenta una caratteristica di allineamento in fila, con un angolo di radiazione verticale piuttosto basso. In conseguenza, se questo tipo di antenna viene usato in ricezione, si ottiene una limitata captazione di disturbi provenienti dal basso.

La larghezza di banda ottenibile con l'antenna circolare è sensibilmente minore di quella del normale dipolo.

L'antenna a dipolo triangolare (Bow-tie).

Tanto alle VHF come alle UHF, il più semplice tipo di antenna è il dipolo a mezza onda. A questa antenna, alle UHF, viene data molto spesso la forma di antenna a dipolo triangolare o Bow-tie (Figg. 10 e

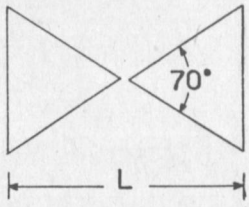


Figura 11. - L'antenna a dipolo triangolare (Bow-tie) per UHF.

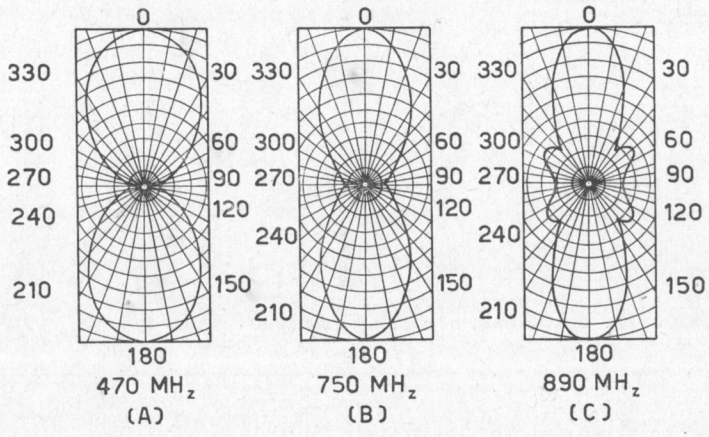


Figura 12. - Diagramma di radiazione orizzontale dell'antenna a dipolo triangolare sulle frequenze di 470 MHz, 750 MHz e 890 MHz (tensioni relative).

11), e viene aperta a triangolo per avere una maggiore larghezza di banda. Essa costituisce quindi una variante alla comune antenna a dipolo per VHF.

I due lati del triangolo che vanno al punto di alimentazione costituiscono un angolo di 70° (Fig. 11). La lunghezza totale *L* dell'antenna viene tenuta intorno a 40 cm.

Con un'antenna di questo tipo risulta possibile coprire tutta la gamma a UHF. Però, siccome il rapporto fra la frequenza più alta e

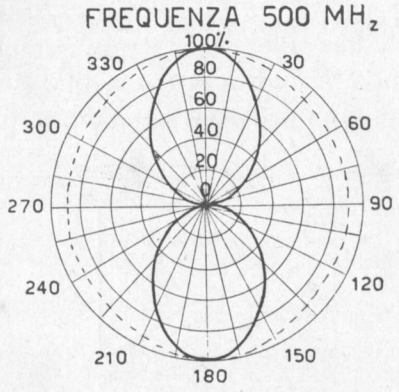


Figura 13. - Diagramma di radiazione dell'antenna a dipolo triangolare (Bow-tie) per UHF.

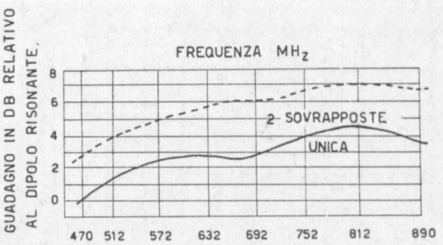


Figura 14. - Curva di guadagno dell'antenna a dipolo triangolare.

quella più bassa della gamma UHF risulta circa di 2, all'estremità a frequenza più alta si vengono a formare nel diagramma di radiazione lobi secondari, riportati nella Fig. 12 *C*. Alle frequenze più basse della gamma UHF tali lobi secondari invece non esistono (Figg. 12 *A* e 12 *B*).

I lobi secondari che si hanno alle frequenze più alte sono causati dal funzionamento dell'antenna ad una frequenza quasi doppia di quella di dimensionamento, per cui si hanno due ventri di corrente lungo gli elementi dell'antenna.

L'antenna a dipolo triangolare presenta un guadagno leggermente maggiore dell'antenna a dipolo semplice, però, come quest'ultima, presenta un diagramma di radiazione bidirezionale (Fig. 13).

Questo tipo di antenna può essere usato in quelle località dove il segnale sia molto intenso.

L'impedenza nel punto di alimentazione di questa antenna varia al variare dell'angolo di apertura: con un angolo di 70° l'impedenza risulta di circa 300 Ω e pertanto si adatta perfettamente all'impedenza caratteristica delle linee di trasmissione a 300 Ω.

Il guadagno dell'antenna triangolare aumenta al crescere della frequenza, come si vede dalla Fig. 14. Mentre all'estremità a frequenza più bassa delle UHF il guadagno corrisponde a quello di un semplice dipolo a mezza onda, verso le frequenze più alte aumenta, fino a raggiungere i 4 db verso gli 800 MHz. A frequenze ancora più alte il guadagno tende a salire ulteriormente. Nella Fig. 15 è riportato un grafico dei vari guadagni di questo tipo di antenna al variare della lunghezza *L* del dipolo.

Se si sovrappongono verticalmente due o più antenne a triangolo, si ha un aumento di guadagno, dovuto al restringimento del diagramma di radiazione verticale dell'antenna, mentre il diagramma di radiazione orizzontale rimane inalterato. Nella stessa Fig. 14 è rap-

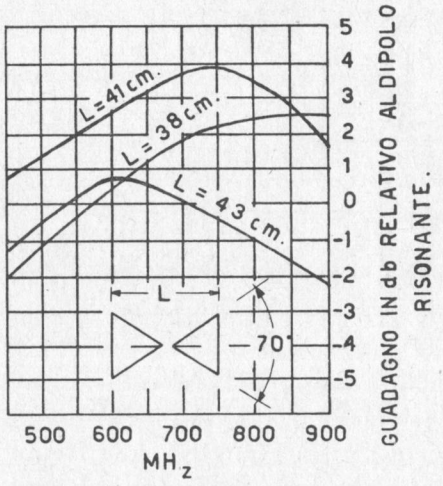


Figura 15. - Guadagno in funzione della lunghezza per le antenne a dipolo triangolare (Bow-tie) per UHF.

presentato il guadagno ottenibile con un'antenna a due dipoli triangolari sovrapposti. Come si vede, all'estremità a frequenza più bassa tale antenna presenta rispetto al dipolo tagliato per tale frequenza un guadagno di circa 3 db che sale a circa 7 db alle frequenze più alte (riferito al dipolo dimensionato per le frequenze più alte).

Mentre per un'antenna a dipolo triangolare la linea di alimentazione verrà inserita sui due apici dei triangoli, per le antenne a due

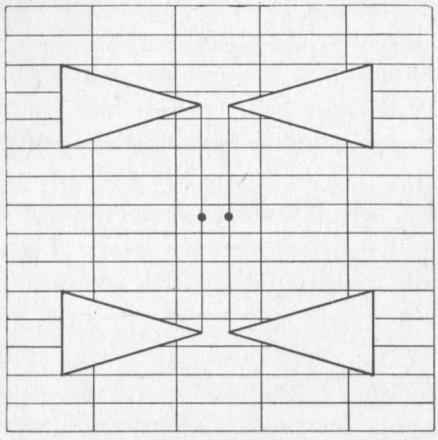


Figura 16. Antenna a due dipoli triangolari sovrapposti, per UHF.

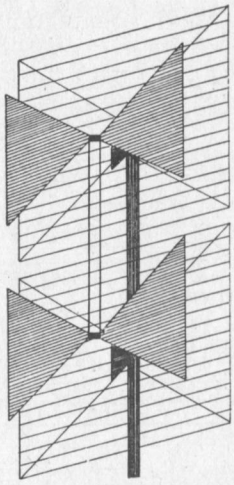


Figura 17. - Antenna a due dipoli triangolari sovrapposti, con riflettore piano.

dipoli triangolari sovrapposti la linea di alimentazione verrà inserita a metà delle sbarre che collegano tali apici (Fig. 16). Si ottiene così un corretto adattamento d'impedenza con la linea.

Anche con le antenne costituite da dipoli triangolari sovrapposti si ha un diagramma di radiazione bidirezionale, per cui tali antenne risulterebbero sensibili ai segnali riflessi da ostacoli.

Per rendere unidirezionale il diagramma di radiazione si ricorrerà all'impiego di un riflettore (Fig. 17). Mediante il riflettore, mentre

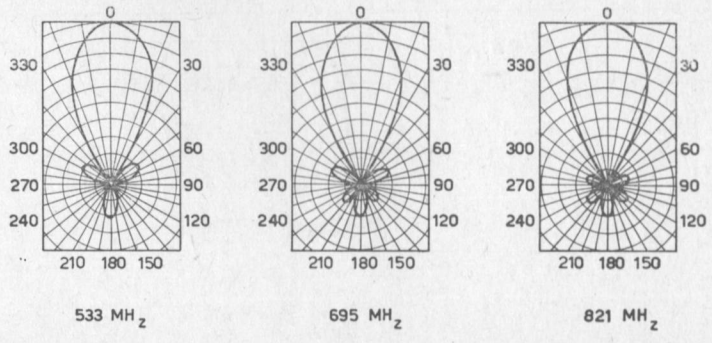


Figura 18. - Diagramma di radiazione orizzontale di un'antenna a dipolo triangolare (o con due dipoli triangolari sovrapposti) con riflettore piano sulle frequenze di 470 MHz, 750 MHz e 890 MHz (tensioni relative).

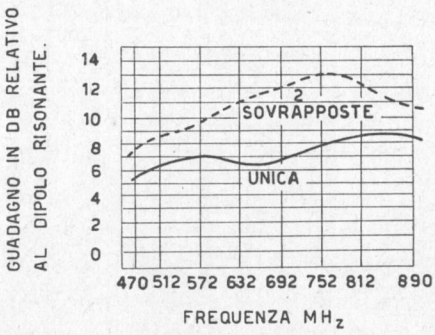


Figura 19. - Curve del guadagno di un'antenna con uno o due dipoli triangolari sovrapposti, con riflettore piano.

si impedisce che l'energia proveniente posteriormente influisca sull'antenna, si aumenta il guadagno dell'antenna stessa nella direzione preferita, dato che il segnale riflesso dal riflettore rinforza il segnale che giunge sul dipolo. Il rapporto fronte/retro dell'antenna di Fig. 20 dipende ovviamente dall'efficacia dello schermo. Per non offrire molta presa al vento, lo schermo verrà realizzato o mediante una rete oppure con una serie di listelli metallici saldati.

Nelle Figg. 18 *A*, *B* e *C* sono riportati i diagrammi di radiazione che si ottengono per un'antenna a due dipoli triangolari sovrapposti, con riflettore a listelli, per tre frequenze e cioè a 470 MHz (Fig. 18 *A*) a 750 MHz (Fig. 18 *B*) ed a 890 MHz (Fig. 18 *C*). Come si vede da tali figure, il rapporto fronte/retro risulta di circa 5 a 1.

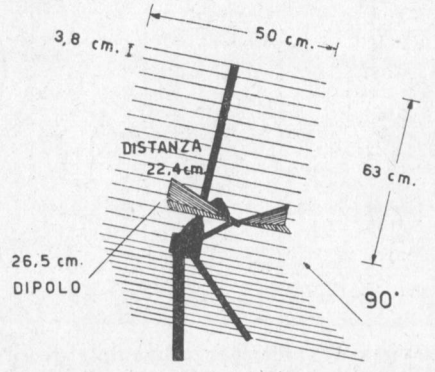


Figura 20. - Antenna con riflettore a diedro per UHF.

Man mano che aumenta la frequenza, diminuisce la larghezza del lobo del diagramma di direttività. All'estremo superiore della banda UHF, dato che gli elementi funzionano quasi in seconda armonica, si ha la comparsa di lobi secondari. L'entità di questi lobi, come pure di quelli principali, viene fortemente accresciuta dall'applicazione di un riflettore all'antenna.

Come indica la Fig. 19, nella gamma UHF il gudagno aumenta al crescere della frequenza: mentre per un'antenna a un dipolo triangolare con riflettore il guadagno risulta compreso fra 5 e 9 db, con due dipoli triangolari e con riflettore il guadagno varia da 7 db (per le frequenze UHF più basse) a 13 db (verso i 750 MHz), per scendere poi a circa 10 db verso i 900 MHz. Nelle zone in cui il segnale televisivo è molto basso, ossia nelle zone marginali di servizio dei trasmettitori TV, è possibile ottenere il massimo guadagno dimensionando opportunamente l'antenna a dipoli triangolari sovrapposti sia come lunghezze dei dipoli sia come angolo di apertura dei dipoli triangolari, a seconda della frequenza del segnale televisivo UHF che interessa di più ricevere.

Un tipo di riflettore che si usa moltissimo con le antenne a dipolo triangolare è il riflettore a diedro, costituito da due riflettori piani, disposti ad angolo: l'antenna a triangolo viene sistemata sulla bisettrice dell'angolo (Fig. 20). Si ottiene in tal modo che la superficie riflettente inferiore riflette il segnale verso l'alto, inviandolo così all'antenna, mentre la superficie riflettente superiore lo riflette verso il basso. In seguito a ciò si ottiene un lobo verticale più stretto (vedi Fig. 21) e perciò un maggiore guadagno.

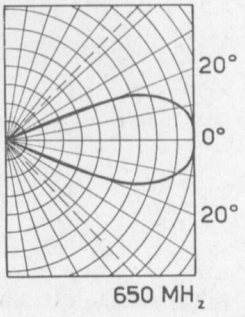


Figura 21. - Diagramma di radiazione verticale di un'antenna a dipolo triangolare con riflettore a diedro, per frequenza di 650 MHz.

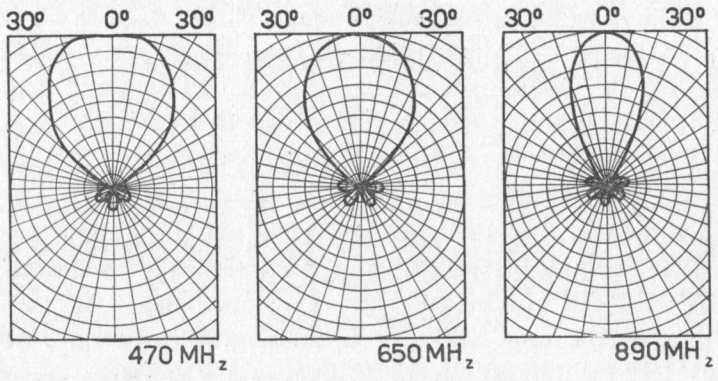


Figura 22. - Diagrammi di radiazione orizzontale di un'antenna a dipolo triangolare con riflettore a diedro, per le frequenze di 470 MHz, 650 MHz e 890 MHz.

Come indicano le Figg. 22 *A*, *B* e *C*, il diagramma di radiazione orizzontale di un'antenna a dipolo triangolare con riflettore a diedro si restringe tanto più, quanto più alta è la frequenza.

Mediante il riflettore a diedro si ottiene, rispetto al riflettore piano, un lobo di radiazione più stretto tanto in senso orizzontale come in

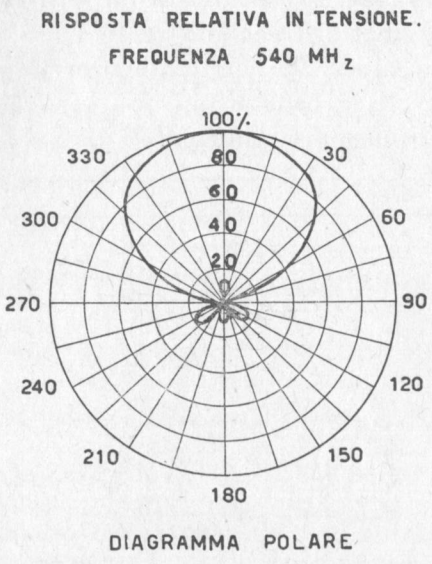


Figura 23. - Diagramma di radiazione delle antenne con riflettore a diedro per UHF.

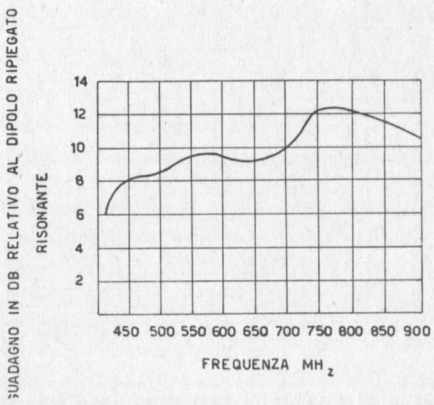


Figura 24. - Curva del guadagno di un'antenna a dipolo triangolare con riflettore a diedro.

senso verticale (Fig. 23), per cui l'antenna risulta meno sensibile a riflessioni dovute al terreno o ad altri ostacoli.

Il guadagno fornito da un'antenna a dipolo triangolare con riflettore a diedro (Fig. 24) è di qualche decibel maggiore di quello che si ottiene dalla stessa antenna, ma con riflettore piano (Fig. 19).

Logicamente, con i riflettori a diedro non si possono impiegare due dipoli triangolari sovrapposti. Volendo quindi realizzare un'antenna di guadagno più alto, bisognerà disporre allineati i due dipoli triangolari (vedi Fig. 25). Con questo tipo di antenna si ottiene un guadagno

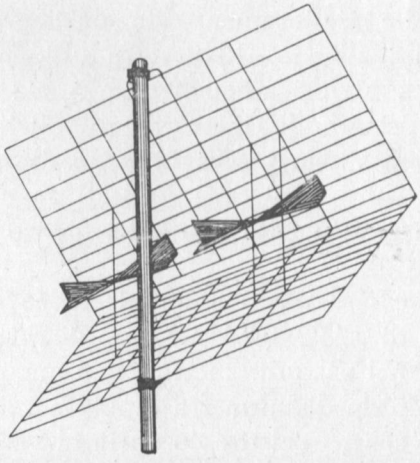


Figura 25. - Antenna a due dipoli triangolari allineati, con riflettore a diedro.

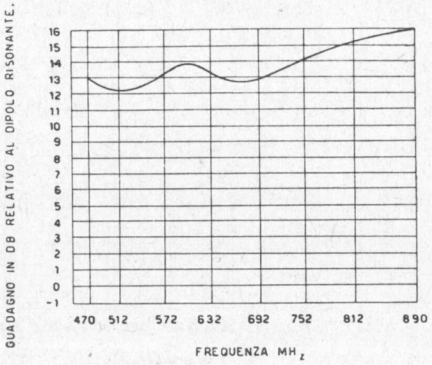


Figura 26. - Curva di guadagno dell'antenna a due dipoli triangolari allineati, con riflettore a diedro.

(Fig. 26) che si aggira fra 12 e 16 db, ossia di parecchi decibel più alto di quello che si ottiene con due dipoli triangolari sovrapposti e con riflettore piano (Fig. 19). Siccome ognuno dei due elementi ha un'impedenza di 300 Ω, volendo adoperare una linea di trasmissione a 300 Ω, bisognerà interporre fra questa e la linea che collega i due elementi un opportuno tronco di adattamento.

Riflettore a diedro e riflettore piano.

Quando si impiega un solo elemento attivo, oppure due elementi allineati, si può usare con vantaggio un riflettore piegato a diedro, ottenendo un sensibile miglioramento sia sul diagramma di radiazione dell'antenna, sia sul guadagno. Il riflettore a diedro può essere impiegato per frequenze superiori a 200 MHz e la sua efficacia risulta minore solo a quella dei grandi riflettori parabolici.

L'angolo del diedro può essere di 60° o di 90° e con questi angoli si ottengono di solito i migliori risultati. Si possono usare anche angoli di 45° ma in questo caso i lati del diedro risultano piuttosto lunghi.

Il dipolo deve essere posto sulla bisettrice del diedro, ad una distanza dal vertice di $0{,}25 \div 0{,}7\ \lambda$ nel caso di riflettori con angolo di 90°; di $0{,}35 \div 0{,}75\ \lambda$ nel caso di riflettori con angolo di 60°. Per riflettori con angolo di 45° la distanza fra dipolo e vertice sarà di 0,5-1 λ.

L'impedenza al centro del dipolo varia al variare dell'angolo del diedro e della distanza fra il dipolo e il vertice del diedro. Dalla Fi-

gura 27 si può rilevare che, quando l'angolo del diedro è di 90° l'impedenza del dipolo corrisponde a quella di un dipolo in spazio libero purché la distanza dal vertice sia di 0,35 λ. L'impedenza sale a 150 Ω quando la distanza dal vertice è di 0,5 λ.

Con un angolo di 60° l'impedenza risulta di 70 Ω se la distanza fra il dipolo e il vertice del diedro è di 0,5 λ.

Generalmente, le dimensioni di un'antenna con riflettore a diedro non sono critiche e le caratteristiche di frequenza di questo tipo di antenna sono molto migliori di quelle di un semplice sistema di antenna ad elementi parassiti.

Con un riflettore a diedro avente un angolo di 60° è possibile ottenere guadagni dell'ordine di 12 db, purché i lati del diedro siano lunghi almeno 2 λ. Con lati lunghi quanto una lunghezza d'onda, il guadagno si aggirerà sui 10 db.

I riflettori possono essere realizzati mediante reti, tondini metallici etc., purché la distanza fra un elemento e l'altro sia inferiore a 0,06 λ.

Il riflettore piano può essere considerato come un riflettore a diedro il cui angolo al vertice sia di 180°. Nella Fig. 27 è riportata la curva (indicata con 180°) dell'impedenza del dipolo al variare della distanza fra esso e il riflettore piano.

Per ottenere il massimo rendimento, occorre che il riflettore pia-

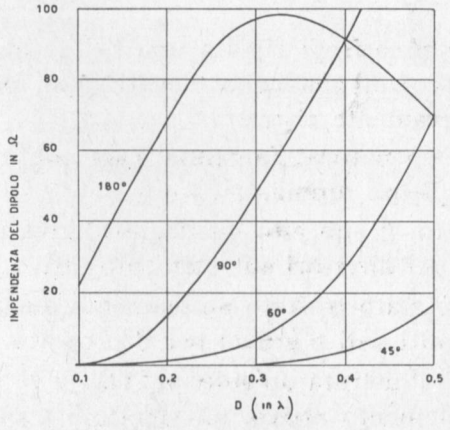


Figura 27. - Impedenza di alimentazione di un'antenna a dipolo con riflettore a diedro, per vari angoli al vertice. (La curva relativa a 180° corrisponde a quella di un riflettore piano).

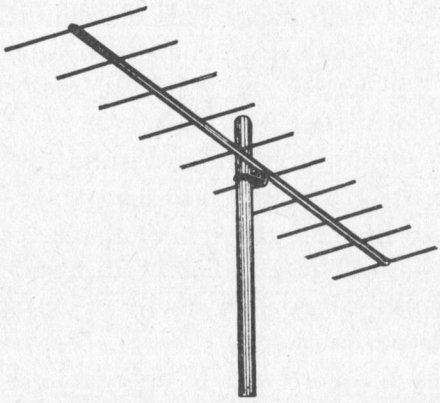


Figura 28. - Antenna Yagi (ad elementi parassiti) a 10 elementi per UHF.

no abbia una larghezza di almeno 1/4 λ maggiore di quella dell'elemento attivo dell'antenna.

Il riflettore piano può essere impiegato con qualsiasi numero di elementi attivi. Se impiegato con un solo elemento, fornisce un guadagno di 7 db rispetto a quello dell'elemento in spazio libero. La distanza ottima fra dipolo e riflettore piano è di 0,1 λ, ma si possono ottenere ancora ottimi risultati con distanze fino a 0,3 λ.

Antenna Yagi (ad elementi parassiti).

Alle UHF l'antenna Yagi risulta una delle antenne più efficienti. Essa infatti fornisce un guadagno elevatissimo, però su una banda di frequenze relativamente ristretta.

Per la sua stessa natura, l'antenna Yagi non consente di coprire una banda di frequenze ampia.

Come si è detto, il suo alto guadagno deriva dall'azione dell'elemento riflettore e dei direttori sull'elemento attivo.

Nel Cap. VII è stato trattato ampiamente questo tipo di antenne e ne sono stati forniti dati e grafici per il progetto.

Nella Fig. 28 è illustrata un'antenna Yagi a 10 elementi per UHF, costituita da un elemento attivo, un riflettore e otto direttori. Nella Fig. 29 è riportato il sistema di alimentazione « a delta » adatto per questo tipo di antenna. Questo sistema di alimentazione serve ad

adattare l'impedenza caratteristica della linea di trasmissione alla impedenza di alimentazione dell'antenna.

Dato che in questo tipo di antenna vi sono molti elementi parassiti, e dato che al crescere del numero di elementi parassiti diminuisce l'impedenza di alimentazione dell'antenna, bisogna introdurre un adattatore di impedenza.

Questo fatto si verifica su tutte le antenne Yagi ed è in contrasto con quanto succede nelle antenne con riflettore a schermo (del tipo piano o a diedro), nelle quali, dato che il riflettore non è risonante e simula uno schermo di terra piano ed infinito, l'aggiunta del riflettore provoca un aumento di impedenza di alimentazione dell'elemento attivo dell'antenna.

Il riflettore dell'antenna Yagi è più lungo dell'elemento attivo e quindi esso risuona su una frequenza che è leggermente più bassa di quella del segnale ricevuto. Esso dà luogo ad un guadagno per effetto della differenza di fase del segnale indotto in esso e reirradiato sull'elemento attivo dell'antenna. Per questo suo modo di funzionare, esso apporta una diminuzione di impedenza all'elemento attivo. La stessa cosa accade per gli elementi direttori.

Le impedenze di alimentazione di antenne Yagi a 6 o 10 elementi sono di pochi ohm. Per aumentare questa impedenza, nell'antenna di Fig. 28 l'alimentazione non avviene al centro dell'elemento attivo, bensì relativamente lontano dal centro (Fig. 29). Come si è detto nel precedente Cap. V e nella relativa Fig. 9, per un dipolo semplice l'impedenza al punto di alimentazione è di 72 Ω; man mano che ci si allontana dal centro, l'impedenza aumenta. È pertanto possibile trovare, lungo l'elemento attivo, due punti fra i quali l'impedenza di alimentazione risulti di 300 Ω e ai quali possa perciò essere collegata direttamente la linea di trasmissione.

I costruttori di antenne Yagi per televisione in UHF usano suddividere la gamma 470-890 MHz in tre sottogamme che di solito si

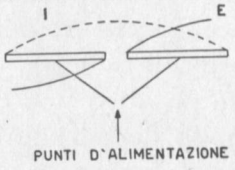


Figura 29. - Sistema di alimentazione « a delta » per antenna Yagi a molti elementi.

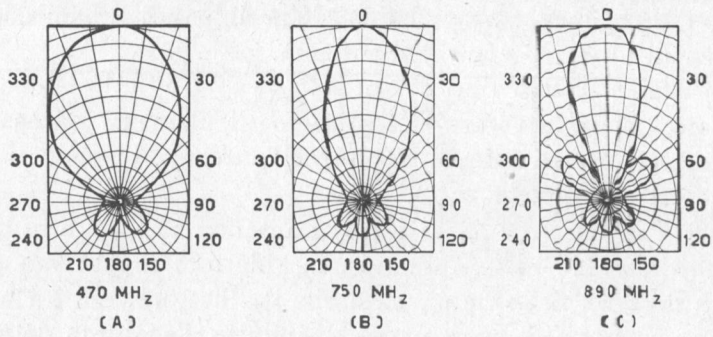


Figura 30. - Diagrammi di direttività orizzontale dell'antenna Yagi a 10 elementi di Fig. 28.

estendono: la prima da 470 a 600 MHz; la seconda da 600 a 750 MHz; la terza da 750 a 890 MHz. Per ognuna di queste bande parziali viene costruito un tipo di antenna Yagi, per cui con tre soli tipi si copre tutta la banda UHF.

Naturalmente, pur essendo ogni antenna dimensionata per la frequenza centrale di ogni sottogamma, agli estremi della sottogamma si ha una leggera diminuzione del guadagno dell'antenna e una alterazione della sua impedenza di alimentazione. Malgrado ciò, il guadagno di un'antenna Yagi a 10 elementi si mantiene sempre superiore a 9 decibel su tutta la sottogamma di funzionamento dell'antenna.

Il diagramma di radiazione delle antenne Yagi a molti elementi per UHF presenta un lobo principale molto stretto e alcuni lobi secondari, dei quali qualcuno (anche se piccolo) è orientato in direzione posteriore all'antenna. Nelle Figg. 30 *A*, *B* e *C* sono raggruppati i diagrammi di radiazione dell'antenna Yagi a 10 elementi di Fig. 28 dimensionata per le frequenze di 533, 695 e 821 MHz. Come si vede da tali figure, questo tipo di antenna ha un diagramma di direttività molto stretto per cui richiede di essere orientato con molta precisione per raggiungere i risultati migliori. Naturalmente, date le caratteristiche di propagazione alle UHF, occorre che fra antenna ricevente e antenna trasmittente non esistano ostacoli di sorta.

Nella Fig. 31 è illustrato un altro tipo di antenna Yagi a sei elementi. Gli elementi sono molto distanziati. Per la soluzione del problema dell'adattamento di impedenza si è adottato un altro sistema, che consiste nell'impiego di un doppio dipolo ripiegato. Questo tipo

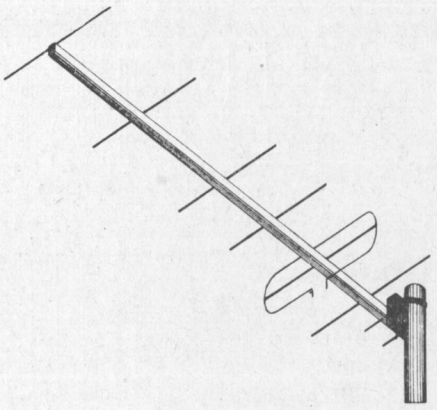


Figura 31. - Altro tipo di antenna Yagi a sei elementi e doppio dipolo ripiegato.

di elemento attivo, preso a solo, avrebbe un'impedenza nel punto di alimentazione, di 600 Ω. Però se viene usato insieme ad elementi parassiti, la impedenza di alimentazione diminuisce fino a diventare circa 300 Ω.

Questo valore di impedenza si adatta perfettamente con l'impedenza caratteristica delle linee di trasmissione per UHF.

Con un'antenna del tipo di quella di Fig. 31 si coprono cinque

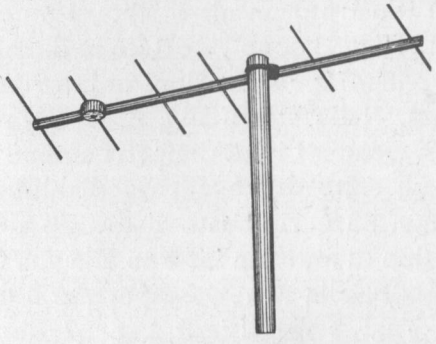
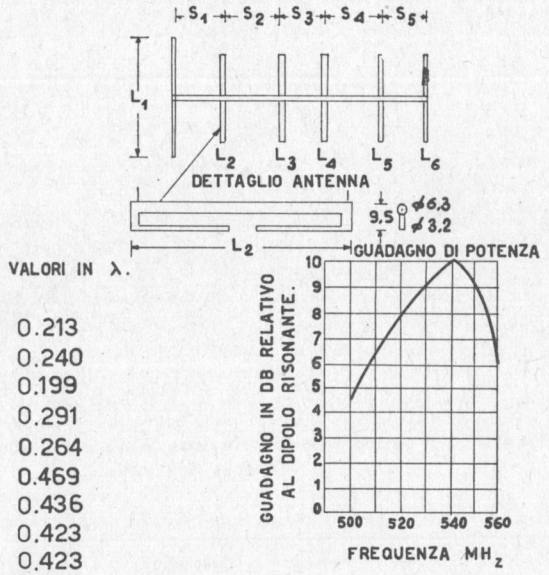


Figura 32. - Antenna Yagi per UHF.



	mm.	VALORI IN λ.
S_1	117	0.213
S_2	132	0.240
S_3	109	0.199
S_4	160	0.291
S_5	156	0.264
L_1	270	0.469
L_2	243	0.436
L_3	235	0.423
L_4	235	0.423
L_5	230	0.412
L_6	228	0.406

Figura 33. - Dimensionamento e guadagno di potenza della antenna Yagi per UHF di Fig. 32.

canali della parte a frequenza più bassa della gamma UHF oppure otto canali della parte a frequenza più alta.

Un'antenna di questo tipo fornisce, rispetto ad un normale dipolo ripiegato (considerato come antenna di riferimento) un guadagno di circa 9 decibel; all'estremità a frequenza più bassa della gamma UHF il guadagno risulta maggiore (normalmente superiore a 10 db).

Nella Fig. 32 è illustrato un altro tipo di antenna Yagi a sei elementi, della quale in Fig. 33 sono riportate le dimensioni in millimetri per la frequenza di 540 MHz e in frazioni di lunghezze d'onda per qualsiasi altra frequenza. Nella stessa Fig. 33 è riportato lo schizzo del dipolo ripiegato con elementi i cui diametri stanno nel rapporto 2 a 1, per cui si ottiene un salto di impedenza di alimentazione di 4 a 1.

Ancora nella Fig. 33 è riportato il grafico del guadagno che si ottiene con questo tipo di antenna intorno alla sua frequenza di dimensionamento (540 MHz). Nella Fig. 34 è riportato il diagramma di radiazione dell'antenna Yagi per UHF di Fig. 32 dimensionata secondo la Fig. 33.

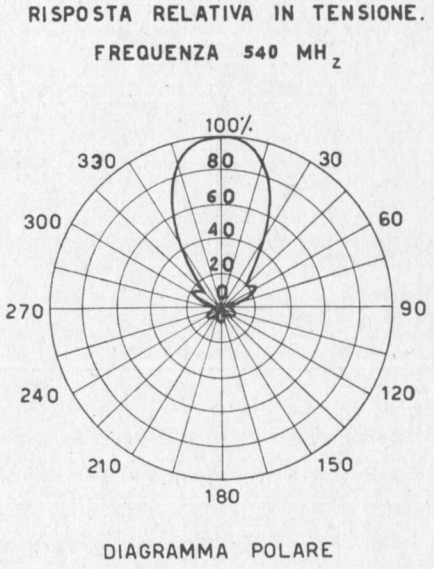


Figura 34. - Diagramma di radiazione dell'antenna Yagi per UHF di Fig. 32.

Antenna rombica orizzontale per UHF.

Nelle ricezioni (o trasmissioni) a frequenze UHF, mediante una antenna rombica si possono ottenere guadagni compresi fra 10 e 16 db, incontrando, nella costruzione, difficoltà non superiori a quelle che si hanno con i sistemi di antenna ad elementi parassiti (antenne Yagi).

La costruzione delle antenne rombiche comincia ad essere realizzabile praticamente alle frequenze più alte della gamma VHF, ossia verso i 200 MHz, per divenire poi agevole nella gamma delle UHF.

Il campo utile di frequenza per una antenna rombica nella gamma UHF è contenuto nel rapporto 2 : 1, ossia per frequenze maggiori del 40 %, o minori del 30 % rispetto a quelle di progetto. Questo campo è un po' inferiore di quello delle antenne rombiche usate nel campo delle onde corte, per comunicazioni che si valgano dell'onda spaziale. Per ricezione e trasmissione sull'onda di terra si utilizza soltanto la direzione di propagazione orizzontale ed un campo di frequenza con rapporto superiore a 2 : 1 non può essere coperto senza una variazione eccessiva nell'angolo verticale di massima irradiazione.

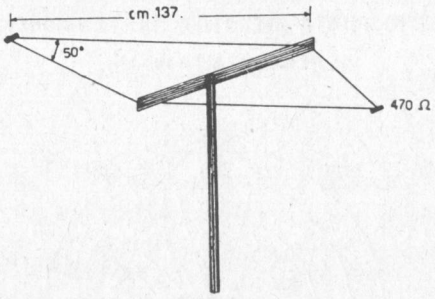


Figura 35. - L'antenna rombica per UHF.

Nella Fig. 35 è illustrata un'antenna rombica per UHF.

Le dimensioni di un'antenna rombica, in relazione alla frequenza di progetto, si deducono dal diagramma di Fig. 36, che fornisce l'angolo di inclinazione ottimo in funzione della lunghezza del lato (vedi Fig. 37). Il guadagno di un'antenna rombica cresce con la lunghezza dei lati. Alle UHF diviene sconsigliabile costruire antenne rombiche con lati più corti di 4 λ mentre la larghezza del fascio comincia a diventare eccessivamente ristretta per lati di lunghezza maggiore di 8 λ.

Un buon compromesso tra larghezza del fascio e guadagno, si ha con una lunghezza dei lati pari a 6 λ.

Nella Fig. 38 è riportato il grafico del guadagno ottenibile con l'antenna rombica di Fig. 35. Come si vede, essendo relativamente corta la lunghezza dei lati di tale antenna, il guadagno cresce fortemente al crescere della frequenza.

Nella Fig. 39 è ripoprtato il diagramma di radiazione dell'antenna rombica di Fig. 35 alla frequenza di 500 MHz.

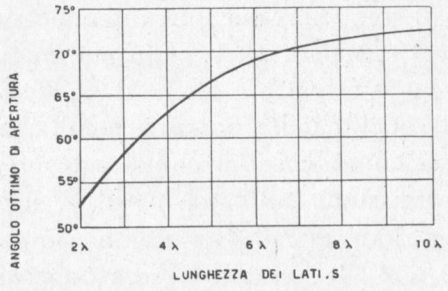


Figura 36. - Grafico per il progetto di antenne rombiche per UHF.

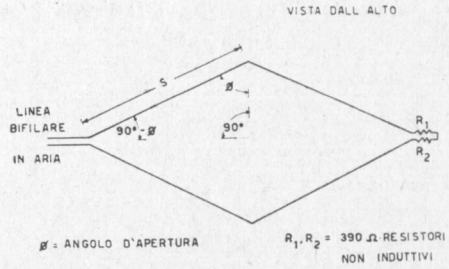


Figura 37. - L'antenna rombica per VHF-UHF.

L'angolo d'inclinazione dato dal diagramma di Fig. 36 è basato su un « angolo d'onda » di zero gradi. Per lunghezze dei lati maggiori di 4 λ sarà necessario sviluppare di qualche percento le dimensioni dell'antenna (allungando leggermente i lati) se l'angolo d'elevazione del piano d'antenna supera i tre gradi.

Come linea di alimentazione si consiglia una linea bipolare con impedenza caratteristica di 450 o 600 Ω.

Con una tale linea il rapporto di onde stazionarie risulterà inferiore a 2 : 1. Una linea con spaziatura di 5 cm è adatta per frequenze

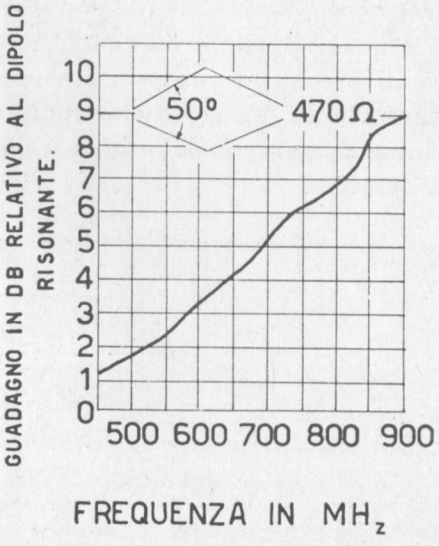


Figura 38. - Guadagno di potenza delle antenne rombiche per UHF.

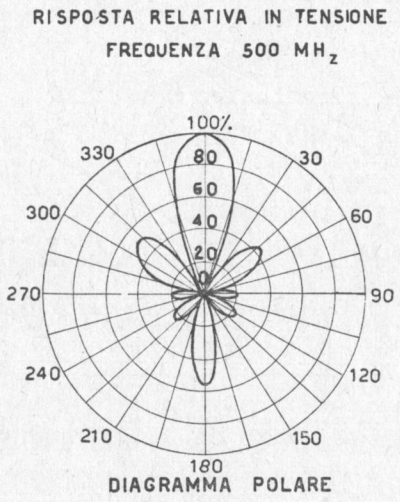


Figura 39. - Diagramma di radiazione delle antenne rombiche per UHF.

inferiori ai 100 MHz, mentre per le frequenze più alte è consigliabile una spaziatura di 2,5 cm, come si usa nella linea tipo *Gonset* per installazioni televisive.

Una tale linea può collegarsi direttamente al ricevitore televisivo con impedenza d'entrata di 300 Ω, purché l'adattamento dal lato dell'antenna sia sufficientemente buono così da sopprimere la doppia immagine, dovuta agli « echi » di linea. Se l'antenna deve essere usata solo in ricezione, la linea di alimentazione può essere costituita da una piattina bifilare, a meno che la linea non sia troppo lunga.

Per linee molto lunghe è preferibile la linea a due fili separati perché offre perdite più basse.

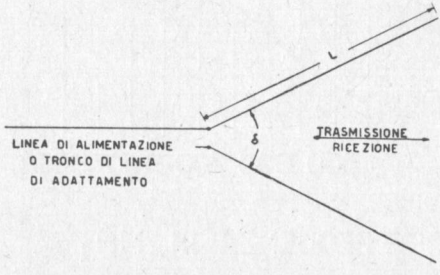


Figura 40. - L'antenna a « V » per UHF.

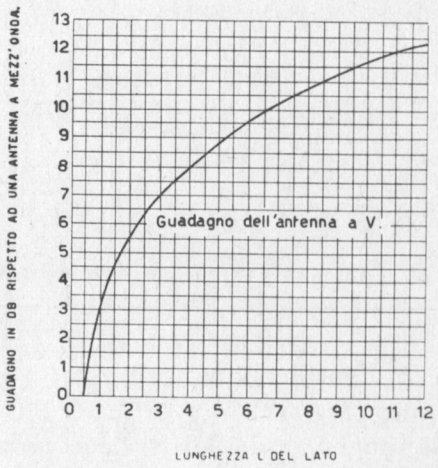


Figura 41. - Guadagno dell'antenna a « V » per UHF.

Per altre notizie sulle antenne rombiche vedasi quanto detto nel Cap. VIII.

Antenne a V per UHF.

L'antenna a *V* (Fig. 40) è stata già trattata nel Cap. VIII e a tale trattazione rimandiamo il lettore per le notizie e i dati fondamentali su questo tipo di antenna.

L'antenna a « V » si presta ottimamente ad essere impiegata alle UHF poiché, date le lunghezze d'onda in gioco, risulta possibile impie-

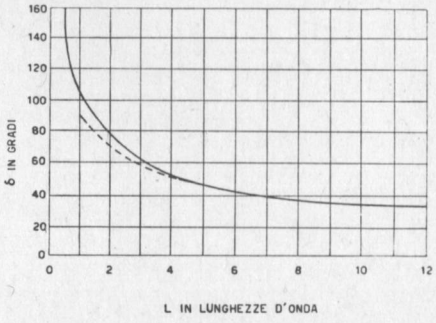


Figura 42. - Grafico per il progetto di antenna a « V » per UHF (La curva tratteggiata vale nel caso che i rami del « V » siano più corti di 3 λ).

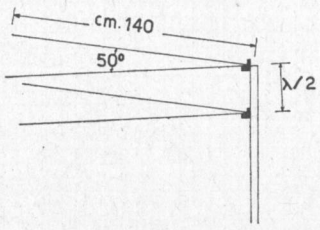


Figura 43. - Antenna a due « V » sovrapposte, per UHF.

gare lati di lunghezza considerevole (espressa in λ), per cui il guadagno diviene molto alto (Fig. 41).

Al variare della lunghezza dei lati si deve variare l'angolo di apertura del *V* per ottenere la coincidenza dei lobi di radiazione dei due lati del *V*. Nella Fig. 42 è riportato un grafico che fornisce i valori dell'angolo del *V* per le varie lunghezze dei lati (in lunghezze d'onda).

Sovrapponendo due antenne a *V* alla maniera indicata in Fig. 43 e se i lati della *V* hanno una lunghezza di 2,25 λ (calcolata alla frequenza centrale della gamma UHF) si ottiene un guadagno di circa 7 db su tutta la gamma delle UHF. Questo guadagno varia al variare dell'angolo di apertura del *V*, alla maniera indicata in Fig. 44. Per

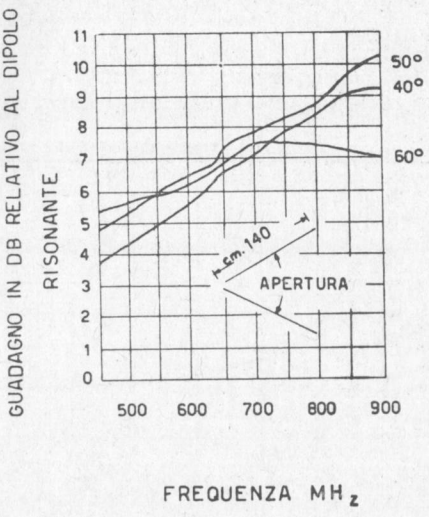


Figura 44. - Guadagno in funzione dell'angolo di apertura delle antenne a due « V » sovrapposte, per UHF.

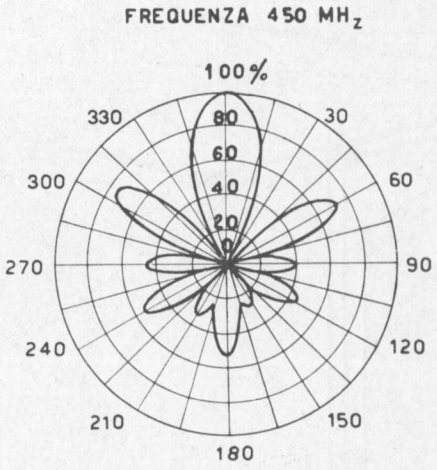


Figura 45. - Diagramma di radiazione dell'antenna a due « V » sovrapposte, per UHF.

un'antenna con una sola *V* anziché con due *V* sovrapposte, il guadagno risulterà di 3 db inferiore rispetto a quello indicato dalla Fig. 44.

Nella Fig. 45 è riportato il diagramma di radiazione dell'antenna di Fig. 43 sulla frequenza di 450 MHz. Come si vede, oltre ad un lobo principale, vi sono numerosi lobi secondari, che possono dar luogo a notevoli interferenze e fantasmi nella ricezione televisiva a UHF effettuata con questo tipo di antenna, qualora nella località di ricezione esistano forti segnali riflessi.

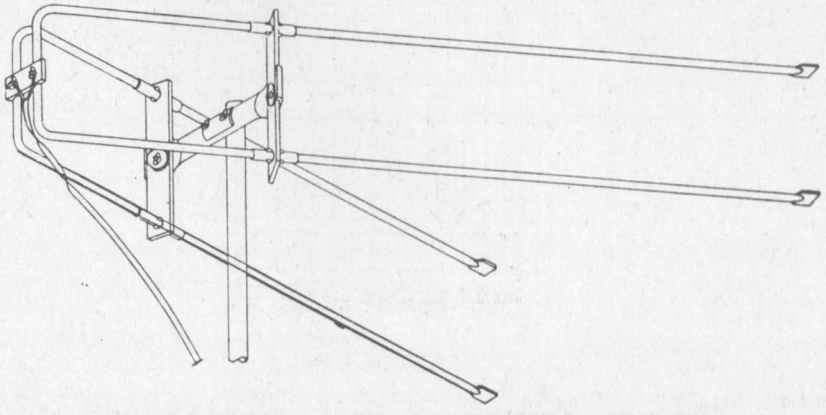


Figura 46. - Antenna a due « V » sovrapposte per UHF.

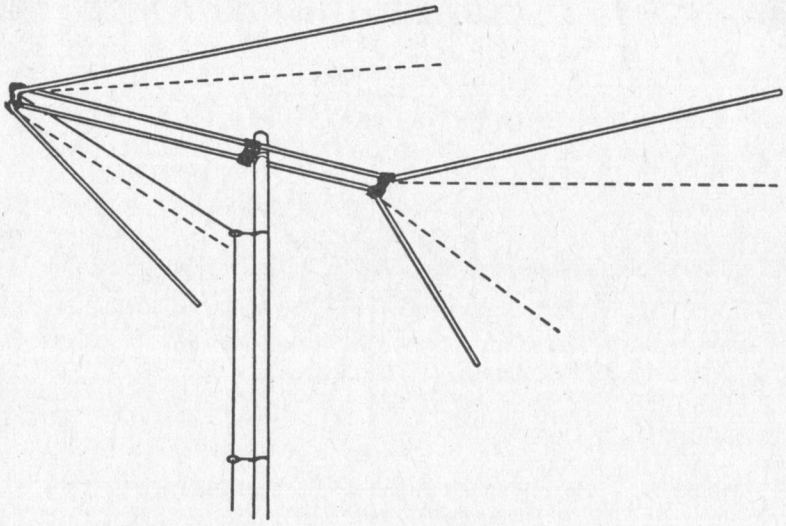


Figura 47. - Antenna a due « V » allineate, per UHF.

Nella Fig. 46 sono chiaramente visibili i dettagli costruttivi dell'antenna a due *V* sovrapposte.

Nella Fig. 47 è illustrata una variante all'antenna di Fig. 46, variante che consiste nel disporre, sullo stesso piano orizzontale e l'una dinanzi all'altra, due antenne a *V*. I vertici di queste antenne

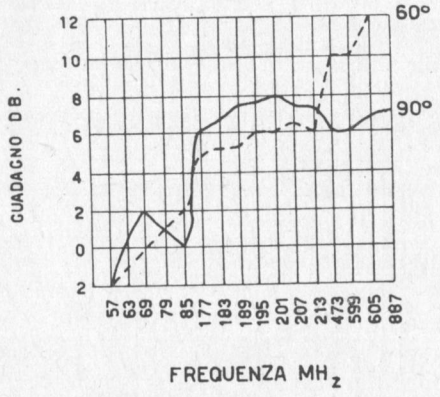


Figura 48. - Guadagno dell'antenna a due « V » a fase progressiva per UHF.

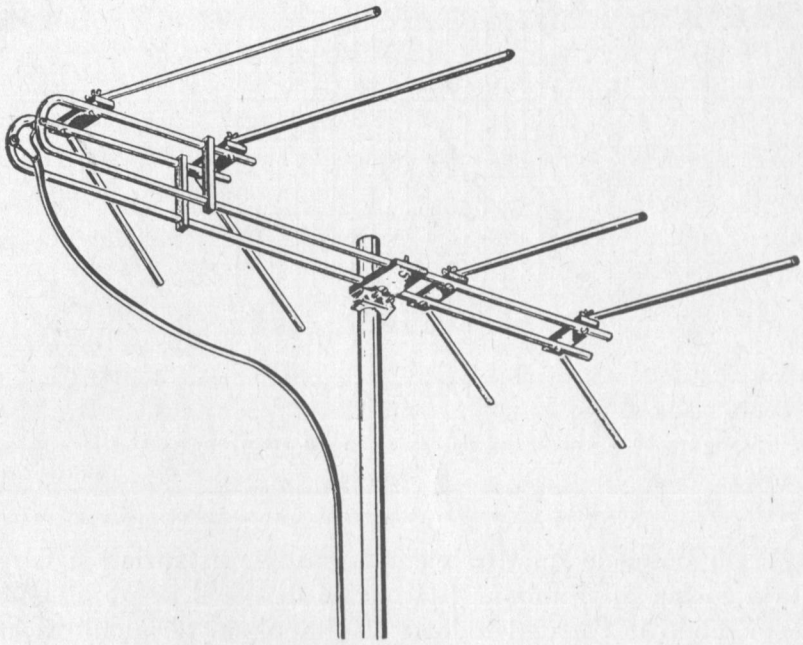


Figura 49. - Antenna a trombone per UHF.

sono collegati a due aste che svolgono anche le funzioni di sostegno meccanico.

Il guadagno di questa antenna (Fig. 48) si mantiene sostanzialmente costante su tutta la gamma UHF e il suo valore si aggira sui 12 decibel rispetto al dipolo a mezza onda. La stessa antenna può essere usata anche per i canali più alti della gamma VHF, ma in questo caso il guadagno si riduce a 6 decibel. Sui canali più bassi della gamma VHF il guadagno risulta circa uguale a quello di un normale dipolo a mezza onda.

A parità di lunghezza dei lati, aumentando l'angolo di apertura del *V* si favorisce la ricezione delle frequenze più basse; diminuendolo si favorisce quella delle frequenze più alte. Così, per 45° di angolo di apertura si favorisce la ricezione delle UHF; per 60° quella delle VHF-UHF e per 90° quella delle VHF.

Antenna a trombone per UHF.

L'antenna a trombone costituisce un'altra variante all'antenna a *V* ed impiega quattro *V* montate alla maniera indicata in Fig. 49.

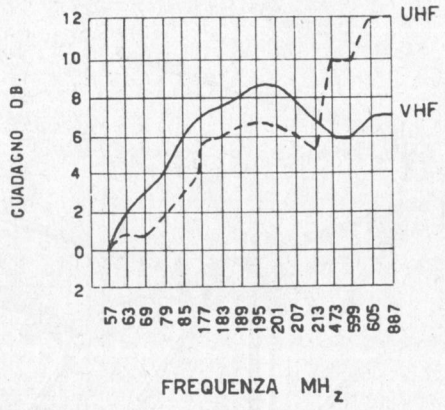


Figura 50. - Guadagno dell'antenna « a trombone » per UHF.

Essa perciò possiede quattro elementi attivi distanziati e fissati ad un'asta a forma di trombone (da ciò ne deriva il nome all'antenna). A questo modo le correnti indotte risultano, sui terminali di attacco della linea di discesa, in fase.

Questa antenna presenta un guadagno tendenzialmente crescente al crescere della frequenza (Fig. 50) e che su tutta la gamma UHF si aggira intorno ai 10 decibel. Questo guadagno risulta di circa 6 decibel sui canali più alti della gamma VHF e scende a 1 ÷ 3 decibel sui canali più bassi di tale gamma.

Questa antenna, alle UHF, fornisce un ottimo rapporto fronte/retro, mentre alle VHF le sue caratteristiche di direttività risultano molto variabili.

Antenna elicoidale.

Alle frequenze UHF diviene fisicamente realizzabile un tipo particolare di antenna a polarizzazione circolare.

La maggior parte delle antenne per VHF e per UHF ha una polarizzazione orizzontale oppure verticale, comunque è una polarizzazione in un piano. Le antenne con polarizzazione circolare hanno interessanti caratteristiche che possono essere utili in certe applicazioni. L'installazione di una simile antenna può infatti risolvere il problema del collegamento indifferentemente con stazioni con antenne a polarizzazione orizzontale oppure verticale.

L'energia di un'onda polarizzata circolarmente è ripartita ugualmente nella componente a polarizzazione verticale ed in quella a polarizzazione orizzontale, essendo le due componenti spostate di fase di 90°.

L'onda polarizzata circolarmente può essere sinistrorsa, o destrorsa, a seconda che la componente polarizzata verticalmente anticipa o ritarda sulla componente orizzontale.

Un'antenna a polarizzazione circolare potrà captare qualsiasi onda che sia polarizzata su un piano orizzontale, o verticale, oppure diagonale.

Così un'onda che sia polarizzata circolarmente potrà essere ricevuta da una antenna a polarizzazione piana indipendentemente dal piano di polarizzazione di questa antenna. Si noti però che se entrambe le stazioni corrispondenti usano antenne a polarizzazione circolare, entrambe le antenne debbono essere a polarizzazione destrorsa, o a polarizzazione sinistrorsa. Questo offre interessanti possibilità per la riduzione delle interferenze.

La struttura più semplice per un'antenna direzionale a fascio con polarizzazione circolare è forse quella elicoidale di Kraus. L'antenna consiste semplicemente in un'elica di filo metallico, con asse perpendicolare ad un disco collegato a terra, alimentata con cavo coassiale. Nel campo delle frequenze UHF e nelle bande superiori del campo delle frequenze VHF le dimensioni dell'elica risultano abbastanza piccole perché la si possa costruire senza eccessive difficoltà.

Se l'antenna elicoidale a fascio è ben dimensionata essa può classificarsi fra quelle a « larga banda ». Infatti il lobo principale del diagramma di radiazione, nelle condizioni di dimensionamento ottimo, presenta piccole variazioni, mentre l'impedenza del punto di alimentazione resta quasi invariata attorno ad un valore medio di 125 Ω, per un campo di frequenze con rapporto da 1,7 a 1.

Il senso della « rotazione elettrica » (destrorso o sinistrorso) dipende dal senso di avvolgimento dell'elica.

Nella Fig. 51 è schematizzata un'antenna elicoidale a fascio con 6 spire. Le dimensioni ivi indicate daranno buoni risultati su un campo di frequenze compreso entro il $\pm$ 20 % della frequenza di progetto. Ciò dimostra che le dimensioni non sono particolarmente critiche quando l'antenna deve essere usata per una sola frequenza o per una banda di frequenze abbastanza ristrette quali sono quelle per radiodilettanti. Alla frequenza di progetto l'apertura del fascio è di circa

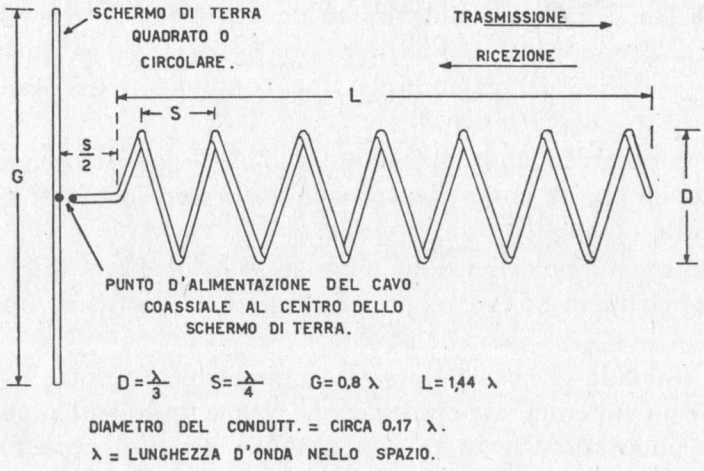


Figura 51. - Antenna elicoidale.

50° ed il guadagno di potenza di 12 db, riferito ad un'antenna non direttiva con polarizzazione circolare.

Per il campo di frequenza da 100 a 500 MHz lo schermo di terra può essere convenientemente realizzato con rete metallica a maglie di 2,5 cm fissate su un telaio circolare o quadrato che potrà essere di legno, o di metallo. La rete dovrà essere del tipo trattato galvanicamente dopo la tessitura. Una piccola lamiera metallica, di diametro pari a circa $D/2$ deve essere fissata al centro dello schermo mediante stagnatura. Questo disco potrà essere di ferro stagnato galvanicamente o di rame. Il conduttore esterno del cavo coassiale (RG-63/U di 125 Ω) viene collegato a questo disco mentre il conduttore interno si collega all'elica attraverso un foro praticato al centro del disco. L'estremità del cavo deve essere sigillata per evitare che nel cavo penetri umidità.

Dalla Fig. 51 si vede che l'antenna vera e propria consta di sei spire intere. L'inizio dell'elica si trova ad una distanza $S/2$ dallo schermo di terra (essendo S il passo dell'elica) ed il conduttore va direttamente dal centro dello schermo di terra al punto d'inizio dell'elica.

Per l'elica è adatto un tubo di alluminio ricotto, oppure di rame.

Nel campo delle frequenze VHF, date le notevoli dimensioni dell'elica, sarà necessario sostenere l'elica mediante due o quattro longheroni di legno. Essi dovranno avere la minima sezione trasversale, compatibile con la resistenza meccanica del complesso, e do-

vranno essere protetti con più strati di vernice. Lo schermo di terra è fissato in testa ai longheroni e l'insieme è sostenuto nel centro di gravità, se esso deve essere girevole.

Il tubo di alluminio, nei diametri maggiori, si trova in commercio solo per lunghezze inferiori ai 2 m. In tali casi si congiungono diversi tronchi mediante giunture telescopiche bloccate con viti. Il tubo viene avvolto su un cilindro a spire serrate, che vengono poi distanziate secondo il passo desiderato. Si noti che la lunghezza di una spira completa è maggiore della circonferenza di un cerchio di diametro D. Tuttavia è inutile in qualsiasi caso cercare di calcolare di quanto si deve aumentare il diametro iniziale, per compensare la diminuzione che si verifica quando le spire vengono distanziate, giacché il tubo tende ad allargarsi elasticamente ad un diametro non determinabile a priori, quando viene tolto dal cilindro usato per l'avvolgitura.

Tale aumento di diametro dipende dalla durezza, dal diametro e dallo spessore della parete del tubo usato. Può quindi essere utile provare con una sola spira su cilindri di diverso diametro per trovare quel valore iniziale che darà il diametro voluto dell'elica a spire distanziate del passo prestabilito.

Circa le caratteristiche di questa antenna valgono le seguenti formule elementari: indichiamo con

n = numero di spire dell'elica;

C_λ = rapporto fra la circonferenza di una spira e la lunghezza d'onda in spazio libero = $2\pi r/\lambda$ (con r = raggio di avvolgimento valutato al centro del filo);

S = passo dell'elica;

P_λ = rapporto S/λ fra il passo dell'elica e la lunghezza d'onda in spazio libero;

d = angolo di avvolgimento dell'elica, corrispondente a metà dell'angolo di apertura della spira.

Si ha:

Apertura del fascio (a — 3 db)

$$B_{-3db} = \frac{52^\circ}{C_\lambda \sqrt{n P_\lambda}}$$

Direzione del primo zero nel diagramma di radiazione (ossia direzione alla quale corrisponde una radiazione nulla, vicino al lobo di radiazione massima)

$$B_0 = \frac{115^\circ}{C_\lambda \sqrt{n P_\lambda}}$$

Guadagno

$$G = 15\, n C_\lambda^{\,2} P_\lambda$$

Impedenza di entrata

$$R = 140\, C_\lambda$$

Se $C_\lambda \leq 2/3$ l'impedenza d'entrata dell'antenna elicoidale varia sensibilmente al variare della frequenza. Se invece è $0{,}75 < C_\lambda < 1{,}34$ l'impedenza d'entrata risulta quasi indipendente dalla frequenza, purché d e n non siano troppo piccoli. Per esempio, per d compreso fra 12° e 15° e n maggiore di 3 si ha un'impedenza di entrata quasi puramente resistiva e compresa fra 100 e 200 Ω, e più precisamente l'impedenza d'entrata risulta

$$Z_e = 140\, C_\lambda$$

Su questa impedenza hanno scarsa influenza la natura del materiale che sostiene l'elica, il diametro del conduttore e la disposizione o le dimensioni dello schermo di terra.

Antenne omnidirezionali per UHF.

Può avvenire in qualche caso che la direttività di un'antenna, oltre ad essere inutile, possa risultare dannosa. Ciò accade particolarmente nel caso in cui un ricevitore debba ricevere molte stazioni, dislocate secondo varie direzioni. In queste condizioni è particolarmente utile disporre di un'antenna omnidirezionale, ossia di un'antenna che presenti lo stesso guadagno in tutte le direzioni.

La caratteristica di omnidirezionalità può essere ottenuta piegando in circolo un normale dipolo ripiegato, alla maniera indicata

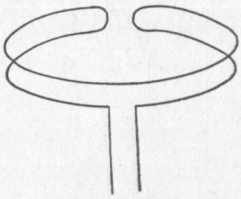


Figura 52. - Antenna omnidirezionale a dipolo ripiegato circolare.

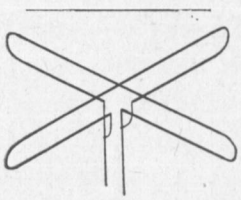


Figura 53. - Antenna omnidirezionale a due dipoli incrociati.

in Fig. 52. Con un'antenna di questo tipo si ottiene un diagramma di direzionalità praticamente circolare.

Quando un'antenna di questo tipo viene usata in trasmissione si ha ovviamente una uguale distribuzione dei segnali su tutto l'angolo giro, invece di avere tali segnali concentrati in una o due direzioni soltanto. Evidentemente l'intensità dei segnali ricevuti in un determinato punto risulterà più bassa di quella che si avrebbe se si impiegasse un'antenna unidirezionale o bidirezionale.

Il guadagno di questo tipo di antenna è negativo, ossia essa presenta un guadagno di 2 o 3 decibel inferiore rispetto al dipolo a mezza onda, orientato secondo la direzione di provenienza dei segnali.

Un risultato analogo a quello dell'antenna di Fig. 52 si ottiene con l'antenna di Fig. 53, costituita da due dipoli ripiegati e disposti perpendicolarmente l'uno all'altro, nel piano orizzontale. I punti di alimentazione dei due dipoli sono collegati in parallelo, a coppia. In seguito a ciò, l'impedenza di alimentazione di questa antenna risulta di 150 Ω.

La linea di trasmissione potrà essere a 300 Ω, purché si sia disposti a tollerare un rapporto di onde stazionarie di 2 a 1, altrimenti bisognerà inserire un tronco di linea per adattamento d'impedenza.

Il diagramma di radiazione di questo tipo di antenna è quasi circolare e presenta quattro zone di minore intensità in corrispondenza alle bisettrici degli angoli formati dai due dipoli.

Invece di usare dipoli ripiegati si possono usare dipoli semplici e in questo caso si ottiene un'impedenza di entrata al sistema di antenna di 36 Ω.

L'antenna verticale a « J ».

L'antenna verticale a « J » è un radiatore verticale combinato con una sezione di adattamento a quarto d'onda. Essa rappresenta una

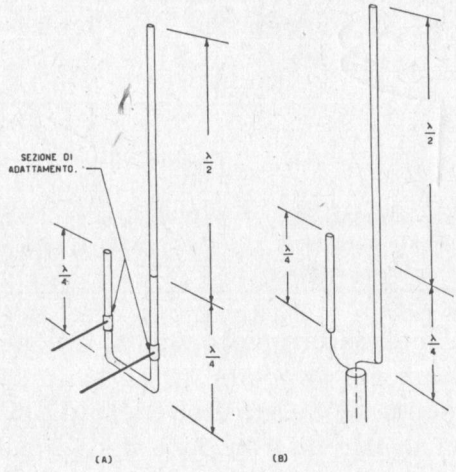


Figura 54. - L'antenna verticale a « J ».

versione della normale antenna alimentata ad una estremità, e si presta particolarmente per tutte le frequenze dalle HF alle UHF.

La differenza rispetto all'antenna alimentata all'estremità consiste nell'impiego di un sistema di adattamento d'impedenza con la linea bifilare di trasmissione. Questo sistema è indicato in Fig. 54 *A*.

L'impedenza di entrata dell'antenna è di circa 50 Ω per cui, se l'antenna è alimentata mediante un cavo coassiale (a 50 Ω), questo può essere collegato direttamente alla base dell'antenna, alla maniera indicata in Fig. 54 *B*.

Se invece si deve alimentare l'antenna mediante una linea bifilare bisognerà effettuare il collegamento fra questa e l'antenna mediante due manicotti (vedi Fig. 54 *A*) che verranno fatti scorrere su e giù per l'antenna, fino ad ottenere un corretto adattamento d'impedenza. Il raggiungimento dell'adattamento verrà indicato dalla massima intensità di segnale captato dall'antenna.

Se si vuole, la barra orizzontale in basso dell'antenna può essere collegata a terra, nel suo punto centrale.

L'impiego delle antenne a *J* è limitato da alcuni inconvenienti. Molto spesso avviene che i conduttori che vanno alla sezione di adattamento di impedenza e anche quelli della sezione stessa irradiano e la loro irradiazione, sommandosi a quella del radiatore principale del-

l'antenna, produce una alterazione del diagramma di radiazione, aumentando sensibilmente l'altezza dell'angolo di radiazione verticale.

Questo fatto accade soprattutto alle frequenze VHF e UHF, alle quali frequenze la distanza fra i conduttori della linea di adattamento è relativamente grande, rispetto alla lunghezza d'onda.

Le caratteristiche di radiazione verticale vengono perdute quando l'antenna funziona ad una frequenza differente da quella di risonanza ed è soprattutto per questa ragione che questo tipo di antenna trova scarse applicazioni.

Alla risonanza, il guadagno delle antenne a *J* è di zero decibel

Antenna disco-conica (Discone) per UHF.

Come per le antenne rombiche, la realizzazione dell'antenna disco-conica diviene sempre più agevole man mano che si aumenta la frequenza.

L'antenna disco-conica è un radiatore omnidirezionale polarizzato verticalmente, che ha caratteristiche di banda molto larga ed una struttura semplice e rudimentale. Questa antenna presenta un'impedenza nel punto di alimentazione praticamente uniforme e adatta per il collegamento diretto con linee coassiali su una banda di frequenze molto ampie. Anche il diagramma di radiazione è adatto per la trasmis-

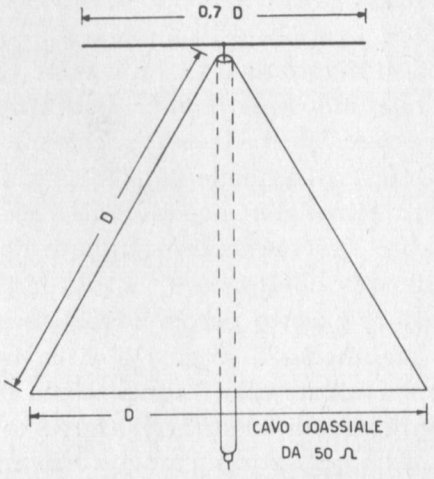


Figura 55. - Antenna disco-conica (Discone) per UHF.

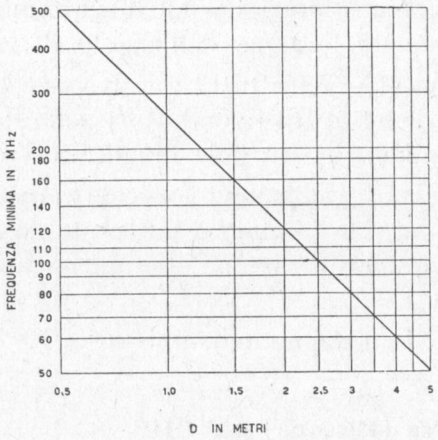


Figura 56. - Grafico per il progetto delle antenne disco-coniche (Discone) per UHF.

sione con onde di terra e inoltre il guadagno varia trascurabilmente su un vasto campo di frequenze.

L'antenna disco-conica può essere costruita con materiali poco costosi e con gli usuali utensili di laboratorio.

Nella Fig. 55 è rappresentata schematicamente l'antenna disco-conica. La lunghezza della generatrice *D* del cono deve essere circa uguale ad un quarto della lunghezza d'onda nello spazio corrispondente alla frequenza più bassa. L'antenna può allora essere impiegata su un campo di frequenze con rapporto di almeno 8 a 1. A talune frequenze entro questo campo, il diagramma di radiazione verticale tende ad alzarsi leggermente, causando una debole diminuzione di guadagno ad angolo di elevazione zero.

Per frequenze inferiori a quelle per cui la generatrice del cono è uguale ad un quarto di lunghezza d'onda, il rapporto d'onde stazionarie comincia a salire e cresce molto rapidamente per frequenze inferiori del 20 % al valore suddetto.

Quest'ultimo valore è detto perciò « frequenza di taglio » dell'antenna. Assumendo la lunghezza *D* pari a circa un quarto della lunghezza d'onda corrispondente alla frequenza più bassa utilizzata (con riferimento al diagramma di Fig. 56) il rapporto d'onde stazionarie risulterà inferiore ad 1,5 per tutto il campo di lavoro dell'antenna.

L'antenna disco-conica può essere considerata come un caso inter-

medio tra una tromba elettromagnetica ed un unipolo « ground-plane » rovesciato. Rispetto alla linea di alimentazione si comporta come un filtro passa alto ben adattato.

Il disco di sommità ed il manto conico possono essere costruiti con lamiera o rete metallica, oppure con 12 o più aste radiali. Se si usa rete metallica si dovrà realizzare un'intelaiatura di sostegno con tondino, o tubo. Nella soluzione con aste radiali esse dovranno essere collegate all'estremità da un anello rigido. Tali intelaiature non sono necessarie alle più alte frequenze date le dimensioni ridotte che assumono il disco ed il cono.

La larghezza di banda coperta dall'antenna disco-conica è inversamente proporzionale al diametro della base superiore del cono. Tale diametro deve essere solo leggermente superiore al diametro esterno del cavo coassiale usato per l'alimentazione dell'antenna.

La distanza fra il piano del disco e la base superiore del cono deve essere uguale a 0,3 volte il diametro della base superiore del cono.

Il disco è sostenuto da tre isolatori portanti, di ceramica a basse perdite, o di polistirolo, fissati alla sommità del cono. Questa è posta a terra mediante il palo di sostegno ed il conduttore esterno del cavo coassiale, che corre nell'interno del palo di sostegno, se esso è costituito da un tubo metallico. Un'altra disposizione, più adatta per stazioni mobili, si ha fissando la base del cono direttamente ad un effettivo piano di terra, quale ad esempio il tetto metallico di un'automobile.

Antenna « Directronic ».

In qualche località può avvenire che arrivino segnali di diverse stazioni televisive funzionanti nella stessa gamma di frequenze, ma secondo direzioni diverse. Nelle zone in cui le intensità dei segnali sono elevate, è possibile ottenere segnali forti anche se l'antenna non è orientata perfettamente sulla stazione; però in questo caso si avrà facilmente la sovrapposizione, sul segnale che si desidera ricevere, di altri segnali riflessi o interferenti, con conseguente danno per le immagini ricevute.

Da quanto sopra, deriva che è sempre meglio orientare l'antenna secondo la direzione di provenienza dei segnali che si vogliono ricevere, così che si migliorerà il rapporto segnale desiderato/segnale interferente.

In un caso come quello sopra accennato, l'impiego di un'antenna che possa selezionare le direzioni di provenienza dei vari segnali potrà essere veramente utile.

Per comprendere bene il funzionamento dell'antenna « Directronic » riepiloghiamo brevemente alcune caratteristiche fondamentali delle antenne.

Un'antenna a dipolo a mezza onda capta il segnale massimo quando il suo asse è perpendicolare alla direzione di provenienza dei segnali. Il diagramma di radiazione di un'antenna a mezza onda ha la forma di un ∞. Questa antenna è in grado di captare segnali in un angolo fra 40 e 45 gradi rispetto all'asse del lobo di radiazione. Per questa sua proprietà, essa può essere orientata anche con errori di direzione notevoli, senza apprezzabile pregiudizio per l'intensità del segnale captato. Ad esempio, un errore di $\pm 30°$ provoca una diminuzione di segnale compresa fra il 10 e il 15 %. Diminuzioni di segnale di questa entità passano praticamente inosservate nei moderni televisori, muniti di circuito di controllo automatico di guadagno.

Da quanto sopra deriva che disponendo tre distinti dipoli su un unico palo di sostegno, in modo che fra i loro assi esista un angolo di 60°, si ha la completa copertura di tutto l'angolo giro. Naturalmente, ogni dipolo deve essere munito della sua linea di discesa, la quale poi deve venire opportunamente commutata prima di andare al ricevitore, a seconda della direzione di provenienza dei segnali che si vogliono ricevere.

Il diagramma di radiazione di questo tipo di antenna presenterà sei lobi disposti a 60° l'uno dall'altro.

Naturalmente, l'impiego di tre differenti linee di discesa di antenna, oltre che costoso, è fonte di inconvenienti. Con l'impiego dell'antenna Directronic si ottengono gli stessi risultati come se si usassero tre differenti dipoli a 60° fra loro, ma si eviterà di avere tre linee di discesa.

I tre semidipoli (Fig. 57) sono collegati ciascuno ad un conduttore di una linea di discesa trifilare e, a coppia, due dei tre conduttori vengono inseriti all'entrata del ricevitore. Si vengono così a costituire tre coppie di dipoli che consentono di captare segnali secondo qualsiasi direzione desiderata.

Siccome ogni semidipolo fa con l'altro un angolo di 120°, si vengono a costituire tre dipoli ad astine inclinate ognuno dei quali, ri-

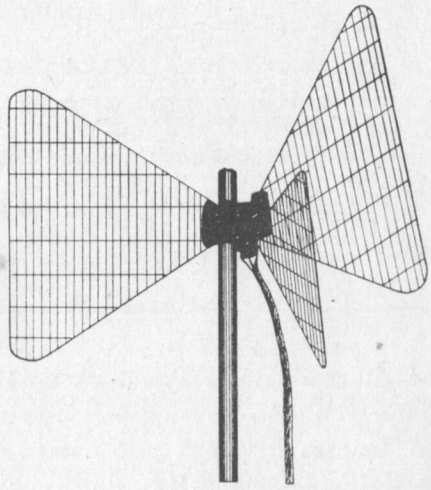


Figura 57. - Antenna « Directronic » per UHF.

spetto al dipolo con astine allineate, presenta il vantaggio di un guadagno leggermente migliore.

In un sistema del genere, qualora sia necessario ottenere un maggiore guadagno, si potranno sovrapporre due o più antenne come quella di Fig. 57.

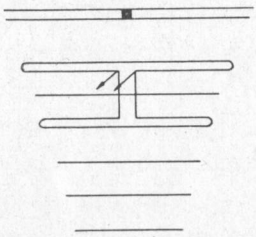
Naturalmente la linea di discesa deve essere di tipo speciale. Esistono in commercio linee tripolari tubolari, particolarmente adatte allo scopo.

L'orientamento dell'antenna Directronic non è critico, dato il carattere di omnidirezionalità di questa antenna.

Tuttavia, qualora si vogliono raggiungere i migliori risultati, converrà spostare di 10° in 10° l'orientamento dell'antenna fino ad ottenere il massimo segnale utile e il minimo segnale interferente o riflesso nelle varie direzioni.

Sovrapposizione delle antenne UHF.

Sovrapponendo l'una sull'altra varie antenne per UHF è possibile aumentare il guadagno complessivo del sistema di antenna. Analogamente a come accade alle VHF, l'ottima distanza di sovrapposizione deve essere fra 0,5 e 0,8 lunghezze d'onda. Logicamente, alle



CAMPO DI FREQ.	DISTANZE DI SOVRAPPOSIZIONE (in cm.)
A. 470-680 MHz	31,5 cm.
B. 550-820 MHz	27 cm.
C. 650-890 MHz	22 cm.

Figura 58. - Distanze di sovrapposizione per antenne Yagi per UHF.

UHF, dato che la lunghezza d'onda si aggira sui 50 cm, basta che i vari elementi d'antenna vengano sovrapposti con una distanza l'uno dall'altro di 25-30 cm. Questa distanza può essere considerata adatta per tutta la banda a UHF (470-890 MHz), dato che corrisponde a $\lambda/2$ all'estremità più bassa della banda. Nella Fig. 58 sono riportate le distanze di sovrapposizione consigliabili per le tre sottogamme in cui può venire suddivisa la gamma UHF.

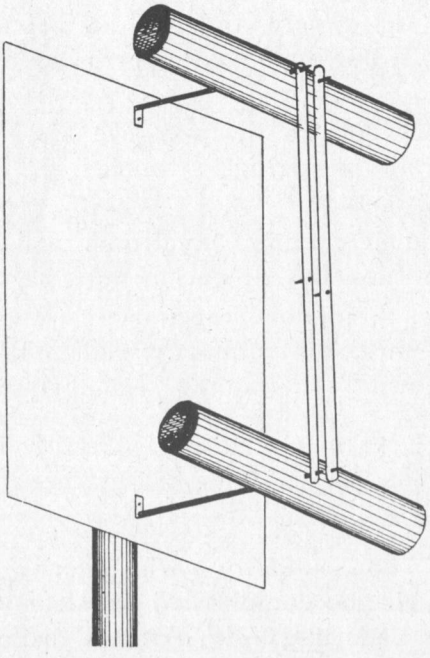


Figura 59. - Antenna a due dipoli cilindrici sovrapposti, per UHF.

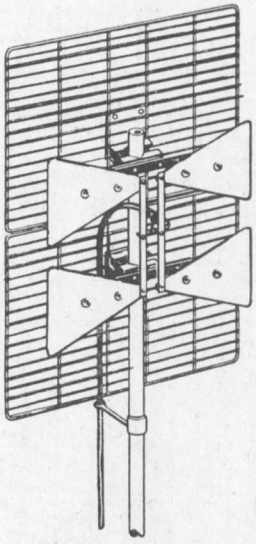


Figura 60. - Antenna a due dipoli triangolari sovrapposti con riflettore, per UHF.

In seguito alla sovrapposizione di due antenne si ottiene un aumento del guadagno compreso fra 2,5 e 4 db. Sovrapponendo l'una sull'altra quattro antenne, l'aumento di guadagno si aggirerà fra 5 e 6,5 db rispetto a ciascuna delle antenne che vengono sovrapposte.

Nelle Figg. 59, 60 e 61 sono rappresentati tre tipi di antenne sovrapposte. Quella della Fig. 59 è costituita da due dipoli cilindrici sovrapposti; quella di Fig. 60 da due dipoli triangolari sovrapposti e quella di Fig. 61 comprende quattro dipoli a ventaglio, sovrapposti. Tutte e tre le antenne sono munite posteriormente di schermo riflettente.

Bisogna tener presente che con la sovrapposizione delle antenne non solo si aumenta il guadagno del sistema rispetto a quello di ogni singola antenna, ma altresì se ne aumenta la larghezza di banda, mentre le direzioni di minima ricezione divengono meno evidenti.

Le antenne Yagi sono molto impiegate anche alle UHF dato che su tale gamma la restrizione della larghezza di banda è meno grave. Per esempio, se un'antenna Yagi ha un 20 % di larghezza di banda, ciò corrisponde alle UHF (600 MHz) ad un campo di frequenze nel quale possono trovare posto ben 15 canali televisivi, mentre il 20 % di

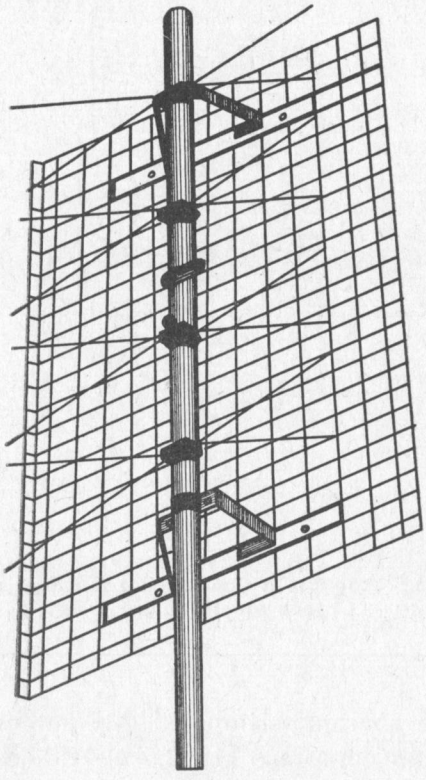


Figura 61. - Antenna a quattro dipoli sovrapposti, con riflettore, per UHF.

larghezza di banda alle VHF corrisponde (a 60 MHz) a neanche due canali televisivi.

Con tre antenne Yagi come quella di Fig. 58 si può coprire tutta la gamma delle UHF. Con la prima si copre la banda da 470 a 680 MHz, con la seconda la banda da 550 a 820, con la terza da 650 a 890 MHz.

Il concetto su cui si basa quest'antenna consiste nell'impiegare un elemento attivo a doppio dipolo, uno dei quali favorisce la ricezione di un estremo della banda ricevibile dall'antenna, mentre l'altro favorisce la ricezione dell'altro estremo. Posteriormente a questo doppio dipolo vi è un doppio riflettore che serve a migliorare il guadagno, garantendo inoltre un buon rapporto avanti/retro. I direttori migliorano il guadagno dell'antenna verso le frequenze più alte della banda e migliorano il diagramma di unidirezionalità dell'antenna. Fra i di-

poli è inserito un partocilare elemento parassita il quale, all'estremità alta della banda funziona da riflettore per il dipolo attivo più corto, mentre all'estremità bassa della banda lo stesso elemento parassita funziona da direttore per il dipolo più lungo.

Sovrapponendo quattro o più di questi sistemi di antenna si può ottenere un guadagno molto alto, unitamente ad un ottimo diagramma di direttività.

Antenne per VHF-UHF.

Uno dei problemi di più difficile soluzione è quello della realizzazione di antenne che siano in grado di fornire buone prestazioni tanto alle VHF quanto alle UHF.

La soluzione più semplice consisterebbe nel modificare un'antenna già esistente e predisposta per ricevere le VHF, adattandola a ricevere anche le UHF.

Fino ad oggi questo adattamento non ha mai fornito risultati soddisfacenti soprattutto perché si ottiene un cattivo diagramma di radiazione alle UHF, in quanto tale diagramma risulta molto stretto, e perciò di difficile orientamento, oltre che molto suscettibile alle riflessioni. Inoltre per poter ottenere un funzionamento soddisfacente alle UHF, bisognerebbe sacrificare almeno parzialmente il rendimento dell'antenna alle VHF. Infine, la necessità di ottenere un compromesso fra VHF e UHF equivarrebbe il più delle volte a sacrificare la ricezione delle UHF.

Anziché modificare un'antenna per VHF, adattandola a ricevere le UHF, si sono ottenuti risultati migliori progettando addirittura un'antenna per UHF, la quale consenta di ricevere le VHF. Così facendo, si è potuto ottenere un guadagno soddisfacente alle UHF, gamma sulla quale le condizioni di propagazione e l'entità delle riflessioni rendono particolarmente critico il problema dell'antenna. Naturalmente, con questo sistema risultano relativamente sacrificate le prestazioni dell'antenna alle VHF, ma questo peggioramento di solito potrà essere tollerabile, dato che le condizioni di propagazione delle VHF normalmente sono tali da consentire un guadagno di antenna relativamente minore. Pertanto, come l'esperienza ha dimostrato, partendo da un'antenna a UHF e adattandola anche alla ricezione delle VHF si possono ottenere risultati migliori di quelli ottenibili partendo da un'antenna per VHF e adattandola alle UHF.

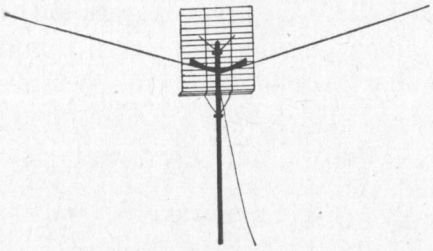


Figura 62. - Antenna Snyder per VHF-UHF.

Nella Fig. 62 è illustrata la modifica di un'antenna per UHF, per adattarla a ricevere le VHF. Questa antenna è munita di normale riflettore a diedro e per la ricezione delle UHF viene impiegato un normale dipolo triangolare. Sistemando opportunamente un semplice dipolo per VHF dietro il riflettore a diedro si rende possibile ricevere le VHF senza danno alcuno per la ricezione delle UHF.

Perché l'aggiunta del dipolo per VHF non peggiori la ricezione delle UHF, occorre sistemare questo dipolo in modo da non disturbare il campo del riflettore ossia dietro al riflettore stesso. Se l'elemento a VHF venisse posto davanti al riflettore, il suo effetto, sommato a quello dovuto ai supporti metallici o di materiale isolante fissati al riflettore a diedro e a quello della linea di trasmissione, provocherebbe un netto peggioramento delle caratteristiche di ricezione a UHF.

Per non pregiudicare queste caratteristiche occorre pertanto che l'aggiunta degli elementi del dipolo per VHF sia effettuata nella maniera più semplice possibile, con la minima alterazione possibile al campo riflesso dal riflettore a diedro.

L'aggiunta di un semplice dipolo non fa diminuire il guadagno dell'antenna a UHF e provoca solo il formarsi di lobi secondari nel diagramma di radiazione dell'antenna UHF.

Se, invece di usare un dipolo semplice per la ricezione delle VHF, si impiegasse un'antenna a dipolo conico oppure altri tipi più elaborati di antenna per VHF, allora si avrebbe un inevitabile peggioramento delle caratteristiche di ricezione a UHF.

La larghezza di banda e le prestazioni che alle VHF si possono ottenere con questo tipo di antenna sono corrispondenti a quelle ottenibili con le normali antenne a dipolo. L'elemento a dipolo viene

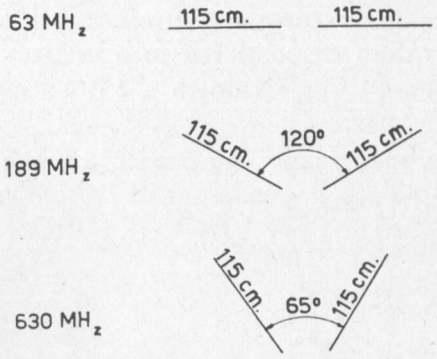


Figura 63. - Angolo di apertura degli elementi di antenna.

piegato in avanti allo scopo di ottenere un lobo in corrispondenza della parte alta della gamma VHF, ottenendo così il massimo guadagno appunto su tale parte della gamma.

Le combinazioni di antenna VHF-UHF possono essere usate nelle aree metropolitane, ossia in vicinanza delle stazioni.

Queste antenne infatti sono soddisfacenti nel caso in cui la stazione VHF sia molto potente o molto vicina. Invece, con queste antenne si ricevono le stazioni a UHF con un'intensità pari a quella delle buone antenne UHF a forte guadagno.

Con l'aggiunta di un dipolo riflettore, il funzionamento di questo tipo di antenna alle VHF diviene molto migliore, e si presta quindi ad aree suburbane o marginali.

Usando infine due antenne del tipo di Fig. 62, sovrapposte, si otterrà una ottima ricezione tanto nel campo VHF come in quello UHF.

Prevalentemente, le antenne per VHF-UHF si basano sul principio delle antenne a *V*. Ogni qualvolta un'antenna di questo tipo impiega lati aventi lunghezza maggiore di mezza lunghezza d'onda, i lati stessi debbono venire inclinati in avanti, così da rendere più stretto il lobo, migliorando contemporaneamente il guadagno dell'antenna.

Per esempio, per frequenze intorno ai 63 MHz, i rami del *V* saranno lunghi circa 115 cm e verranno disposti sulla stessa linea, ossia con un angolo di apertura di 180°. In tal modo questa antenna diviene un dipolo a mezza onda. Gli stessi elementi d'antenna possono funzionare da antenna a $3/2\,\lambda$ sulla frequenza di 189 MHz, ma in questo

caso, per orientare nella direzione preferita il lobo principale, gli elementi stessi verranno disposti fra loro con un angolo di 120°. Se l'angolo fra gli elementi viene ridotto a 65°, l'antenna diviene adatta a funzionare su 630 MHz.

È evidente che, man mano che aumenta l'angolo di apertura dell'antenna a *V*, diminuisce il guadagno dell'antenna.

Questo tipo di antenna per VHF-UHF è illustrato in Fig. 63.

CAPITOLO X.

ADATTAMENTI DI IMPEDENZA FRA LINEA E ANTENNA

Premessa.

Il carico di una linea di trasmissione può essere qualunque dispositivo che sia in grado di dissipare la potenza immessa nella linea stessa. Quando la linea è usata in trasmissione, la potenza a radiofrequenza viene sviluppata dal trasmettitore, mentre l'antenna è il carico. In ricezione, la linea serve a collegare l'antenna con il ricevitore e, mentre l'antenna costituisce il generatore, il circuito di entrata del ricevitore costituisce il carico.

L'esistenza o meno di onde stazionarie su una linea di trasmissione è determinata *unicamente* dal carico: se il carico è puramente resistivo e se il suo valore è uguale alla impedenza caratteristica della linea, su questa non si formeranno onde stazionarie. Se invece il carico, oltre che resistivo, è anche reattivo oppure se esso non è uguale all'impedenza caratteristica della linea, si instaurerà su questa un regime di onde stazionarie.

Quando su una linea esistono onde stazionarie, qualsiasi regolazione o adattamento introdotto fra generatore e linea non ha alcun effetto sulle onde stazionarie.

Accade piuttosto raramente che un carico abbia impedenza uguale all'impedenza caratteristica della linea, per cui se non si è disposti a tollerare le conseguenti onde stazionarie che si creano sulla linea, bisogna interporre fra linea e carico un opportuno sistema di adattamento di impedenza, che svolga le funzioni di trasformatore di impedenza.

I trasformatori d'impedenza possono essere di vario tipo, a seconda dei casi e debbono essere dimensionati in modo da ridurre al minimo valore possibile il rapporto di onde stazionarie esistente sulla linea.

Naturalmente, affinché si possa ottenere il minimo rapporto di onde stazionarie (ossia *ROS* = 1) occorre che il carico, nel punto in

cui viene collegato alla linea, risulti puramente resistivo ciò che in pratica equivale a dire che il carico deve essere risonante sulla frequenza del segnale.

L'antenna come carico.

Qualunque sistema di antenna, indipendentemente dalla sua forma fisica, presenta un certo valore di impedenza nel punto di collegamento con la linea. In base a quanto abbiamo detto nel precedente paragrafo, occorre che il sistema di antenna abbia una *impedenza di entrata* che sia adattata con quella della linea, altrimenti bisogna introdurre, fra antenna e linea, un dispositivo di adattamento di impedenza mediante il quale si rende perciò possibile impiegare qualunque tipo di antenna con qualunque tipo di linea.

Le ragioni che possono fare favorire un tipo di linea ad un altro possono essere molteplici, quali le perdite nella linea, il costo della installazione, la semplicità o meno del sistema di adattamento di impedenza con l'antenna che si intende adoperare. Quelle che invece influiscono sulla scelta del tipo di antenna sono il guadagno, la caratteristica di direttività (e quindi anche l'influenza o meno che su essa hanno i segnali riflessi o i disturbi), le caratteristiche di resistenza meccanica, la facilità di installazione e il costo, oltre alla facilità o meno di adattamento con la linea che si vuole adoperare.

Per poter effettuare un corretto adattamento di impedenza fra linea e antenna occorre conoscere con sufficiente precisione l'impedenza di entrata dell'antenna, dato che le linee di trasmissione che esistono in commercio hanno impedenze caratteristiche ben note (52, 75, 150, 300, 400 e 600 Ω) e costanti. Nel presente capitolo forniremo indicazioni utili per la conoscenza del valore di impedenza di entrata delle varie antenne, così da porre il lettore in grado di definire le caratteristiche dell'adattatore di impedenza.

I circuiti di adattamento di impedenza possono essere costruiti in vari modi: ve ne sono di aperiodici, ossia funzionanti come i normali trasformatori di bassa frequenza; altri impiegano normali bobine e condensatori (ma il loro impiego è sconsigliabile sia per il peso sia per il fatto che la loro durata sarebbe limitata dalle intemperie alle quali sono sottoposti. Vi sono infine i *trasformatori a linea* che per le loro caratteristiche fisiche ed elettriche sono estremamente diffusi e che appunto verranno trattati nel presente capitolo.

Alimentazione mediante linee di trasmissione risonanti.

È noto che si ha il massimo trasferimento di potenza da un generatore al carico quando l'impedenza del carico è uguale alla resistenza interna del generatore.

Questa regola è valida anche per il trasferimento di potenza dall'antenna alla linea di trasmissione, e viceversa. Infatti, durante la ricezione, l'antenna deve essere considerata il generatore e la linea di trasmissione il carico; in trasmissione, il generatore corrisponde alla linea di trasmissione e il carico all'antenna. In entrambi i casi se si vuole ottenere il massimo trasferimento di segnale dall'antenna alla linea di trasmissione, e viceversa, occorre che tanto l'una come l'altra abbiano la stessa impedenza.

I sistemi di alimentazione di antenna sono due: mediante linee di trasmissione risonanti e mediante linee di trasmissione aperiodiche, ossia non risonanti. Una linea di trasmissione viene considerata risonante quando in essa esiste un rapporto di onde stazionarie maggiore di 1,5. Se il rapporto di onde stazionarie è minore o uguale a 1,5 si dice che la linea di trasmissione è non risonante.

L'esistenza di un alto rapporto di onde stazionarie rende l'impedenza della linea, variabile lungo la sua lunghezza e ciò equivale a dire che la linea è risonante.

I due tipi di alimentazione di antenne mediante linee di trasmissione risonanti o mediante linee non risonanti presentano ciascuno vantaggi e inconvenienti. Il fatto che una linea di trasmissione sia risonante o meno dipende in gran parte dall'ampiezza del campo di frequenze sul quale l'antenna deve funzionare e dalla entità delle variazioni di impedenza dell'antenna al variare della frequenza.

Se un'antenna deve poter funzionare su un certo numero di frequenze armoniche, essa presenterà normalmente una grande variazione di impedenza d'entrata. In seguito a questa variazione risulta quasi impossibile evitare il formarsi di onde stazionarie lungo la linea di trasmissione e pertanto bisognerà fare uso di una linea di trasmissione risonante, dato che non è possibile ottenere un adattamento di impedenza fra antenna e linea di trasmissione.

In questo caso, avverrebbe che si formerebbero onde stazionarie sulla linea di trasmissione oltre che sull'antenna, dato che la linea di trasmissione equivale ad un prolungamento dell'antenna.

Quando si verifica una situazione di questo genere si ha che la

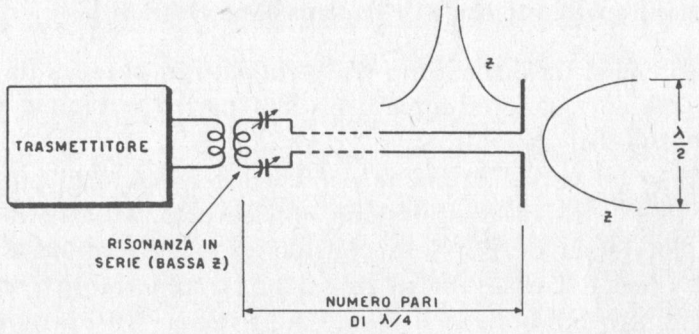


Figura 1. - Alimentazione di un'antenna al centro mediante linea risonante.

lunghezza della linea risulta critica e bisogna fare in modo da poterla variare così da far corrispondere l'estremità della linea collegata al trasmettitore ad un nodo o ad un ventre di corrente. In uno qualunque di questi due casi l'impedenza della linea risulterà puramente resistiva.

Se non è possibile modificare la lunghezza della linea, bisognerà interporre, all'uscita del trasmettitore, un circuito di accoppiamento che possa compensare la reattanza presentata dalla linea, ossia nel quale sia contenuta una reattanza di segno opposto a quella presentata dalla linea. Questo circuito di adattamento può far parte direttamente del circuito anodico dello stadio finale del trasmettitore o può essere collegato a quest'ultimo. Nelle Figg. 1, 2, 3 e 4 sono illustrate le quattro

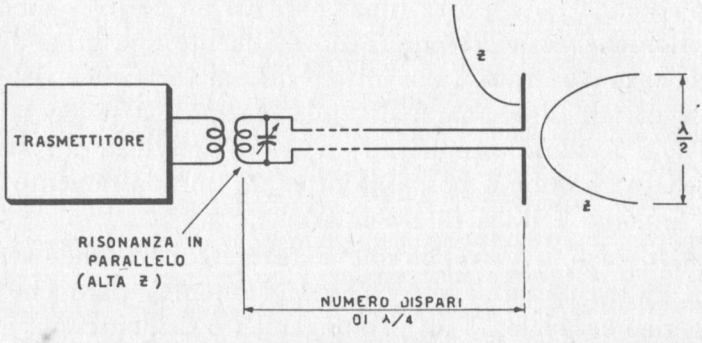


Figura 2. - Alimentazione di un'antenna al centro mediante linea risonante.

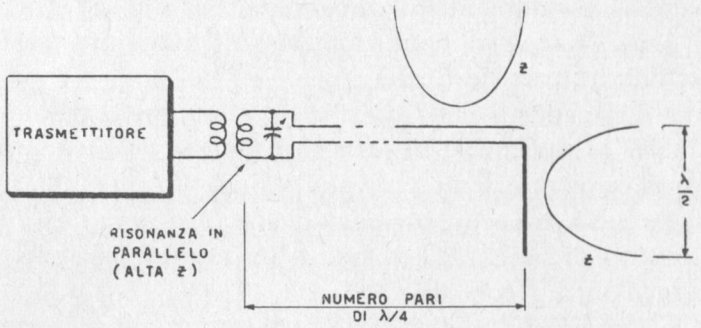


Figura 3. - Alimentazione di un'antenna alla estremità mediante linea risonante.

soluzioni possibili per l'attuazione del circuito di accoppiamento fra trasmettitore e linea risonante.

Nelle Figg. 1 e 2 l'antenna è alimentata al centro. Siccome al centro dell'antenna si ha un ventre di corrente, si dirà che con i circuiti di Figg. 1 e 2 si effettua l'alimentazione dell'antenna « in corrente ».

Con il circuito di accoppiamento di Fig. 1 la linea deve essere lunga mezza lunghezza d'onda o un multiplo intero di mezza lunghezza di onda. In tal modo essa si comporta come un trasformatore per adattamento di impedenza con rapporto 1 a 1, per cui l'impedenza esistente al centro dell'antenna risulta integralmente trasferita all'uscita del trasmettitore. Sull'uscita del trasmettitore occorrerà quindi realizzare un circuito risonante serie, la cui impedenza in risonanza cor-

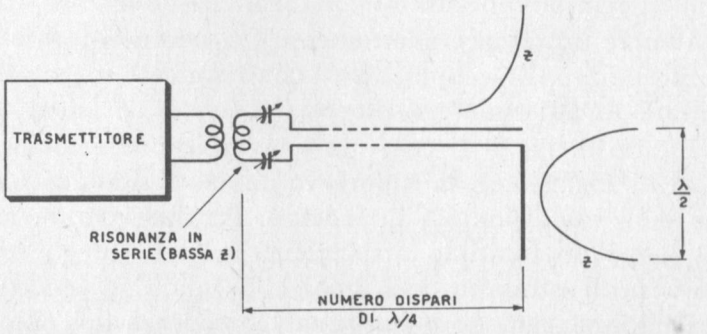


Figura 4. - Alimentazione di un'antenna alla estremità mediante linea risonante.

risponderà quasi esattamente all'impedenza (bassa) esistente alla estremità della linea. In queste condizioni si ha il massimo trasferimento di potenza dal trasmettitore alla linea.

Siccome l'impedenza della linea si adatta a quella dell'antenna, in corrispondenza ai due punti di attacco fra linea e antenna avviene il massimo trasferimento di potenza dalla linea all'antenna.

Con il circuito di accoppiamento di Fig. 2 si deve usare una linea lunga un quarto di lunghezza d'onda o un multiplo dispari di quarti di lunghezza d'onda.

Come è stato detto nella Parte I di questo libro, nella linea a quarto d'onda l'impedenza subisce una inversione, ossia l'impedenza minima dell'antenna viene trasformata in impedenza massima alla estremità collegata con il trasmettitore. In questo caso, siccome il trasmettitore « vede » un'impedenza massima, bisognerà usare un circuito di accoppiamento con risonanza in parallelo. Anche questo tipo di antenna si dice che è alimentata in corrente, sebbene all'estremità della linea collegata al trasmettitore esista un ventre (massimo) di tensione e di impedenza.

Con il circuito di accoppiamento di Fig. 3 l'antenna è alimentata all'estremità, dove esiste un ventre di tensione. Di conseguenza, si dice che l'antenna è alimentata in tensione. Anche se un'estremità della linea di trasmissione rimane isolata, affluisce ugualmente potenza nella antenna. (Si tenga presente che questo punto della linea di trasmissione è ad impedenza massima poiché corrisponde alla estremità aperta di una linea di trasmissione).

Nel caso della Fig. 3 la linea deve essere lunga un multiplo intero di mezze lunghezze d'onda, per cui all'estremità corrispondente al trasmettitore vengono a riprodursi le stesse condizioni di carico che esistono all'estremità collegata all'antenna.

Per ottenere un efficace adattamento fra trasmettitore e linea occorre che il circuito di accoppiamento sia risonante in parallelo, così da presentare un'altissima impedenza.

Nel circuito di Fig. 4 si presenta una situazione analoga a quella del circuito di Fig. 3, con la differenza che si desidera ottenere una inversione delle condizioni di impedenza. Per fare ciò, si adopererà una linea lunga un multiplo dispari di quarti di lunghezza d'onda ottenendo così all'estremità della linea collegata al trasmettitore una impedenza minima, quando è massima l'impedenza dell'antenna.

Per fornire una spiegazione intuitiva del funzionamento di un

sistema di alimentazione a linea risonante, facciamo presente che la linea di trasmissione risonante deve essere considerata un prolungamento puro e semplice dell'antenna. E infatti, se la linea di trasmissione è stata installata correttamente, non si verifica alcuna alterazione nel sistema di onde stazionarie esistente sull'antenna.

La ragione per cui la linea di trasmissione non irradia, mentre l'antenna irradia, è che nei due conduttori della linea si hanno teoricamente due correnti di uguale ampiezza ma di direzioni opposte le quali si annullano l'un l'altra per quanto concerne la radiazione.

Se le correnti nei due conduttori della linea non sono esattamente uguali e opposte, cioè se la linea non è elettricamente bilanciata, le perdite per radiazione lungo la linea vengono ad assumere un valore considerevole. Quanto sopra giustifica la norma che si deve sempre seguire nell'installazione delle linee di trasmissione e cioè di evitare che per un lungo tratto esse camminino parallelamente a masse metalliche o comunque conduttrici, poiché la presenza di queste, provocando uno sbilanciamento fra i due conduttori della linea, ne determina l'irradiazione (in trasmissione), o la captazione di disturbi (in ricezione).

Spesso, e ciò avviene soprattutto con i sistemi di antenna alimentati ad una estremità, è inevitabile che si verifichi un certo sbilanciamento sulla linea di trasmissione. Nelle Figg. 1 e 4 questo sbilanciamento viene corretto mediante il circuito risonante in serie, che viene accordato mediante il condensatore variabile inserito su ognuno dei conduttori della linea.

Quando si impiega il circuito risonante in parallelo di Figg. 2 e 3 spesso risulta necessario porre un condensatore variabile in serie con uno dei conduttori della linea allo scopo di eliminare lo sbilanciamento.

Un'antenna può essere alimentata con una linea di alimentazione unifilare. Naturalmente, la radiazione da parte di questa linea non può non essere rilevante, dato che non vi è alcun conduttore parallelo e vicino ad essa, che sia percorso da corrente in opposizione di fase.

La linea di alimentazione unifilare può essere collegata all'antenna in un punto ad alta impedenza, come indicato in Fig. 5 e, siccome questo tipo di linea irradia, il rendimento del trasferimento di energia del trasmettitore all'antenna oppure da questa al ricevitore risulta

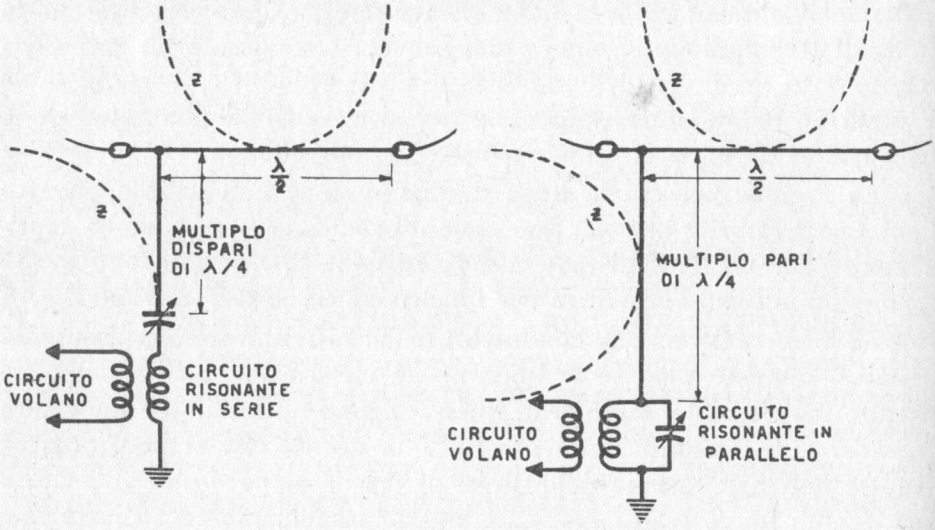


Figura 5. - Linea di alimentazione unifilare.

inferiore a quello che si ha con l'uso delle linee di trasmissione bifilari bilanciate.

Siccome la linea di trasmissione irradia con polarizzazione verticale, mentre l'antenna solitamente irradia con polarizzazione orizzontale, si ha un miscuglio di polarizzazione irradiata dal sistema linea di trasmissione-antenna.

Si tenga infine presente che la radiazione da parte della linea di trasmissione può risultare assolutamente inutile poiché, essendo molto spesso la linea stessa contornata da ostacoli o oggetti metalici (edifici, grondaie, etc.) la radiazione viene assorbita da questi ostacoli.

Alimentazione mediante linee di trasmissione non risonanti.

Le linee risonanti hanno un rendimento generalmente inferiore a quello delle linee non risonanti.

Alle frequenze basse praticamente i due tipi di linea si comportano in maniera uguale, per quanto riguarda il rendimento, ma alle frequenze alte (VHF e UHF) il comportamento dei due tipi di linea diviene sempre più differente. A tali frequenze, l'esistenza di onde stazionarie sulle linee risonanti dà luogo a notevoli perdite della potenza trasmessa dalla linea.

Pertanto, ogni qualvolta sia possibile, è conveniente impiegare linee di trasmissione non risonanti, e per fare ciò occorre che esista un corretto adattamento di impedenza fra l'antenna e la linea di trasmissione.

L'impedenza di entrata di un'antenna, o di un sistema di antenna, alla frequenza fondamentale dell'antenna, dipende da molte variabili. Per alcuni tipi di antenna essa risulta di frazioni di ohm; per altri tipi di antenna risulta invece di migliaia di ohm. È evidente che tale vastissima gamma di impedenze non si può adattare direttamente con l'impedenza caratteristica delle normali linee di trasmissione, impedenza che può variare da 52 Ω (per linee coassiali) a 600 Ω (per le linee bifilari in aria).

Da ciò segue la necessità di introdurre un qualche dispositivo di adattamento di impedenza fra la linea di trasmissione e l'antenna, non potendo trovare, nella quasi totalità dei casi, una linea di trasmissione che abbia un'impedenza caratteristica uguale alla impedenza di alimentazione dell'antenna.

Evidentemente, sarebbe possibile costruire caso per caso la linea di trasmissione che meglio si adatti, ma l'esperienza dimostra che una linea auto-costruita ha sempre perdite molto più alte delle linee acquistabili in commercio e ciò perché in queste linee sono attuati una quantità di accorgimenti costruttivi ben difficilmente realizzabili senza adeguate attrezzature ed esperienza.

L'adattamento di impedenza fra l'antenna e la linea di trasmissione può essere ottenuto in due modi: cercando di adottare un'antenna che abbia una impedenza di entrata uguale a quella della linea di trasmissione oppure introducendo fra linea di trasmissione e antenna un opportuno dispositivo che funzioni da trasformatore d'impedenza.

Il primo metodo è ovviamente il più semplice, ma purtroppo può essere applicato solo a quelle poche antenne che possiedono impedenza d'entrata uguale a quella delle normali linee di trasmissione. Il secondo metodo invece presenta il vantaggio di consentire l'impiego

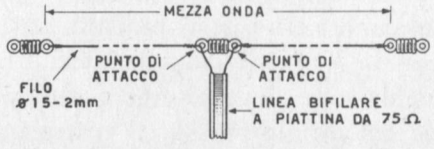


Figura 6. - Dipolo semplice alimentato direttamente dalla linea di trasmissione.

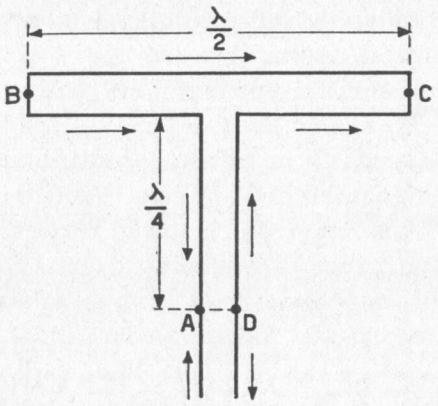


Figura 7. - Direzioni di circolazione di corrente in un dipolo ripiegato e nella relativa linea di trasmissione.

di quella antenna e di quella linea di trasmissione che meglio si adattano al caso pratico, indipendentemente dalle loro impedenze caratteristiche. Questo vantaggio però può essere annullato dalla complicazione e dalla difficoltà di messa a punto del dispositivo di adattamento d'impedenza, sempre necessario in questo caso.

Dipoli alimentati direttamente dalla linea di trasmissione.

L'impedenza al centro (di alimentazione) di un dipolo semplice realizzato mediante un conduttore molto sottile è di 72 Ω. Essa si adatta quindi perfettamente con l'impedenza caratteristica delle linee bifilari a 75 Ω o delle linee coassiali a 75 Ω. Una limitazione all'impiego di queste ultime è data dal loro peso e dal loro costo.

Nella Fig. 6 è indicato il modo con cui un'antenna a dipolo semplice va collegata ad una linea di trasmissione bifilare a piattina. Gli isolatori di sostegno dell'antenna vengono usati alle frequenze basse. Alle frequenze più alte (VHF e UHF) le antenne a dipolo a mezza onda vengono di solito realizzate mediante astine tubolari, quasi sempre di alluminio o duralluminio, sostenute da un blocchetto di materiale isolante, al centro. In questi punti di sostegno vengono effettuati gli attacchi con la linea di trasmissione.

La linea di trasmissione deve giungere al dipolo facendo un angolo retto con l'asse del dipolo stesso. Il tratto ad angolo retto deve essere lungo almeno un quarto di lunghezza d'onda. Ciò è necessario

per evitare che nella linea si abbiano sbilanciamenti dovuti a captazione del segnale trasmesso dall'antenna.

L'impedenza di alimentazione del dipolo sottile (72 Ω) è valida solo alla frequenza di risonanza. A frequenze diverse da quella di risonanza l'impedenza risulta diversa, per cui si viene a creare un certo disadattamento d'impedenza.

A frequenze armoniche rispetto a quella di risonanza il disadattamento non risulta molto grave, ma alle altre frequenze le variazioni di impedenza risultano piuttosto forti. Se il dipolo è situato vicino al suolo, oppure se fa parte di un sistema di antenna, la sua impedenza può risultare tanto bassa da divenire pressocché impossibile poter alimentare il dipolo direttamente dalla linea di trasmissione.

Il dipolo ripiegato.

Consideriamo la Fig. 7 e supponiamo per un momento di togliere il conduttore superiore, interrompendolo in corrispondenza dei punti *B* e *C*.

Il sistema diviene un dipolo semplice alimentato a centro e la corrente circola in esso e nella linea di trasmissione secondo le direzioni istantanee indicate dalle frecce.

Supponiamo ora di rimettere al suo posto, ossia di inserire fra i punti *B* e *C*, l'elemento di antenna che era stato tolto. Conformemente alla regola di inversione del senso della corrente per ogni $\lambda/2$ di conduttore, la corrente istantanea nel conduttore superiore circolerà con il senso indicato dalle frecce.

Sebbene l'antenna di Fig. 7 somigli strutturalmente ad una linea di trasmissione, nei due conduttori di essa la corrente circola con direzioni parallele e concordi, per cui avviene come se le correnti nei due conduttori fossero realmente in parallelo. Pertanto la corrente totale si ripartisce egualmente fra i due conduttori.

Siccome la potenza che si invia all'antenna rimane costante, mentre la corrente nel conduttore inferiore, al quale è collegata la linea di alimentazione, risulta metà, l'impedenza nel punto di alimentazione risulterà ovviamente quattro volte più grande di quella di un dipolo semplice.

Ciò vale se la distanza fra i due conduttori del dipolo ripiegato è piccola e se i due conduttori hanno lo stesso diametro. Pertanto,

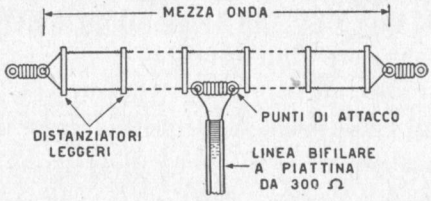


Figura 8. - Dipolo ripiegato.

in questo caso, l'impedenza di entrata di un dipolo ripiegato risulterà di $4 \times 72 = 288\ \Omega$ (Fig. 8).

Se il dipolo viene realizzato con tre conduttori (Fig. 9), l'impedenza di entrata assume il valore di 72×3^2 ohm ossia di 648 Ω; se si usano quattro conduttori, l'impedenza viene moltiplicata per 16, e così via.

In certi casi può risultare conveniente ottenere salti di impedenza diversi dal valore 4 a 1 ottenuto con due elementi di ugual diametro o dal valore 9 a 1 ottenuto con tre elementi di ugual diametro. Valori intermedi di impedenza possono ottenersi usando diametri differenti per l'elemento attivo e per quello che lo sovrasta. Se il conduttore « interrotto », ossia al quale viene collegata la linea di alimentazione, ha un diametro inferiore all'altro conduttore del dipolo ripiegato, l'impedenza verrà aumentata in ragione superiore a 4 : 1. Se invece il conduttore interrotto ha diametro superiore al conduttore intero, l'impedenza viene aumentata in ragione inferiore a 4 : 1. Lo stesso principio è valido per i dipoli a tre conduttori.

Nelle Figg. 10 e 11 sono riportati i grafici dei rapporti di impedenza che si ottengono nei dipoli a due e a tre conduttori, al variare dei diametri dei conduttori stessi e della distanza fra i due conduttori.

Il dipolo ripiegato a due conduttori ha una risposta in frequenza più ampia del dipolo semplice. La ragione di ciò consiste nel fatto che, risultando in parallelo i due conduttori del dipolo ripiegato, l'in-

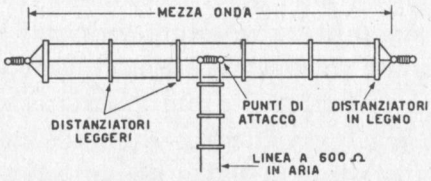


Figura 9. - Dipolo ripiegato a tre conduttori.

duttanza del sistema diminuisce mentre aumenta la capacità, per cui si ha un abbassamento del Q dell'antenna. In seguito a ciò si ha un aumento della larghezza di banda rispetto a quella del dipolo semplice, pur mantenendo il dipolo ripiegato la caratteristica di bidirezionalità propria del dipolo semplice.

Di conseguenza, con il dipolo ripiegato, occorre prestare minore attenzione al dimensionamento dell'antenna. Questo fatto è importante nelle comunicazioni a banda larga (come è la televisione) dove occorre impiegare un'antenna che abbia una risposta pressocché costante entro un vasto campo di frequenze attorno a quella di risonanza.

Un altro vantaggio del dipolo ripiegato, rispetto al dipolo semplice è che il dipolo può venire sostenuto al centro del conduttore non interrotto. Questo punto del dipolo ripiegato, nel quale esiste un nodo di tensione, può venire collegato direttamente al palo di sostegno.

Ciò può essere utile soprattutto alle frequenze per le quali la lunghezza del dipolo non risulta eccessiva, ossia alle VHF e alle UHF.

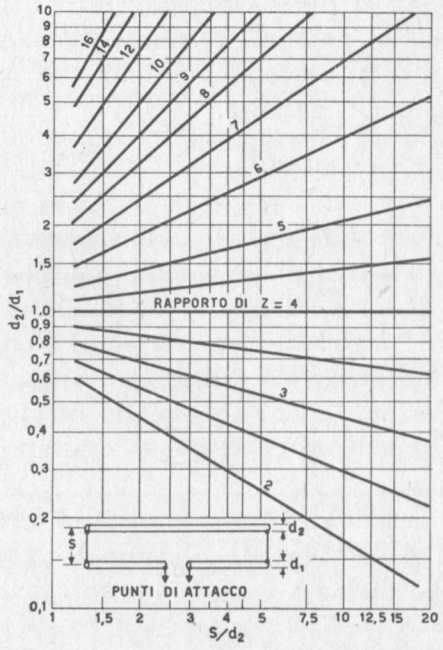


Figura 10. - Rapporto di trasformazione d'impedenza nei dipoli ripiegati a due conduttori.

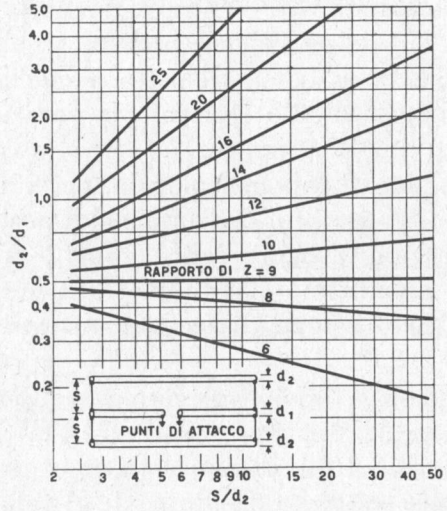


Figura 11. - Rapporto di trasformazione d'impedenza nei dipoli ripiegati a tre conduttori.

Questa proprietà dei dipoli ripiegati, oltre a conferire maggiore robustezza meccanica all'antenna, consente di tenere questa a potenziale di terra, ai fini della corrente continua, ciò che rappresenta una buona protezione contro i fulmini.

Adattamento a T.

Un metodo per adattare una linea di trasmissione a bassa impedenza con l'elemento attivo di un'antenna ad elementi parassiti è il sistema cosiddetto a « T », illustrato nella Fig. 12. Questo metodo si basa sul fatto che l'impedenza fra due punti scelti su un'antenna risonante è resistiva e il suo valore dipende unicamente dalla distanza fra i due punti. Pertanto risulta possibile scegliere una coppia di punti fra i quali l'impedenza corrisponda esattamente a quella della linea di trasmissione.

In pratica, la linea non può essere inserita direttamente a questi due punti, a causa della rilevante distanza fra essi, che di solito è molto maggiore della distanza fra i conduttori delle normali linee di trasmissione.

Mediante il dispositivo di adattamento a « T » si supera questa difficoltà impiegando un secondo conduttore parallelo all'antenna, che

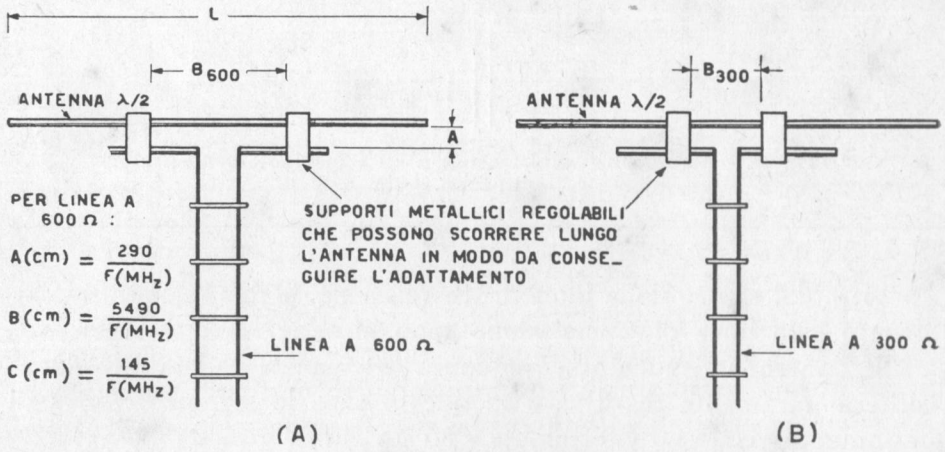


Figura 12. - Due versioni di adattamento a « T ».

costituisce una sezione di adattamento alla quale possa venire collegata la linea di trasmissione.

Il sistema di adattamento a « T » è particolarmente adatto per impiegare linee di trasmissione bifilari, nel qual caso i due punti lungo l'antenna debbono essere equidistanti rispetto al centro, in modo da conservare il bilanciamento elettrico.

Il funzionamento dell'adattatore a « T » è piuttosto complesso. Ognuno dei conduttori del « T » (il conduttore *Y* della Fig. 13) costituisce con il conduttore di antenna ad esso adiacente un tronco di linea in cortocircuito. Ognuno di questi tronchi può essere considerato « terminato » sull'impedenza che esiste nel punto di collegamento all'antenna.

Pertanto la parte di antenna compresa fra i due punti risulta percorsa da una corrente appartenente alla linea di trasmissione e che si aggiunge alla normale corrente di antenna.

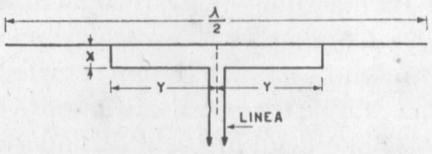


Figura 13. - L'adattamento a « T ».

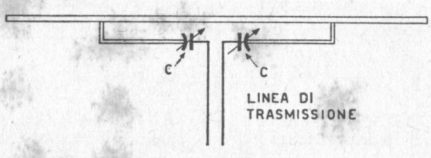


Figura 14. - Accordo dell'adattamento a « T » mediante condensatori in serie.

Viste dal centro della linea di trasmissione, le due sezioni di adattamento e la linea di trasmissione sono in serie.

Se l'antenna risuona alla frequenza del segnale, la sua impedenza risulterà puramente resistiva e in questo caso le sezioni di linea di adattamento risultano « terminate » su un carico resistivo.

Però, siccome queste sezioni sono più corte di un quarto di lunghezza d'onda, la loro impedenza d'entrata — ossia l'impedenza che la linea di trasmissione principale vede sui terminali di entrata della sezione di adattamento — risulta, oltre che resistiva, anche reattiva.

Ciò impedisce il raggiungimento di un perfetto adattamento.

Per un perfetto adattamento con la linea di trasmissione principale, il carico su quest'ultima dovrà essere puramente resistivo e pertanto, per ottenere un perfetto adattamento, bisognerà annullare la componente reattiva.

Un sistema per ottenere ciò può consistere nel disaccordare l'antenna (variandone la lunghezza) di quel tanto quanto basta per dare origine ad una reattanza di tipo opposto a quella riflessa ai terminali di entrata della sezione di adattamento, compensando così la reattanza introdotta da quest'ultima.

Un altro metodo, che è molto più facile da attuare e da regolare, consiste nell'inserire un condensatore variabile in serie con la sezione di adattamento a « T », posto nel punto in cui essa viene collegata alla linea di trasmissione, alla maniera indicata in Fig. 14.

Naturalmente, i condensatori debbono essere protetti contro la pioggia e le intemperie.

Il valore di capacità massima di questi condensatori è di circa 8 $\mu\mu$F per metro di lunghezza d'onda e la loro regolazione verrà effettuata in modo da ottenere il minimo rapporto di onde stazionarie sulla linea. La regolazione di capacità di questi condensatori andrà eseguita contemporaneamente alla regolazione degli attacchi dell'adattatore a *T*, dato che le due regolazioni sono interdipendenti.

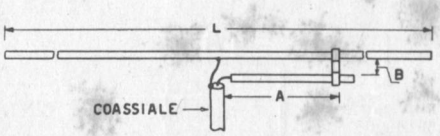


Figura 15. - L'adattamento a « gamma ».

Quando si impiegano questi condensatori in serie, la lunghezza dell'antenna deve essere corrispondente alla risonanza alla frequenza di lavoro.

Quando invece si addotta il sistema di regolazione dell'adattamento senza l'impiego dei condensatori in serie, si procederà alla seguente maniera: l'antenna verrà inizialmente dimensionata in modo da entrare in risonanza alla frequenza di lavoro. Dopo di ciò si stabilisce la distanza x (Fig. 13) in modo che l'adattatore possa essere costruito agevolmente. Si regola ora la distanza y, sempre mantenendo la simmetria rispetto al centro, in modo da ottenere un rapporto di onde stazionarie il più basso possibile. Se questo rapporto di onde stazionarie non scende al disotto di 2 bisognerà accorciare un poco per volta l'antenna e ogni volta ripetere le operazioni di regolazione del « T », continuando fino a che si ottenga un rapporto di onde stazionarie più vicino possibile a 1.

Adattamento a « gamma ».

L'adattamento « gamma » (in greco γ) è illustrato in Fig. 15 e può essere considerato come corrispondente a metà dell'adattamento a « T » descritto nel precedente paragrafo.

Come per l'adattamento a « T », la messa a punto dell'adattamento a « gamma » può essere eseguita per tentativi, oppure inserendo un condensatore variabile fra l'astina del « gamma » e il conduttore interno della linea coassiale di alimentazione (Fig. 16). La capacità

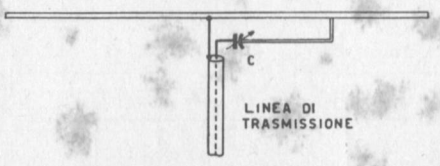


Figura 16. - Accordo dell'adattamento a « gamma » mediante condensatore in serie.

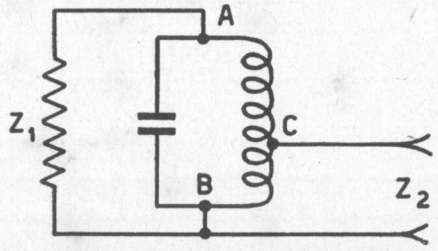


Figura 17. - Trasformazione d'impedenza mediante circuito risonante.

di questo condensatore dovrà essere di circa 7 μμF per metro di lunghezza d'onda.

La lunghezza dell'asta del « gamma » determina la trasformazione di impedenza fra la linea di trasmissione e l'elemento attivo dell'antenna, mentre il condensatore variabile dell'adattamento a « gamma » accorda l'induttanza dell'asta, annullandola.

Regolando la lunghezza dell'asta del « gamma » e la capacità del condensatore variabile, si può ridurre ad un valore estremamente basso il rapporto di onde stazionarie esistente sulla linea di trasmissione, per la frequenza di funzionamento dell'antenna.

Adattamento a « delta ».

Una delle proprietà più importanti dei circuiti risonanti a induttanza - capacità, come quello illustrato in Fig. 17 consiste nella possibilità di eseguire con esso un adattamento di impedenza.

Se un'impedenza resistiva Z_1 viene collegata ai capi dei terminali estremi *A-B* di un circuito risonante a induttanza-capacità, l'impedenza Z_2 « vista » fra la coppia di terminali *B-C* risulterà anch'essa resistiva. Il suo valore sarà diverso da Z_1 e dipenderà dall'accoppiamento mutuo fra le due parti della bobina alle quali fanno capo le due coppie di terminali.

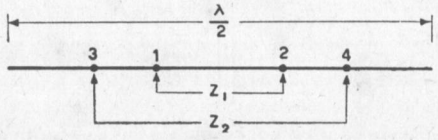


Figura 18. - Trasformazione d'impedenza su un'antenna risonante.

Nel circuito di Fig. 17 l'impedenza Z_2 risulta minore dell'impedenza Z_1 e di conseguenza, Z_1 risulta maggiore di Z_2.

Un'antenna risonante ha proprietà equivalenti a quelle di un circuito accordato. L'impedenza che esiste fra due punti, posti simmetricamente rispetto al centro di un dipolo a mezza onda, dipende dalla distanza fra questi due punti, nel senso che più grande è questa distanza, maggiore risulta l'impedenza fra i due punti. Il valore massimo di impedenza esiste fra le estremità del dipolo (vedi Figura 9, Cap. V).

Pertanto, la situazione esistente su un dipolo a mezza onda può essere rappresentata come in Fig. 18. L'impedenza Z_1, compresa fra i terminali 1 e 2, risulta minore dell'impedenza Z_2 compresa fra i terminali 3 e 4. Entrambe le impedenze sono però resistive, se l'antenna è in risonanza.

Questo principio, insieme al fatto che in una linea di trasmissione aperta a ventaglio (ossia nella quale la distanza fra i conduttori cresca con continuità) l'impedenza caratteristica cresce continuamente, viene utilizzato nel sistema di adattamento « a delta », rappresentato in Fig. 19.

L'impedenza al centro di un dipolo a mezza onda, considerato come circuito risonante in serie, è troppo bassa per potersi adattare direttamente all'impedenza caratteristica di una linea di trasmissione con isolamento in aria. Però, se si considera l'antenna come circuito risonante in parallelo, è possibile trovare, sull'antenna stessa, due punti fra i quali l'impedenza possa considerarsi adattabile con quella di una linea di trasmissione, se una parte di questa viene aperta a ventaglio.

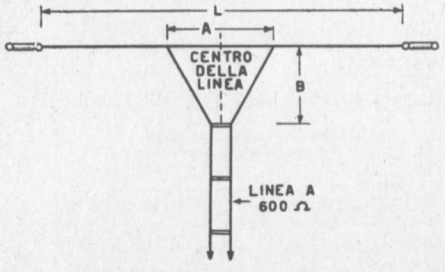


Figura 19. - Sistema di adattamento a « delta » applicato ad una linea di trasmissione a 600 Ω

Consideriamo ad esempio il caso di una linea di trasmissione bifilare in aria, con impedenza caratteristica di 600 Ω, che alimenti un dipolo a mezza onda.

La lunghezza dell'antenna verrà ricavata secondo quanto è stato detto nel Cap. V di questo libro, in base al rapporto lunghezza d'onda/ /diametro dell'antenna.

Le estremità del « delta » o « *y* » debbono essere collegate a due punti dell'antenna, che siano equidistanti dal centro, e tali che la distanza *A* fra essi risulti (per frequenze superiori a 30 MHz)

$$A \text{ (in cm)} = \frac{3.600}{F \text{ (MHz)}}$$

(Per frequenze inferiori a 30 MHz la distanza *A* fra i punti di attacco verrà ridotta di circa il 4 % rispetto a quella calcolata come sopra).

L'altezza del « delta », ossia la quota B di Fig. 19 verrà calcolata secondo la formula

$$B \text{ (in cm)} = \frac{4.500}{F \text{ (MHz)}}$$

Queste formule sono basate sull'ipotesi che l'impedenza al centro dell'antenna sia di 70 Ω e debbono essere modificate opportunamente se tale impedenza è notevolmente diversa.

Il sistema di adattamento a « delta » può essere usato per adattare con la linea di trasmissione l'impedenza di alimentazione di un sistema di antenna ad elementi parassiti. In questo caso, siccome la impedenza di alimentazione dell'elemento attivo è molto bassa, e non può essere calcolata con sufficiente approssimazione, la messa a punto del sistema di adattamento a « delta », ossia la scelta dei punti di attacco fra la linea divaricata e l'elemento radiante, deve essere eseguita sperimentalmente.

In generale, questi punti di attacco saranno tanto più vicini al centro dell'elemento attivo, quanto più bassa è l'impedenza di alimentazione dell'antenna.

Il sistema di adattamento a « delta » è di regolazione piuttosto difficile, dato che bisogna agire contemporaneamente sulle due lunghezze *A* e *B* di Fig. 19. Inoltre i conduttori del « delta » normalmente danno luogo ad una certa radiazione.

Questa radiazione è dovuta al fatto che tali conduttori, divaricandosi, non risultano più vicini l'uno all'altro e quindi i campi generati dalle correnti che in essi circolano non si annullano più a vicenda, come invece avviene nel resto della linea di trasmissione.

Adattamento mediante sezioni di linea a quarto d'onda.

Le proprietà di trasformazione di impedenza, delle linee di trasmissione a quarto d'onda, già trattate nel Cap. II possono essere vantaggiosamente utilizzate nell'effettuare l'adattamento fra linea di trasmissione e antenna. Come è stato detto nel Cap. II, se una linea a quarto d'onda è chiusa su un'impedenza resistiva Z_s, l'impedenza di entrata alla linea risulta

$$Z_r = \frac{Z_o^2}{Z_s}$$

dove si è indicato con Z_o l'impedenza caratteristica della linea a quarto d'onda.

La relazione su riportata indica che è possibile adattare fra loro due impedenze qualsiasi Z_r e Z_s inserendo fra esse un tratto di linea lungo $\lambda/4$ e la cui impedenza caratteristica risulti

$$Z_o = \sqrt{Z_r Z_s}$$

L'unica limitazione all'impiego dei trasformatori d'impedenza a quarto d'onda è la possibilità di realizzare la linea di trasmissione avente il desiderato valore di impedenza caratteristica.

Si deve infatti tener presente che le impedenze caratteristiche delle linee che possono agevolmente venir costruite o acquistate in commercio variano da 50 Ω a 600 Ω.

Praticamente, si può impiegare qualsiasi tipo di linea come sezione di adattamento a quarto d'onda, comprese le linee bifilari in aria e le linee a dielettrico solido (a piattina e tubolari).

Un'applicazione molto frequente delle linee di adattamento a quarto d'onda consiste nell'adattare un dipolo a mezza onda ad una linea di trasmissione a 600 Ω (Fig. 20). Supponendo che, alla risonanza, l'impedenza di alimentazione del dipolo sia di 66 Ω, l'impedenza caratteristica della linea di adattamento deve essere di

$$Z_o = \sqrt{600 \cdot 66} = 200\ \Omega$$

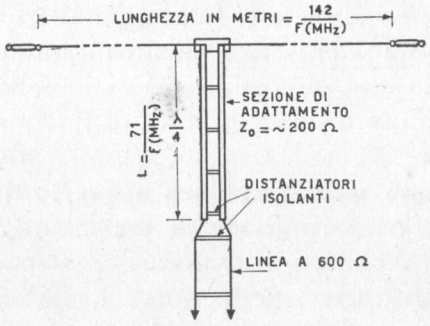


Figura 20. - Adattamento di un dipolo a mezza onda con una linea di trasmissione a 600 Ω mediante una sezione di linea a quarto d'onda. (Sistema **Q**).

Una linea di questo tipo può essere facilmente costruita mediante due tubi, disposti parallelamente, alla maniera indicata in Fig. 20.

Se i tubi sono da 12,5 mm di diametro esterno, la distanza fra i loro assi deve essere di 33 mm per ottenere il corretto valore di impedenza caratteristica. In un caso come quello dell'esempio su riportato sarà tuttavia consigliabile poter variare la distanza che separa i due tubi, allo scopo di poter adattare esattamente la linea di trasmissione principale all'impedenza di alimentazione dell'antenna, che non sempre può essere prevista con sufficiente approssimazione.

In tal modo sarà possibile variare la distanza fra i conduttori della linea a quarto d'onda fino ad ottenere il minimo di onde stazionarie sulla linea di trasmissione principale.

Con il metodo della linea a quarto d'onda risulta possibile adattare alla linea di trasmissione, antenne che funzionino su armonica. Per fare ciò basterà collegare la linea a quarto d'onda ad un ventre di corrente dell'antenna.

Dai grafici della Fig. 21 sono deducibili i valori di impedenza caratteristica Z_0 per la linea a quarto d'onda, necessari per adattare le impedenze di differenti tipi di linee di trasmissione bifilari. Il grafico è basato sul valore teorico della resistenza di radiazione di antenne a filo lungo e pertanto, per tener conto degli effetti del terreno e della radiazione di energia da parte dell'antenna, bisognerà apportare qualche correzione ai risultati che si ottengono.

Le eventuali differenze possono venir compensate modificando la distanza fra i conduttori della linea a quarto d'onda, fino ad ottenere il minimo rapporto di onde stazionarie sulla linea.

Un'altra applicazione dei trasformatori con linea a quarto di onda consiste nell'adattamento dell'impedenza di alimentazione (molto bassa) dei sistemi di antenna ad elementi parassiti con la impedenza caratteristica, a 300 Ω o a 600 Ω, delle linee di trasmissione. In molti casi, l'impedenza di alimentazione di questo tipo di antenna si aggira intorno alla decina di ohm e allora, impiegando una linea a quarto d'onda da 75 Ω, si potrà ottenere un'impedenza d'entrata alla linea a quarto d'onda che da 700 Ω (per antenna da 20 Ω) va a 280 Ω (per antenna da 8 Ω). Se la linea di trasmissione principale è a 600 Ω di impedenza caratteristica, il rapporto di onde stazionarie che si ottiene con l'antenna da 20 Ω risulta di 1,2, mentre con l'antenna da 8 Ω risulta di 2,1. Siccome per rapporti di onde stazionarie fino a circa 2 le perdite lungo la linea di trasmissione principale risultano contenuti entro valori modesti, in un caso come quello descritto sopra si può considerare sufficientemente buono l'adattamento d'impedenza che si ottiene con la linea a quarto d'onda da 75 Ω.

Adattamento con tronco di linea.

In una linea di trasmissione chiusa su una impedenza diversa dalla sua impedenza caratteristica avvengono riflessioni di tensione e di corrente (Fig. 22). L'impedenza che si « vede » all'entrata della linea risulta funzione della distanza dal carico ed è costituita da resi-

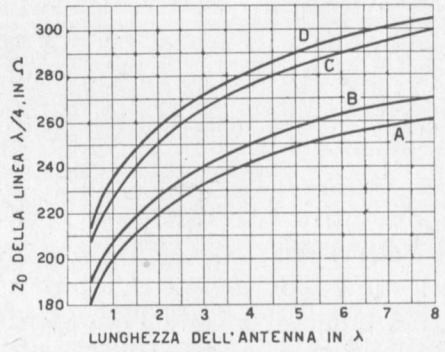


Figura 21. - Valore necessario di Z_0 della sezione di linea a quarto d'onda per adattare sul ventre di corrente un'antenna di varia lunghezza, funzionante su armoniche. (La curva A si riferisce ad una linea di trasmissione principale a 440 Ω; la B a 470 Ω; la C a 580 Ω; la D a 600 Ω).

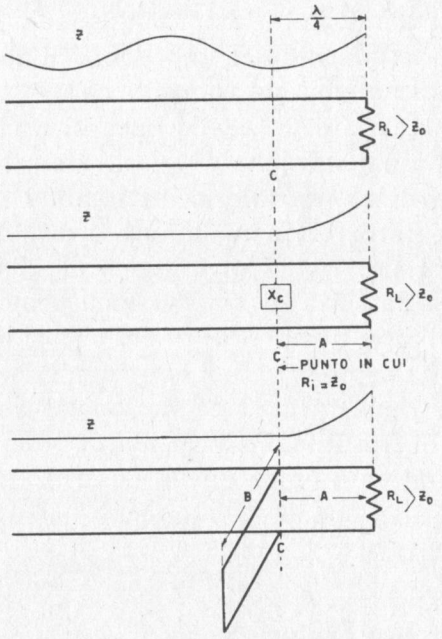


Figura 22. - Variazione dell'impedenza riflessa da un tronco di linea.

stenza e reattanza in tutti i punti della linea, fatta eccezione su quelli distanti $\lambda/4$ o multipli interi di $\lambda/4$ dal carico.

Esaminiamo attentamente cosa accade sull'ultimo quarto di lunghezza d'onda di linea prima del carico. Se il carico resistivo ha un valore maggiore dell'impedenza caratteristica della linea, nell'ultimo quarto di lunghezza d'onda di linea si ha una reattanza capacitiva più una resistenza; se la resistenza di carico è minore dell'impedenza caratteristica della linea, sullo stesso tratto di linea si ha invece una reattanza induttiva più una resistenza.

La componente resistiva di questa impedenza può assumere qualsiasi valore compreso fra la resistenza di carico R_1 e Z_s^2/R_1 (dove Z_s è l'impedenza caratteristica del segmento a quarto d'onda della linea) a seconda del punto, compreso nell'ultimo quarto di lunghezza d'onda della linea, nel quale si misura l'impedenza.

Siccome la componente resistiva dell'impedenza riflessa può assumere qualsiasi valore, esisterà un punto posto dentro l'ultimo quarto di lunghezza d'onda, nel quale la componente resistiva risulta uguale all'impedenza caratteristica della linea.

Allora se in questo punto si elimina la componente reattiva, per cui rimane soltanto la componente resistiva, tutta la rimanente parte della linea risulterà chiusa sul valore di questa componente resistiva e quindi la linea stessa potrà risultare adattata.

Naturalmente, nella sezione di linea compresa fra il carico e il punto di inserzione si avranno onde stazionarie, ma questa sezione di linea costituisce una trascurabile parte di tutta la linea.

Se la resistenza di carico è maggiore dell'impedenza caratteristica Z_0 della linea, in questo tratto di linea a quarto d'onda si deve aggiungere una certa reattanza induttiva, che possa annullare la componente capacitiva dell'impedenza riflessa.

Se la resistenza di carico è minore dell'impedenza caratteristica Z_0 della linea, bisognerà inserire una reattanza capacitiva di opportuno valore così da ottenere l'annullamento della componente induttiva dell'impedenza riflessa.

Tanto nell'uno come nell'altro caso, il punto in cui va inserita la reattanza di annullamento della componente reattiva dell'impedenza riflessa deve essere tale che, in questo punto, la componente resistiva dell'impedenza riflessa risulti uguale all'impedenza caratteristica Z_0 della linea.

Un altro modo per esprimere quanto sopra consiste nel dire che l'onda riflessa prodotta dalla reattanza inserita deve essere di uguale ampiezza e di fase opposta all'onda riflessa che esiste sulla linea in tale punto e dovuta alla riflessione provocata dalla resistenza di carico. A questo modo le due onde si annullano a vicenda, e sebbene nel tratto A della linea esistano onde stazionarie, in tutto il resto della linea, che partendo da A va al generatore, non vi sono onde stazionarie e quindi la linea è non risonante.

Per realizzare la reattanza da inserire nel punto C si può usare una sezione o tronco di linea chiuso in cortocircuito o aperto, lungo meno di un quarto di lunghezza d'onda.

Se il tronco di linea è lungo meno di un quarto di lunghezza d'onda e se è chiuso in cortocircuito, esso presenta ai terminali di entrata una reattanza induttiva; se è lungo meno di un quarto di lunghezza d'onda e se è aperto, all'altra estremità esso presenta una reattanza capacitiva.

Il valore della reattanza che viene ad esistere sui terminali di entrata del tronco di linea è funzione della lunghezza di quest'ultimo rapportata al quarto della lunghezza d'onda.

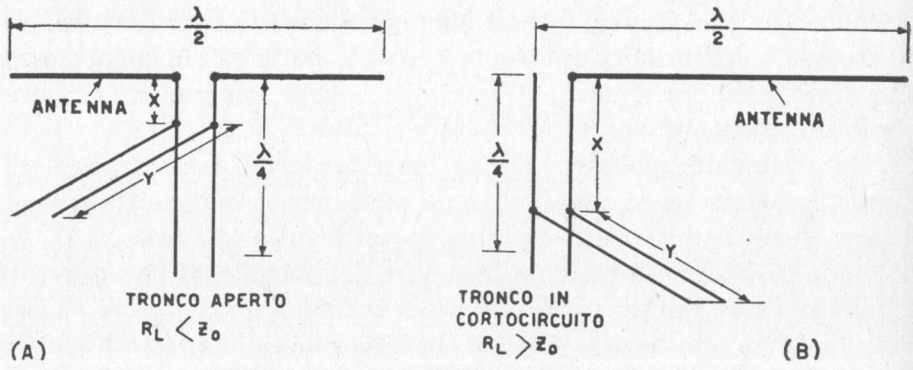


Figura 23. - Applicazioni dei tronchi di linea.

Le quote X della Fig. 23 alle quali va inserito il tronco di linea, come pure la lunghezza y del tronco, sono funzione della impedenza caratteristica Z_0 del tronco, della lunghezza del tronco e del rapporto di onde stazionarie esistente sulla linea.

Nel Cap. II, Figg. 13, 14 e 15 abbiamo fornito alcuni grafici per la determinazione di questi parametri. Spieghiamo brevemente l'uso dei grafici di Fig. 24 che consentono ugualmente di ricavare i parametri stessi.

Le quote X e Y possono essere determinate senza conoscere il valore della resistenza di carico, conoscendo solo il rapporto di onde stazionarie nel ventre di tensione, esistente prima di inserire il tronco. Se la resistenza di carico è minore della impedenza caratteristica della linea si adotterà un tronco di linea aperto, alla maniera indicata in Fig. 24 *A*. (Questo caso è il più frequente con le antenne alimentate in corrente). Se l'antenna è alimentata in tensione, ossia in un ventre di tensione, si impiegherà un tronco di linea in cortocircuito e varrà il grafico di Fig. 24 *B*.

Se si suppone che il carico sia una resistenza pura e se la impedenza caratteristica Z_0 della linea è uguale a quella del tronco, i calcoli risultano più semplici.

Nella Fig. 24 *A* e *B* sono riportate le dimensioni, in lunghezze d'onda, del tronco di linea aperto (curva *A*) e in cortocircuito (curva *B*) per i vari rapporti di onde stazionarie misurati sul ventre di tensione.

È importante tener presente che quando si convertono le misure in lunghezze d'onda in misure metriche, bisogna tener presente che

la lunghezza d'onda nella linea è diversa dalla lunghezza d'onda in spazio libero, dato che interviene il fattore di velocità (v. Cap. I).

La formula di conversione è

$$\text{Lunghezza (in metri)} = \frac{300}{F\,(\text{MHz})} \times C_v$$

in cui F è la frequenza in megahertz e C_v è il fattore di velocità per la linea di trasmissione.

Il grande vantaggio che offre questo tipo di adattamento di impedenza è che con esso non è necessario che l'antenna sia esattamente in risonanza. È possibile infatti impiegare questo sistema anche quando il carico (ossia l'antenna) presenta una componente reattiva, dato che con il sistema a tronco di linea si eliminano le onde stazionarie esistenti dal generatore al primo ventre di corrente più vicino al carico. Con il sistema di adattamento di impedenza a tronco di linea si può adattare qualsiasi carico a qualsiasi linea di trasmissione, purché il carico non sia in cortocircuito, purché non sia infinito o purché non sia unicamente reattivo.

Adattamento di impedenza fra i vari elementi di antenna.

Nei sistemi di antenna ad elementi attivi si presenta un problema e cioè, in trasmissione, di inviare potenza a tutti gli elementi dell'an-

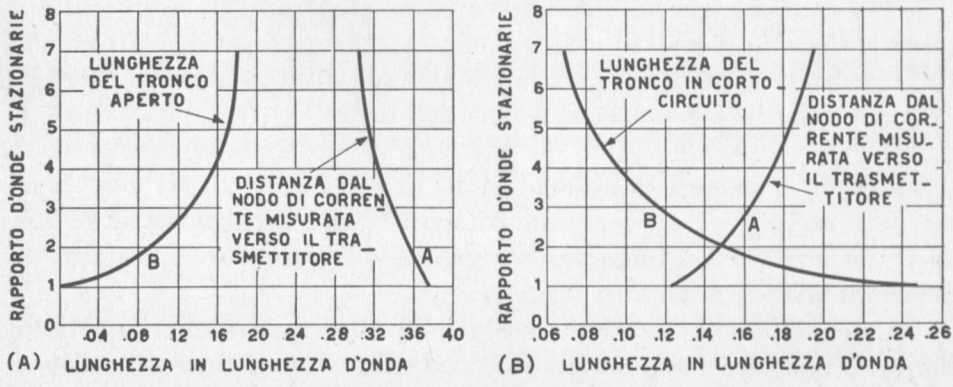


Figura 24. - Grafici per la determinazione dei parametri dei tronchi di linea.

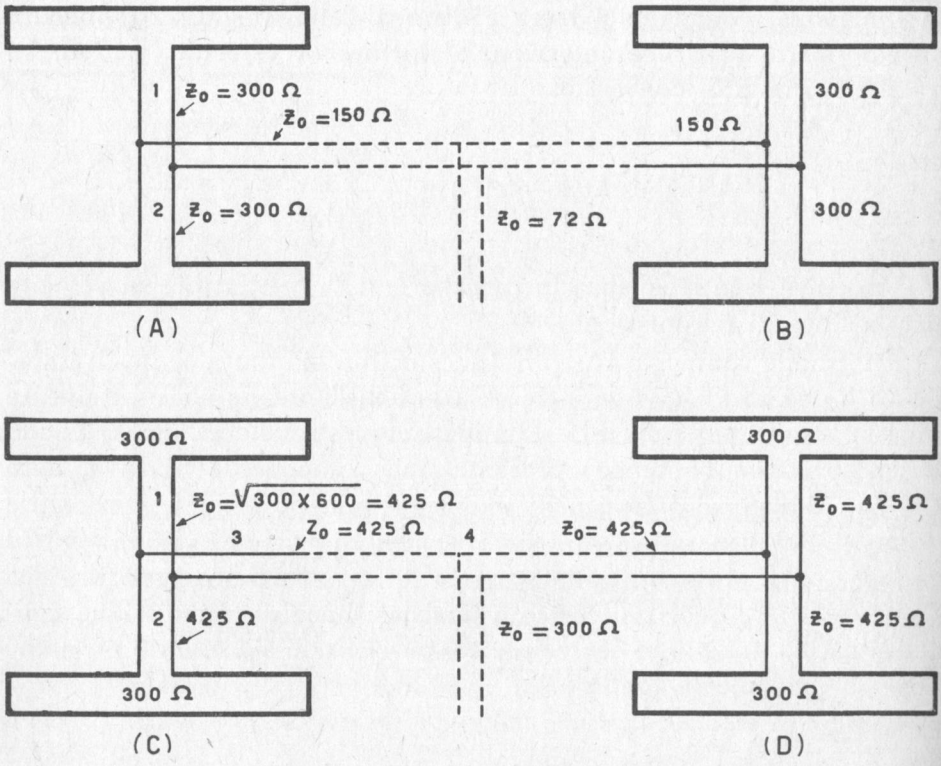


Figura 25. - Alimentazione dei vari elementi dei sistemi di antenna.

tenna o, in ricezione, di convogliare il segnale captato dai vari elementi di antenna, portandolo alla linea di discesa.

Per ottenere questo risultato, occorre che fra la linea di trasmissione e ciascun elemento dell'antenna esista un corretto adattamento di impedenza. Inoltre, occorre che il sistema di alimentazione dei vari elementi, fornisca potenza agli elementi stessi con corretta relazione di fase.

Perciò, il sistema di alimentazione degli elementi attivi dell'antenna deve soddisfare contemporaneamente a due condizioni; deve fornire un corretto adattamento d'impedenza e deve dare una corretta relazione di fase fra i vari elementi.

Consideriamo ad esempio la Fig. 25 *A*. Essa rappresenta due dipoli ripiegati a mezza onda, sovrapposti ad allineamento in fila e alimentati in fase.

Alla risonanza, l'impedenza al centro di ciascun dipolo ripiegato è di 300 Ω e quindi ognuno dei due dipoli deve essere alimentato da una linea di trasmissione a 300 Ω.

La linea di trasmissione (in parte tratteggiata) che viene collegata al centro della linea di collegamento a 300 Ω fra i due dipoli 1 e 2 « vedrà » due impedenze da 300 Ω in parallelo ossia un'impedenza di 150 Ω. Pertanto la linea che fornisce potenza alla coppia dei dipoli 1 e 2 dovrà avere 150 Ω di impedenza caratteristica.

Supponiamo di estendere il sistema di antenna, aggiungendo i due dipoli, anch'essi allineati in fila, indicati con *B* in Fig. 25. Si ha allora che anche il tratto di linea che alimenta la coppia di dipoli *B* deve essere a 150 Ω di impedenza.

Supponiamo ora di voler alimentare contemporaneamente tutti e quattro i dipoli di Fig. 25 *A* e *B*, realizzando così un sistema colineare. Nel punto centrale della linea di alimentazione a 150 Ω (tratteggiata) l'impedenza, risultando da due impedenze a 150 Ω in parallelo, sarà di 75 Ω e quindi, per alimentare tutto il sistema di antenna, sarà necessaria una linea di trasmissione principale a 75 Ω o un'altro tipo di linea di trasmissione con interposta, fra essa e l'antenna, un adattatore che ne porti l'impedenza a 75 Ω.

L'esempio su riportato indica che l'impedenza di alimentazione di un sistema di n dipoli è uguale all'impedenza di alimentazione di un solo dipolo, divisa per n.

Pertanto, se i dipoli impiegati, anziché essere ripiegati, fossero semplici (impedenza di alimentazione = 72 Ω) nell'esempio su riportato si avrebbe un'impedenza di $72/4 = 18$ Ω. Se poi un sistema di antenna è costruito con otto dipoli semplici, l'impedenza nel punto di alimentazione diventa $72/8 = 9$ Ω.

Siccome non esiste, e non è praticamente realizzabile, una linea di trasmissione a così bassa impedenza caratteristica, è necessario usare una linea di trasmissione con impedenza caratteristica più alta ed inserire fra la linea e il sistema di antenna un opportuno sistema di adattamento d'impedenza.

Questo sistema di adattamento di impedenza, invece che inserirlo fra la linea e l'antenna, può essere più facilmente inserito fra i vari elementi dell'antenna, procedendo alla maniera indicata in Fig. 25 *C-D*.

In questo caso, i due dipoli 1 e 2, invece di essere alimentati con una linea a 300 Ω, vengono alimentati ciascuno con una linea a impe-

denza diversa da questo valore, e tale che le linee che collegano i dipoli 1 e 2, combinandosi in parallelo nel punto di giunzione, diano luogo ad una impedenza di 30 Ω. Pertanto, ogni linea che collega il dipolo 1 o il dipolo 2 deve presentare, nel punto di giunzione, un'impedenza di 600 Ω, e quindi, se fra il punto di giunzione e il dipolo la lunghezza della linea è di $\lambda/4$, l'impedenza della linea fra punto di giunzione e ciascun dipolo dovrà essere di $\sqrt{300 \times 600} = 425\ \Omega$.

Inserendo nel punto di giunzione della coppia di dipoli una linea a 300 Ω si otterrebbe un perfetto adattamento di impedenza, ma in questo caso la linea principale di alimentazione, che termina nel punto 4, verrebbe ad avere un'impedenza caratteristica di 150 Ω ed è noto che le linee aventi questo valore di impedenza caratteristica non sono consigliabili come linee di trasmissione, ma invece possono venire usate come linee per la realizzazione di adattatori d'impedenza.

Supponiamo allora di voler impiegare come linea di alimentazione principale una linea con impedenza caratteristica di 300 Ω.

Bisogna allora che nel punto 4 si « vedano » due impedenze, ciascuna di 600 Ω, che risultano così collegate in parallelo sulla linea di trasmissione principale.

Ognuno dei due spezzoni di linea che, dal punto 4, va al punto di giunzione di ogni coppia di dipoli (ad esempio al punto comune di 1 e 2 per la coppia di dipoli di sinistra) dovrà essere tale che da una parte l'impedenza risulti di 300 Ω e dall'altra di 600 Ω. Pertanto ognuno di questi due spezzoni dovrà essere lungo $\lambda/4$ (o un multiplo dispari di $\lambda/4$) e dovrà essere realizzato con una linea avente impedenza caratteristica di $\sqrt{600 \times 300} = 425\ \Omega$. In tal modo, ognuno di questi due spezzoni riflette, nel punto 4, un'impedenza di 600 Ω.

Nel progettare sistemi di alimentazione di questo tipo bisogna tener presenti alcuni accorgimenti.

Se l'impedenza centrale degli elementi è molto bassa, (come accade quando l'elemento attivo è accompagnato da parecchi elementi parassiti), vi è un limite pratico al quale può giungere il rapporto di impedenza ottenibile con una linea a quarto d'onda. Oltre questo limite le perdite nella sezione di linea a quarto d'onda divengono proibitivamente alte. Per non aumentare troppo tali perdite, bisogna che le impedenze dei tratti come 1 e 2 che vanno ai dipoli non siano molto più alte delle impedenze di entrata dei dipoli stessi.

Inoltre, si deve tener presente che queste sezioni di linea costituiscono circuiti risonanti, la cui presenza può ridurre notevolmente la

larghezza della banda di frequenze sulla quale l'antenna funziona correttamente.

Le considerazioni di cui sopra possono essere facilmente applicate alle antenne a dipoli cilindrici sovrapposti (Fig. 59, Cap. IX).

Siccome l'impedenza di ciascun dipolo è di circa 40 Ω (data la notevole grossezza del dipolo stesso), se l'impedenza della linea di trasmissione è di 300 Ω, l'impedenza della linea di collegamento fra i due dipoli dovrà essere di $\sqrt{600 \times 40} = 155\ \Omega$ e la distanza fra i due dipoli dovrà essere di $\lambda/2$, in modo da far risultare di $\lambda/4$ la distanza fra punto di alimentazione della coppia di dipoli e ciascun dipolo.

Dispositivi di bilanciamento (Balun).

Un'antenna alimentata al centro, come è il dipolo a mezza onda, costituisce un radiatore bilanciato. Se un tale radiatore viene alimentato con una linea bifilare, il bilanciamento viene mantenuto inalterato, a meno che non intervengano fattori esterni di sbilanciamento.

Se, come in Fig. 26, un dipolo a mezza onda viene alimentato mediante una linea coassiale, il bilanciamento del sistema di antenna viene ad essere pregiudicato dal fatto che metà del radiatore risulta collegata al conduttore esterno mentre l'altra metà è collegata a quello interno. Sulla metà collegata al conduttore esterno può circolare una corrente che coinvolge anche il conduttore esterno del cavo, per cui il campo da questo generato non è più annullato dal campo provocato dalla corrente che circola nel conduttore interno, risultando quest'ultimo schermato completamente verso l'esterno per l'esistenza appunto del conduttore esterno.

Per evitare che si abbia radiazione da parte della linea, dovuta a squilibrio fra le correnti che circolano nei due conduttori della linea coassiale, si può adottare un *dispositivo di bilanciamento* (*balun*) tale

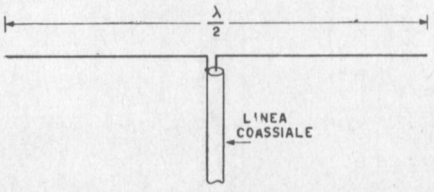


Figura 26. - Antenna a dipolo a mezza onda, alimentata da una linea coassiale.

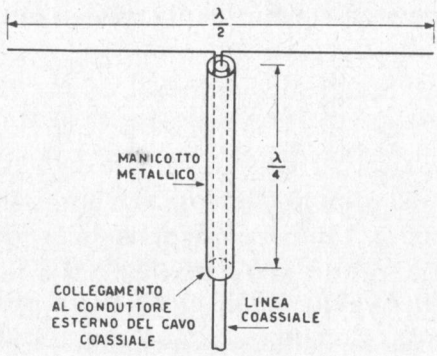


Figura 27. - Dispositivo di bilanciamento a manicotto (bazooka) fra linea coassiale e dipolo a mezza onda.

da disaccoppiare la linea stessa rispetto all'antenna, riducendo così la corrente che dall'antenna raggiunge il conduttore esterno del cavo.

Nella Fig. 27 è rappresentato uno di questi dispositivi, noto con il nome di « bazooka » che consiste nel rivestire il conduttore esterno della linea coassiale di trasmissione di un manicotto metallico che, insieme con il conduttore esterno della linea, costituisca una linea a quarto d'onda. Siccome in basso il manicotto è collegato con il conduttore esterno del cavo, sulla estremità superiore di questa sezione di linea a quarto d'onda si viene a costituire un'impedenza infinita, o comunque molto alta, con conseguente isolamento della linea posta al disotto del manicotto.

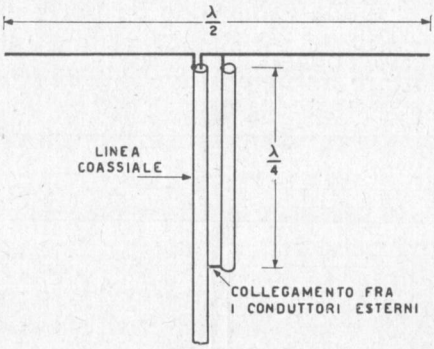


Figura 28. - Altro tipo di dispositivo di bilanciamento fra dipolo a mezza onda e linea coassiale.

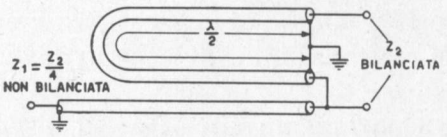


Figura 29. - Dispositivo di bilanciamento mediante sezione di linea a mezza onda per la compensazione di fase.

La lunghezza del manicotto deve essere di un quarto di lunghezza d'onda, ma se l'isolamento fra manicotto e conduttore esterno della linea, invece di essere di aria, è di materiale dielettrico, la lunghezza del manicotto dovrà essere minore di un quarto di lunghezza d'onda, valutata in spazio libero.

L'eventuale inserzione di un dispositivo di bilanciamento come quello di Fig. 27 non altera le relazioni di impedenza esistenti fra l'antenna e la linea coassiale.

Nella Fig. 28 è rappresentato un altro dispositivo di bilanciamento, che fornisce un risultato analogo a quello di Fig. 27. Siccome le tensioni sui terminali di antenna sono uguali ed opposte (riferite alla terra), sui conduttori esterni della linea e della sezione di linea aggiuntiva vengono a circolare correnti con direzioni opposte. Sotto il punto di cortocircuito, ossia verso il trasmettitore, queste correnti si combinano fra loro, annullandosi a vicenda. Il dispositivo di adattamento rispetto all'antenna si comporta come un circuito aperto, dato che la linea a conduttori paralleli è cortocircuitata all'estremità in basso. Esso perciò non provoca alcun effetto sul funzionamento normale dell'antenna.

Peraltro questo fatto non è essenziale per il funzionamento del dispositivo di bilanciamento e infatti ai dispositivi di questo tipo spesso

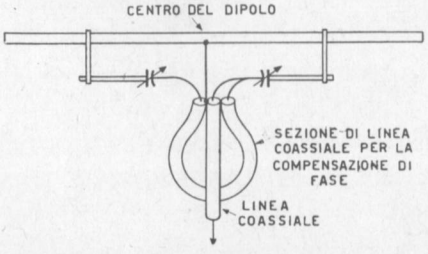


Figura 30. - Applicazione del dispositivo di Fig. 29 ad un adattamento a « T ».

viene data una lunghezza minore di un quarto di lunghezza d'onda, allo scopo di fornire una reattanza induttiva che in qualche caso può essere necessaria.

Nella Fig. 29 è riportato un altro tipo di dispositivo di bilanciamento nel quale dal conduttore interno della linea di trasmissione principale e dalla sezione di compensazione di fase a mezza onda vengono prelevate due tensioni di uguale ampiezza ma di fasi opposte, bilanciate rispetto a terra. Siccome le tensioni alle estremità bilanciate risultano in serie, mentre le tensioni alle estremità non bilanciate sono in parallelo, passando dal lato bilanciato al lato non bilanciato si ha un aumento di impedenza con rapporto 4 a 1.

Il dispositivo di Fig. 29 è utile per effettuare l'accoppiamento per esempio fra un carico a 300 Ω bilanciato e una linea coassiale a 75 Ω (Fig. 30).

CAPITOLO XI.

MISURE SULLE ANTENNE

L'antennascopio.

L'antennascopio costituisce una variante dei ponti indicatori di onde stazionarie, descritti nel Cap. III di questo libro. Tale variante consiste nel sostituire ad un ramo del ponte, un resistore variabile non induttivo. Questo resistore viene tarato in ohm e quando esso viene regolato in modo che la sua resistenza uguagli la resistenza di radiazione dell'antenna in prova, allora il ponte risulta equilibrato.

L'equilibrio del ponte verrà indicato da un voltmetro elettronico molto sensibile.

Con l'antennascopio è perciò possibile misurare direttamente la resistenza di radiazione dell'antenna, in base alla posizione del cursore del resistore variabile non induttivo posto nello strumento.

Quando l'antenna in prova è in condizioni di non risonanza per cui essa presenta una certa reattanza, il bilanciamento del ponte non potrà risultare completo, per cui l'indice dello strumento dell'antennascopio, anche in posizione di minimo, non si disporrà sullo zero. Si varierà allora la frequenza del segnale che eccita l'antenna fino ad ottenere il completo annullamento della indicazione fornita dallo strumento regolando, man mano che si varia la frequenza, la posizione del cursore del resistore anti-induttivo.

Nella Fig. 1 è mostrato un'antennascopio di costruzione tipica e nella Fig. 2 ne è riportato lo schema elettrico.

Come resistore variabile posto su un ramo del ponte viene impiegato un potenziometro a grafite da 100 Ω, mentre gli altri due rami del ponte sono costituiti da due resistori ad impasto da 200 Ω in serie, ciascuno, con un condensatore da 500 μμF del tipo a mica a bottone.

Siccome la tolleranza di capacità di questi condensatori è ± 20 % del valore segnato, si dovranno cercare, fra un certo numero di condensatori, due che abbiano la stessa capacità. Non è molto importante che i condensatori abbiano entrambi il valore di 500 μμF, ma è invece indispensabile che i due condensatori abbiano uguale capacità.

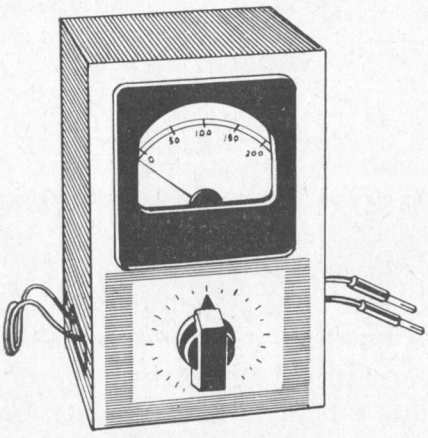


Figura 1. - L'antennascopio - Con questo strumento può essere determinata con molta facilità la resistenza di radiazione di qualsiasi carico a radiofrequenza inserito fra i suoi terminali. Lo strumento fornisce direttamente il valore di tale resistenza.

Quando l'antennascopio non deve essere usato a frequenze superiori a 30 MHz, si potranno usare per C_1 e C_2 due condensatori a mica argentata.

I resistori R_1 e R_2 verranno anch'essi selezionati con un ohmetro per fare in modo che essi abbiano uguale valore. Si dovrà inoltre stare attenti, durante il montaggio, che essi non vengano riscaldati dal saldatore poiché in tal caso la loro resistenza verrebbe alterata. Allo stesso modo si dovrà fare attenzione che il diodo al germanio 1N23 non venga riscaldato durante il montaggio. Sarà meglio che esso venga montato su un supporto da fusibile.

Tutti i collegamenti interni dell'antennascopio dovranno essere i più corti possibile, specialmente quelli relativi alla parte a radiofrequenza del circuito.

Nel pannello frontale della custodia verrà eseguito un foro di circa 25 mm di diametro e in questo foro si monterà il potenziometro R_3, isolandolo mediante materiale isolante, ad esempio bakelite. Siccome tutti i reofori di R_3 sono sotto tensione a radiofrequenza, sarà essenziale, ai fini di un buon funzionamento dello strumento, che la capacità fra R_3 e custodia sia la minima possibile.

I due reofori di uscita di R_3 verranno portati fuori dalla custodia mediante una basetta isolante montata su un lato dell'antennascopio.

I collegamenti fra i capofili posti su questa basetta e i coccodrilli dovranno essere lunghi non più di 5 cm, altrimenti essi introducono una induttanza che pregiudicherà il buon funzionamento dello strumento.

Controllo dell' antennascopio.

Dopo aver completato il montaggio dello strumento, si porrà vicino all'avvolgimento di accoppiamento dell'antennascopio un ondametro-oscillatore ad assorbimento di griglia (grid-dip meter). Se l'indice del microamperometro da 200 μA fondo scala dello strumento tende ad andare sotto lo zero, allora si dovranno invertire i collegamenti che vanno al microamperometro.

La frequenza di funzionamento dell'ondametro ad assorbimento di griglia dovrà essere posta nella gamma da 10 a 20 MHz e si avvicinerà l'ondametro all'antennascopio fino ad ottenere la deviazione a mezza scala dell'indice del microamperometro.

Si porranno allora fra i due morsetti a coccodrillo collegati allo strumento, alcuni resistori ad impasto da 1 W e aventi resistenza non superiore a 100 Ω e si regolerà il potenziometro R_3 in modo da riportare a zero l'indice del microamperometro. In tal modo si potrà tarare la manopola di R_3.

I resistori di taratura verranno scelti con valori di 5 in 5 Ω, così da poter tracciare bene la scala della manopola.

La taratura della scala è valida per frequenze non superiori a 50 MHz, purché, come capacità C_1 e C_2, vengano impiegati condensatori

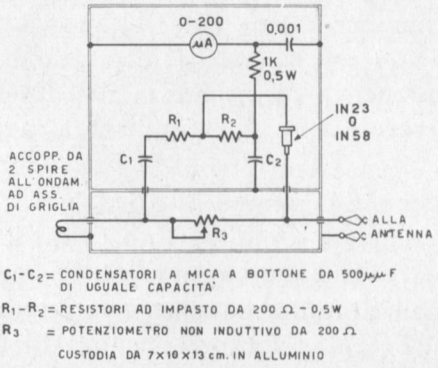


Figura 2. - Antennascopio adatto per la misura su antenne con elementi parassiti. (Campo di impedenze da 0 a 100 Ω).

a mica a bottone. A frequenze superiori, l'induttanza interna dello strumento fa sentire sempre più i suoi effetti, per cui risulterà sempre più difficile ottenere un completo annullamento della deviazione dell'indice del microamperometro.

Impiego dell' antennascopio.

L'antennascopio verrà accoppiato all'ondametro-oscillatore ad assorbimento di griglia mediante un avvolgimento costituito da due o tre spire. La posizione dei due strumenti deve inoltre venire regolata in modo che la deviazione dell'indice del microamperometro raggiunga i 2/3 della scala, quando ai morsetti a coccodrillo non è inserito alcun carico.

L'antennascopio può essere considerato come un ohmetro a radiofrequenza per basse resistenze e può essere impiegato per determinare la lunghezza elettrica di linee a quarto d'onda, l'impedenza caratteristica di linee di trsmissione, la frequenza di risonanza di un'antenna e la resistenza di radiazione delle antenne in risonanza.

In generale, i morsetti a coccodrillo (che costituiscono i terminali di misura dell'antennascopio) andranno collegati in serie al carico in un punto di massima corrente, ossia verranno collegati al centro di un dipolo oppure alla base di un'antenna verticale a quarto d'onda con terra riportata (ground-plane).

Per eseguire la misura si applicherà l'eccitazione all'antennascopio e si varieranno la frequenza del segnale di eccitazione e la regolazione di R_3 fino ad ottenere il completo annullamento della deviazione dell'indice del microamperometro. Una volta raggiunta tale condizione, si ha che la frequenza del segnale di eccitazione dell'antennascopio corrisponde alla frequenza di risonanza dell'antenna e la posizione della manopola di regolazione di R_3 indicherà la resistenza di radiazione dell'antenna.

Può avvenire che sulle gamme di 3,5 MHz e 7 MHz non possa essere ottenuto il completo annullamento della deviazione dell'indice del microamperometro. Quando ciò avviene, normalmente la causa risiede in forti segnali a radiofrequenza captati dall'antenna, segnali che possono essere generati o da forti stazioni dilettantistiche vicine o da potenti stazioni di radiodiffusione circolare. Tali segnali avranno per effetto di oscurare il raggiungimento della deviazione zero del-

l'indice del microamperometro. Questo inconveniente avviene molto frequentemente quando si provano antenne di grandi dimensioni.

L' antennascopio a ponte.

L'antennascopio a ponte è un tipo particolare di ponte misuratore del rapporto di onde stazionarie, nel quale un ramo del ponte è sostituito da un resistore variabile non induttivo.

Questo resistore viene tarato in ohm e quando è regolato in modo che la sua resistenza uguagli la resistenza di radiazione dell'antenna si ha l'equilibrio del ponte.

L'equilibrio del ponte verrà indicato da un voltmetro elettronico molto sensibile.

Con questo antennascopio è perciò possibile misurare direttamente la resistenza di radiazione di un'antenna, in base alla posizione del cursore del resistore variabile non induttivo, posto nello strumento.

Quando l'antenna in prova è in condizione di non risonanza (per cui essa presenta una certa reattanza), il bilanciamento del ponte non potrà risultare completo, per cui l'indice dello strumento dell'antennascopio, anche in posizione di minimo, non si disporrà sullo zero.

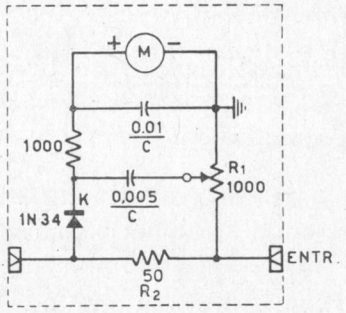
Variando allora la frequenza del segnale che eccita l'antenna si può ottenere il completo annullamento della indicazione fornita dallo strumento. Man mano che si varia la frequenza bisognerà spostare la posizione del cursore del resistore anti-induttivo.

Nella Fig. 3 è riportato lo schema elettrico dell'antennascopio a ponte. Come resistore variabile posto su un ramo del ponte viene impiegato un potenziometro ad impasto da 1000 Ω.

Gli altri lati del ponte sono costituiti da due resistori ad impasto da 50 Ω e dalla resistenza di radiazione dell'antenna.

Se la resistenza di radiazione del carico esterno o dell'antenna è di 50 Ω, il cursore del resistore variabile dovrà venire posto a metà corsa, per ottenere il bilanciamento del ponte e quindi l'annullamento dell'indicazione fornita dal voltmetro a diodo.

Se la resistenza di radiazione dell'antenna è diversa da 50 Ω, per ottenere il bilanciamento del ponte bisognerà porre il cursore del resistore variabile in una posizione diversa, corrispondente alla resistenza di radiazione dell'antenna.



R_1 = POTENZIOMETRO AD IMPASTO DA 1000 Ω A VARIAZIONE LINEARE (TIPO AB-OHMITE OPPURE TIPO J - ALLEN BRADLEY)

R_2 = RESISTORI AD IMPASTO DA 50Ω-1W (TIPO LITTLE DEVIL DELLA OHMITE OPPURE TIPO BT DELLA IRC)

M = MICROAMPEROMETRO DA 200 μA A FONDO SCALA

Figura 3. - Antennascopio a ponte.

Con questo semplice circuito e con un carico non reattivo, si otterrà una precisione di azzeramento del ponte dell'ordine di 5 Ω su 1000 Ω ossia del 5 ‰.

Quando le misure vengono eseguite sulla frequenza di risonanza dell'antenna, sulla scala graduata dell'antennascopio si leggerà direttamente la resistenza di radiazione dell'antenna stessa.

Inversamente, si può determinare la frequenza di risonanza di un'antenna determinando (mediante un frequenzimetro o un ricevitore calibrato) la frequenza di un generatore alla quale corrisponda la lettera zero dell'antennascopio.

Costruzione dell'antennascopio.

L'antennascopio verrà costruito dentro una custodia metallica avente le dimensioni di cm 7,5 × 15 × 5.

Lo strumento indicatore verrà posto sulla parte più alta del pannello anteriore dell'antennascopio.

Sulle due fiancate laterali della custodia verranno montate le prese coassiali di entrata e di uscita per l'antennascopio. Fra le boccole centrali di tali due prese verrà saldato il resistore anti-induttivo da 50 Ω.

Il potenziometro di taratura verrà montato su una basetta di materiale isolante, posta sopra un foro di 20 mm di diametro eseguito nella custodia metallica, in modo così da ridurre al minimo la capacità fra il potenziometro e la massa dello strumento.

Bisogna fare in modo che la posizione assunta nel montaggio dal diodo a cristallo risulti perpendicolare al resistore da 50 Ω, allo scopo di ridurre al minimo l'accoppiamento capacitivo fra tali due componenti.

La frequenza più alta alla quale l'antennascopio fornisce valori sufficientemente precisi dipende dal modo col quale l'antennascopio stesso è stato realizzato.

Normalmente sarà possibile ottenere una precisione sufficiente fino a frequenze dell'ordine dei 100 MHz. Al disopra di tale frequenza l'induttanza dei collegamenti impedisce il raggiungimento di un perfetto equilibrio del ponte.

Qualora il ponte dovesse funzionare a frequenze VHF sarà necessario fare in modo di ridurre al minimo possibile la lunghezza dei collegamenti e usare nei collegamenti percorsi da radiofrequenza invece di filo, piattina di rame larga 6 mm.

Controllo dell' antennascopio.

Dopo avere completato il montaggio dello strumento, si accoppierà alla presa di entrata dell'antennascopio un oscillatore ad assorbimento di griglia (grid-dip meter). Questo accoppiamento verrà eseguito mediante una bobina di due spire, posta nella presa coassiale di entrata dell'antennascopio.

La frequenza di funzionamento dell'oscillatore ad assorbimento di griglia dovrà essere posta nella gamma compresa fra 10 MHz e 20 MHz.

Si avvicinerà l'oscillatore all'antennascopio fino ad ottenere la deviazione a mezza scala dell'indice del microamperometro.

Si inseriscono sulla presa coassiale di uscita vari resistori ad impasto, aventi resistenza fino a 1000 Ω e si regola il potenziometro R_1 fino ad ottenere l'annullamento della deviazione dell'indice del microamperometro.

A questo modo, si potrà eseguire la taratura del potenziometro in base alle posizioni assunte dal suo cursore per ottenere l'equilibrio del ponte con i vari resistori esterni.

INDICE ANALITICO

A

	pag.
Accessori per linee	112
Accoppiatori di antenna	118
Adattamenti fra linea e antenna	277
Adattamento (di) impedenza	17
Adattamento (di) impedenza mediante tronchi di linea	73
Adattamento (a) « delta »	294
Adattamento (fra) elementi di antenna	302
Adattamento (a) « gamma »	293
Adattamento (con) linee a quarto d'onda	297
Adattamento (a) T	290
Adattamento (con) tronco di linea	299
Alimentazione (di) corrente delle antenne	132
Alimentazione diretta di dipoli	286
Alimentazione (con) linee non risonanti	284
Alimentazione (con) linee risonanti	279
Alimentazione (di) tensione delle antenne	137
Allineamenti (a) fase progressiva	167
Allineamenti (in) fila	167
Ammettenza delle linee	74
Angolo apertura antenne semirombiche	216
Antenna Bow-tie	233
Antenna come carico	278
Antenna (a) dipoli cilindrici sovrapposti	270
Antenna (a) dipoli incrociati	263
Antenna (a) dipoli triangolari allineati	241
Antenna (a) dipoli triangolari sovrapposti	236-271
Antenna (a) dipolo circolare	263
Antenna (a) dipolo conico per UHF	231
Antenna (a) dipolo triangolare per UHF	233
Antenna « Directronic »	267
Antenna disco-conica	265
Antenna discone per UHF	265
Antenna (a) due V allineate	256
Antenna (a) due V sovrapposte	254
Antenna (a) due V (per) UHF	255
Antenna elicoidale	258
Antenna (a) frusta	159
Antenna (a) gabbia conica per UHF	232
Antenna « ground plane »	160
Antenna inclinata a filo lungo	204
Antenna Marconi	126-154
Antenna (a) mezza onda	126
Antenna orizzontale a filo lungo	203
Antenna (a) quattro dipoli sovrapposti	272
Antenna (con) riflettore a diedro	238
Antenna rombica per UHF	249
Antenna semi-rombica non « terminata »	213
Antenna semi-rombica « terminata »	214
Antenna Snyder per VHF-UHF	274

pag.

Antenna (a) terra riportata . 160
Antenna (a) trombone per UHF 257
Antenna verticale a « J » . . 263
Antenna Yagi 244
Antenna Yagi per UHF . . . 247
Antennascopio 312
Antennascopio a ponte . . . 315
Antenne 125
Antenne colineari 167
Antenne (a) dipolo cilindrico per UHF 230
Antenne (a) dipolo ripiegato . 185
Antenne (a) dipolo semplice . 185
Antenne (a) dipolo (per) UHF 229
Antenne (a) due elementi . . 191
Antenne eccitate armonicamente 139
Antenne (ad) elementi attivi . 171
Antenne (ad) elementi parassiti 185
Antenne (a) filo lungo . . . 201
Antenne (a) filo lungo non risonanti 207
Antenne (a) molti elementi . 198
Antenne (con) molti elementi parassiti 199
Antenne omnidirezionali a UHF 262
Antenne riceventi 125
Antenne rombiche 216
Antenne semi-rombiche . . . 213
Antenne trasmittenti 125
Antenne (a) tre elementi . . 196
Antenne (per) UHF 221
Antenne (a) V 209
Antenne (a) V per UHF . . . 253
Antenne (per) VHF-UHF . . 272
Antenne Yagi sovrapposte . . 270
Applicazioni delle linee di trasmissione 63
Attenuazione delle linee . . . 54
Attenuazione delle linee a UHF 58

B

Balun 307

pag.

C

Campo elettromagnetico . . 130
Campo elettrostatico 130
Capacità di discontinuità . . . 39
Caratteristiche delle linee a mezza onda 64
Cavi coassiali 2
Circuiti accordati a linea . . 70
Circuiti risonanti a UHF a linea 68
Circuiti (di) separazione . . 118
Circuiti (di) sovrapposizione . 118
Coefficiente di riflessione . . 20
Combinazioni di antenne . . 182
Conduttanza delle linee . . . 75
Corrente nelle antenne « terminate » 207
Costante di velocità 6

D

Deviazione delle onde VHF . 223
Diagramma (a) cardioide . . 178
Diagramma di radiazione . . 141
Diagramma di radiazione in spazio libero 144
Dimensionamento antenna elicoidale 261
Dimensionamento antenne Discone 266
Dimensionamento antenne rombiche 217
Dimensionamento antenne rombiche UHF 250
Dimensionamento antenne (a) V 212
Dimensionamento antenne (a) V per UHF 253
Dimensionamento antenne Yagi 248
Dipoli incrociati 263
Dipolo 129
Dipolo ripiegato 185-287
Dipolo ripiegato circolare . . 263
Dipolo semplice 185
Dipolo ripiegato (a) tre conduttori 288

pag.

Direttività delle antenne . . . 142-163
Direttore 188
Dispositivi di bilanciamento . 307
Distanza degli elementi di antenna 194

E

Effetti della terra 144
Effetto di accorciamento . . . 140
Effetto di estremità 141
Effetto pellicolare 45
Elementi attivi di antenna . . 166
Elementi parassiti di antenna 166
Elemento di antenna 166

F

Fascio di antenna 168
Fase delle antenne 169
Fasi delle correnti nelle linee . 8
Funzionamento dell'antenna . 126

G

« G string » 55
Grafici di progetto antenne a V 212
Grafico della portata ottica . 222
Grafico della potenza e del ROS 44
Guadagno (degli) allineamenti a fase progressiva 177
Guadagno (delle) antenne . . 163
Guadagno antenne (a) due elementi 192
Guadagno (delle) antenne (a) due V 256
Guadagno antenne (a) due V sovrapposte 254
Guadagno antenne (a) filo lungo 206
Guadagno antenne rombiche . 218
Guadagno antenne rombiche UHF 251
Guadagno antenne (a) trombone 258

I

Impedenza (di) antenna) . . 132
Impedenza caratteristica . . 9

pag.

Impedenza caratteristica cavi coassiali 3-13
Impedenza caratteristica linee bifilari 13
Impedenza caratteristica linee coassiali in aria 15
Impedenza caratteristica linee (a) filo unico 12
Impedenza caratteristica linee (a) quattro fili 15
Impedenza (del) dipolo risonante 133
Impedenza (d') entrata della linea 40
Impedenze reattive su linee aperte 33
Impedenze reattive su linee in cortocircuito 31
Impianti collettivi di antenna 114
Indicatore (a) doppia lampadina 84
Indicatore (con) rettificatori e strumento 88
Indicatori onde stazionarie . 83
Indicatori onde stazionarie a ponte 93
Influenza del tempo sulle UHF 226
Installazione delle antenne UHF 227
Installazione delle linee . . . 111
Installazione delle linee UHF . 121
Irregolarità nelle linee . . . 39

L

Larghezza del fascio 168
Linea accordata 41
Linea Anaconda per UHF . . 51
Linea aperta 27
Linea bifilare Gonset 54
Linea (in) cortocircuito . . . 24
Linea (a) fenditura 107
Linea (di) Lecher 104
Linea non risonante 40
Linea (ad) onda di superficie . 55
Linea risonante 41
Linea tubolare per UHF . . . 52

pag.

Linee chiuse su carichi reattivi 38
Linee (a) quarto d'onda come trasformatori 78
Linee rastremate 107
Linee (di) trasmissione . . . 1
Linee (di) trasmissione bifilari 4
Linee (di) trasmissione per UHF 51
Lobi (nelle) antenne rombiche 217
Lobi (nelle) antenne (a) V . . 210
Lobi maggiori 165
Lobi minori 165
Lobi (di) radiazione 144
Lunghezza (dell') antenna Marconi 156
Lunghezza (delle) antenne (a) mezza onda 138
Lunghezza antenne semirombiche 215
Lunghezza (degli) elementi di antenna 195
Lunghezza elettrica di una linea 7
Lunghezza (delle) linee . . . 80
Lunghezza (d') onda 5
Lunghezza (d') onda elettrica . 26

M

Misure sulle antenne 312
Misure sulle linee 83

N

Nodi di corrente 22
Nodi di tensione 22

O

Onda incidente 18
Onda riflessa 18
Onde stazionarie 21
Onde stazionarie sulle antenne 128
Onde stazionarie sulle antenne a filo lungo 207

P

Perdite (nel) dielettrico . . . 49
Perdite (per) induzione . . . 50

pag.

Perdite (nelle) linee 44
Perdite (per) radiazione . . . 48
Perdite (per) resistenza . . . 45
Polarità su una linea a mezza onda 66
Polarizzazione delle onde . . 165
Polarizzazione orizzontale . . 132
Polarizzazione verticale . . . 132
Ponte bilanciato per onde stazionarie 95
Portata ottica 222
Posizione antenne UHF . . . 227
Potenza ammissibile sulle linee 58
Potenza assorbita e R O S . . 43
Principi fondamentali sulle antenne 125
Progetto antenne Discone . . 266
Progetto antenne elicoidali . . 261
Progetto antenne rombiche . . 217
Progetto antenne rombiche UHF 250
Progetto antenne (a) V . . . 212
Progetto antenne (a) V per UHF 253
Progetto antenne Yagi . . . 248
Profondità di penetrazione . . 47
Propagazione UHF 221
Proprietà delle linee a mezza onda 63
Proprietà delle linee a quarto d'onda 65

R

Radiali 159
Radiazione (della) antenna . . 131
Radiazione (di) antenne non « terminate » 208
Radiazione (delle) antenne orizzontali 150
Radiazione (delle) antenne rombiche 217
Radiazione (in) spazio libero . 144
Rapporto fronte-retro 167
Rapporto (di) onde stazionarie 28
Rapporto (di) resistenze . . . 46

	pag.
Rapporto (di) trasformazione nei dipoli ripiegati	289
Reattanza del dipolo	134
Reattanze di carico di antenne	158
Rendimento delle antenne	138
Resistenza (di) antenna	132
Resistenza (della) antenna Marconi	156
Resistenza (della) antenna (a) quarto d'onda	157
Resistenza (delle) antenne a filo lungo	205
Resistenza (di) entrata del dipolo	134
Resistenza (di) perdita	137
Resistenza (di) radiazione	138
Ricezione TV a UHF	224
Riflessione	17
Riflettometro coassiale	99
Riflettore	188
Riflettore a diedro	242
Riflettore piano	242
Rifrazione delle onde	223
ROS	28
ROS per linee chiuse su carichi reattivi	31

S

Separatori di antenna	118
Sistema (di) antenna colineare	171
Sistema (di) antenna (ad) elementi attivi	167
Sistema colineare	166
Sistema dipolo-direttore	190
Sistema dipolo-riflettore	191
Sistema (di) antenna (a) due elementi	191
Sistema (di) antenna (a) tre elementi	196
Sistema (di) onde stazionarie	22
Sistemi (ad) allineamenti (a) fase progressiva	174
Sistemi (ad) allineamenti (in) fila	179
Sovrappositori di antenna	118
Sistemi bidirezionali	167
Sistemi omnidirezionali	167
Sistemi unidirezionali	167
Sovrapposizione antenne UHF	269
Supporti di linea a tronco a quarto d'onda	123
Suscettanza delle linee	75

T

Terminazione delle linee	16
Terminologia delle antenne	166
Tipi di linee di trasmissione	1
Trasformatori di impedenza	66
Tronco (di) linea a quarto d'onda	67
Tronchi (a) quarto d'onda come supporti di linea	123

V

Velocità di propagazione	5
Ventri di corrente	22
Ventri di tensione	22

Edizioni C. E. L. I.
BOLOGNA