

Spazio nuova frontiera

L'adattamento di impedenza nel raggruppamento di Yagi per polarizzazione circolare

Un problema che si presenta all'OM satellitare riguarda il modo di collegare fra loro due antenne a polarizzazione lineare, per ottenere una polarizzazione circolare. Questo è il caso di un'antenna a dipoli incrociati e ciò comporta la risoluzione di due distinti problemi. Il primo riguarda l'adattamento di impedenza nell'accoppiare fra loro i radiatori delle due antenne, mentre il secondo riguarda il modo di inserire la linea di ritardo per ottenere la polarizzazione circolare.

Il problema è maggiormente sentito quando le antenne a dipoli incrociati vengono fornite senza i rispettivi cavi di adattamento e magari con spiegazioni poco chiare. In genere il motivo risiede nell'interesse del costruttore a fornire direttamente le linee di adattamento separate dall'antenna.

I prezzi di queste linee in genere sono esosi e sproporzionati rispetto al loro valore effettivo.

Scopo di questo articolo è trattare gli aspetti teorici e pratici che sono alla base del problema e fornire nel contempo dei suggerimenti pratici per consentire facilmente questi accoppiamenti e adattamenti nel modo più economico possibile. Non dimentichiamo che l'autocostruzione nelle antenne è rimasto uno dei cimenti che l'OM può affrontare, a patto che sappia gestire pochi concetti fondamentali.

Nella trattazione supporremo che i dipoli delle antenne siano perfettamente risonanti, adattati e presentino una impedenza di alimentazione normalizzata di 50 ohm, oppure trasformabile a 50 ohm. Escluderemo le antenne con impedenza di 75 ohm, che ormai sono fuori produzione da parecchio tempo.

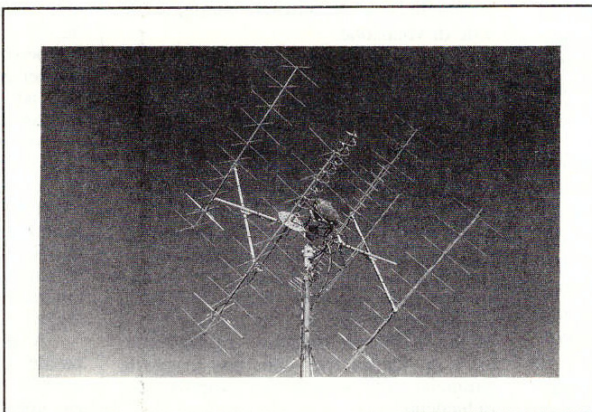
I sistemi per adattare l'impedenza di più antenne collegate in fase fra loro e poi al cavo di alimentazione da 50 ohm sono moltissimi. Ogni sistema è adatto a risolvere un caso specifico cosicché sarebbe impossibile descriverli tutti. Il giochetto di trovare la soluzione per ogni caso risulterà facile dopo aver compreso le proprietà intrinseche del trasformatore di impedenza in linea coassiale da un quarto d'onda.

Impadronitisi del principio, sarà facile architettare i più svariati e impensati sistemi di accoppiamento e riadattamento di impedenza immaginabili.

Si crede, a torto, che per accoppiare fra loro due o quattro antenne sia necessario e obbligatorio acquistare costosi e pesanti divisori di potenza in quarto d'onda a 2 o 4 porte, costruiti con tubi di ottone concentrici e chiamati spesso impropriamente "adattatori di cavità".

Questi trasformatori di impedenza in quarto d'onda possono essere sostituiti da comuni cavi coassiali di lunghezza appropriata, risparmiando numerosi connettori e raccordi N che costano, pesano e ingombrano l'antenna.

*Nella foto centrale:
Yagi con elementi
incrociati
ad uso
del Servizio
d'Amatore via satelliti*



Il principio del trasformatore di impedenza in quarto d'onda

Tagliamo una linea coassiale per la frequenza di nostro interesse alla precisa lunghezza elettrica di $\lambda/4$. In banda satelliti scegliamo 146 MHz e così $\lambda = 300 : f$ dove λ è espressa in metri ed f in MHz.

Otterremo

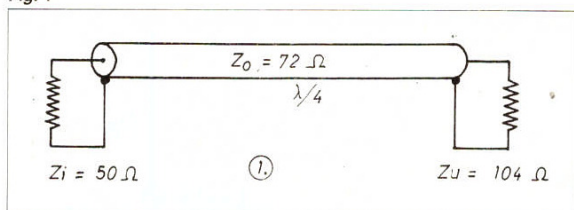
$$\lambda = 300 : 146 = 2,055 \text{ m}$$

$$\text{da cui } \lambda : 4 = 51,4 \text{ cm}$$

Le onde elettromagnetiche si propagano nel cavo coassiale ad una velocità inferiore che nel libero spazio. Se poniamo la velocità di propagazione nel libero spazio (ossia 300.000 km/sec.) uguale ad 1, la velocità di propagazione nei cavi a politene solido tipo RG8 U viene ridotta

Antenne

Fig. 1



di un fattore di velocità pari a 0,66 ossia:

$$300.000 \cdot 0,66 = 198.000 \text{ km/sec.}$$

Per conoscere la lunghezza elettrica del cavo, moltiplichiamo la sua lunghezza di 51,4 cm per il coefficiente di velocità 0,66 e otterremo che:

$$\lambda/4 = 51,4 \cdot 0,66 = 33,9 \text{ cm e in pratica 34 cm.}$$

Alla frequenza di risonanza questa linea in $\lambda/4$ presenta delle interessanti proprietà. Supponiamo che l'impedenza caratteristica Z_0 del cavo usato sia di 72 ohm. Se ora chiudiamo l'ingresso Z_i su una resistenza antiinduttiva da 50 ohm, che potrebbe essere quella di un'antenna perfettamente risonante ed adattata, allora l'impedenza Z_u che appare all'estremo opposto della linea sarà:

$$Z_i : Z_0 = Z_0 : Z_u$$

essendo infatti Z_0 medio proporzionale fra Z_i e Z_u

Dalla suddetta proporzione si ricava:

$$Z_u = Z_0^2 : Z_i$$

$$72 \cdot 72 : 50 = 104 \text{ ohm.}$$

Da questa relazione fondamentale si ricava anche che

$$Z_0^2 = Z_i \cdot Z_u \text{ e quindi}$$

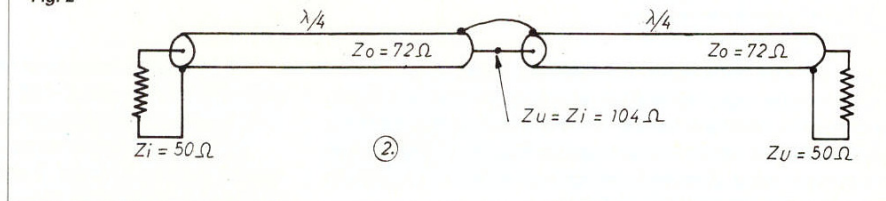
$$Z_0 = \sqrt{Z_i \cdot Z_u}$$

Ora proviamo a mettere in serie a questa linea un'altra linea esattamente uguale e rifacciamo i conti per vedere quali impedenze appaiono ai suoi estremi.

Osserviamo la fig. 2.

Questa volta la seconda linea $\lambda/4$ si vedrà applicata al

Fig. 2



suo ingresso una impedenza di 104 ohm e perciò alla sua uscita apparirà una impedenza pari a

$$Z_u = Z_0^2 : Z_i = 72^2 : 104 = 50 \text{ ohm}$$

ossia la stessa impedenza dell'antenna.

Allunghiamo ancora la linea di fig. 2 con un terzo tronco di cavo da 72 ohm lungo $\lambda/4$ elettrici (cioè non fisici) e osserviamo la fig. 3 con l'intento di calcolare le impedenze che si vedono agli estremi di tutta la linea.

Rifacendo i conti col solito procedimento si vede che la terza linea $\lambda/4$ vedrà all'ingresso una impedenza $Z_i = 50$ ohm e perciò all'uscita la Z_u tornerà ad essere 104 ohm (ricordiamo che l'impedenza della linea è media proporzionale fra l'impedenza di entrata e quella di uscita, quando la linea è lunga $\lambda/4$).

Da queste semplici considerazioni si deducono le seguenti proprietà: multipli dispari (1 e 3 dell'esempio, e poi ancora 5, 7, 9, 11 ecc.) di $\lambda/4$ trasformano l'impedenza di ingresso Z_i in una impedenza di uscita Z_u che soddisfa la relazione $Z_u = Z_0^2 : Z_i$.

Al contrario, multipli pari di quarti d'onda, che sono poi multipli interi di mezze lunghezze d'onda, restituiscono al-

l'uscita una impedenza Z_u uguale a quella di entrata Z_i , ossia $Z_i = Z_u$.

Ovviamente nel cavo in questione, la cui impedenza è 72 ohm, e il cui ingresso è rappresentato da un carico ohmico puro di 50 ohm, circolerà una corrente a RF in regime di onde stazionarie data dalla relazione

$$Z_0 : Z_i = 72 : 50 = 1,5 : 1$$

il che rappresenta un valore relativamente basso.

Come vedremo, si approfitta di queste proprietà per accoppiare e adattare fra loro due o più antenne la cui impedenza sia di 50 o 75 ohm.

Facciamo alcuni esempi:

Si abbia un'antenna a 9 + 9 elementi Tonna per 146 MHz e si desideri collegarla in polarizzazione circolare destra. Siamo sprovvisti inoltre delle linee e degli adattatori forniti dal costruttore. Ogni dipolo di questa antenna presenta già una resistenza di radiazione di 50 ohm.

Risolviamo prima il problema della polarizzazione circolare e poi quello dell'adattamento di impedenza.

Se guardiamo i dipoli ponendoci dietro i riflettori, questi si vedono come in fig. 5.

I punti segnati con (+) vanno collegati ai conduttori interni dei cavi coassiali.

Fig. 3

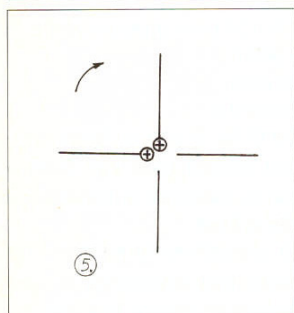


Fig. 5

Fig. 6

**Impedenza dipoli
per 146 MHz = 50 Ω**

L1 = Un quarto d'onda di cavo RG213 (o equiv.) da 50 ohm, Fattore di velocità $V = 0,66$ Linea di ritardo lunga 34 cm
L2 - L3 = Un quarto d'onda di cavo RG11 o equiv. da 72 ohm $V = 0,66$; lungh. 34 cm ciascuna.
L4 = Linea di trasmissione di qualsiasi lunghezza; $Z = 50$ ohm

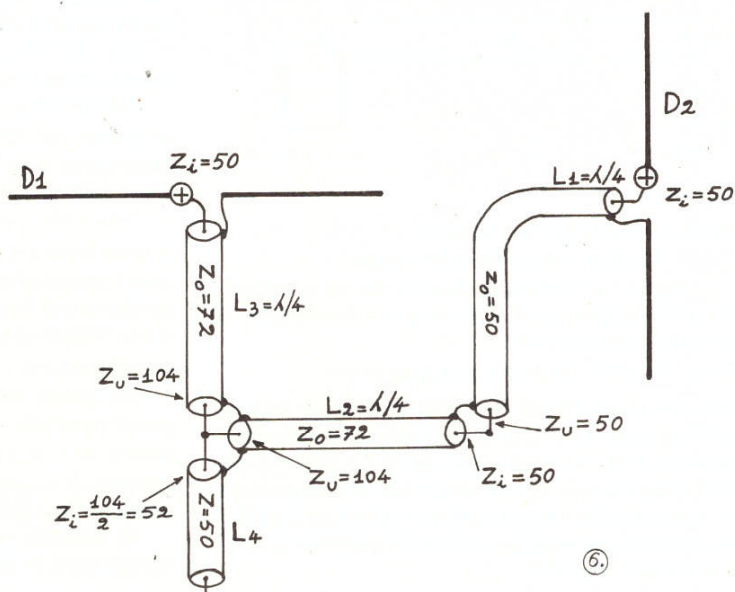


Fig. 6

Gli altri due punti vanno collegati alle rispettive calze. Un veloce ragionamento ci dice che per ottenere la polarizzazione circolare destra, il vettore del campo elettrico deve ruotare in senso orario e perciò il punto (+) del dipolo orizzontale deve diventare positivo un quarto del periodo in anticipo rispetto al dipolo verticale.

Per ottenere ciò, la linea di ritardo lunga un quarto d'onda deve essere inserita sul dipolo verticale.

Che lunghezza e che impedenza dovrà avere questa linea? La risposta è ovvia, sarà lunga 34 cm a 146 MHz e il cavo sarà da 50 ohm. In questo modo si crea il ritardo, ma l'impedenza del dipolo ai suoi morsetti verrà trasferita invariata all'estremità opposta della linea di ritardo in quarto d'onda e infatti:

$$Z_i = 50 \text{ ohm}; \quad Z_o = 50 \text{ ohm}$$

e, per quanto detto,

$$Z_u = Z_o^2 : Z_i = 50 : 50 = 50 \text{ ohm}.$$

Procediamo ora all'adattamento di impedenza.

Il problema è quello di collegare in parallelo due dipoli di cui quello orizzontale presenta ai suoi morsetti una impedenza $Z = 50$ ohm e quello verticale che presenta $Z = 50$ ohm all'estremo della linea di ritardo che vi abbiamo collegato.

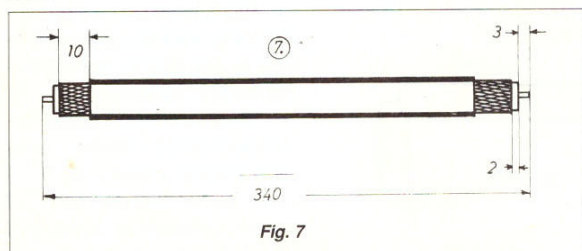


Fig. 7

Se in queste condizioni effettuassimo il parallelo dei dipoli, otterremmo una $Z = 50 : 2 = 25$ ohm, che sarebbe molto diversa da quella del cavo di discesa pari a 50 ohm.

Siccome conosciamo la proprietà del trasformatore in quarto d'onda, usiamo il seguente artificio: interponiamo su ciascun dipolo (fig. 6) una linea in quarto d'onda o multipli dispari di quarti d'onda in cavo da 72 ohm (come RG11/U o RG59/U) e otterremo su ogni dipolo una trasformazione di impedenza in salita a 104 ohm e infatti:

$$Z_u = Z_o^2 : Z_i.$$

Sostituendo i valori avremo $72^2 : 50 = 104$ ohm.

Con questo sistema (fig. 6) all'estremità di ciascun trasformatore in quarto d'onda da 72 ohm vedremo una Z_u di 104 ohm. Collegando ora i due quarti d'onda in parallelo otterremo una $Z = 104 : 2 = 52$ ohm, impedenza perfettamente uguale a quella del cavo di discesa.

Come si vede, il sistema è molto semplice ed economico e consente parecchie applicazioni, potendosi adoperare in accoppiamenti di molte Yagi anche per scopi diversi da quello della polarizzazione circolare.

Come vedremo, due, quattro, otto o sedici Yagi si possono adattare perfettamente con questo sistema economico e leggero.

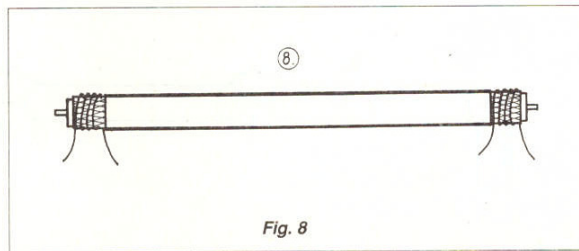


Fig. 8

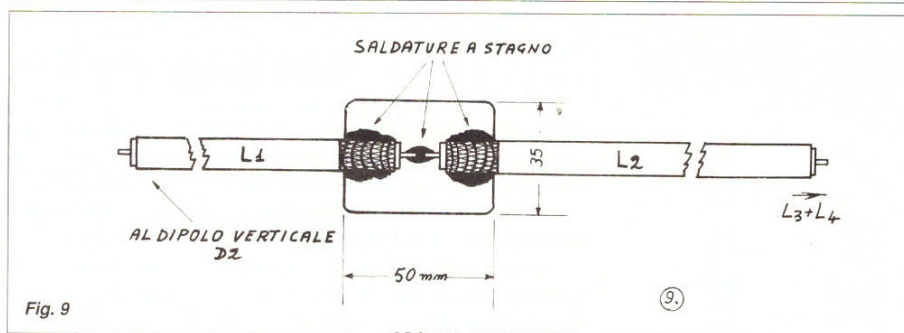


Fig. 9

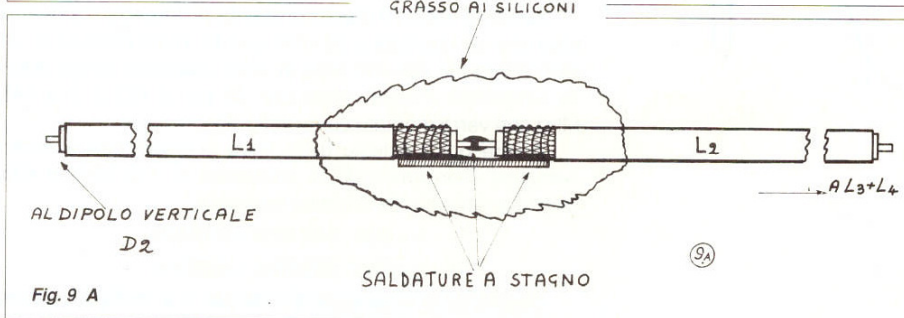


Fig. 9 A

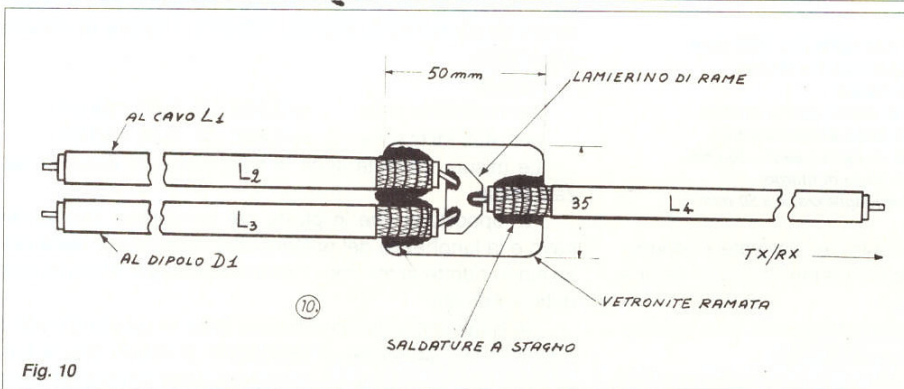


Fig. 10

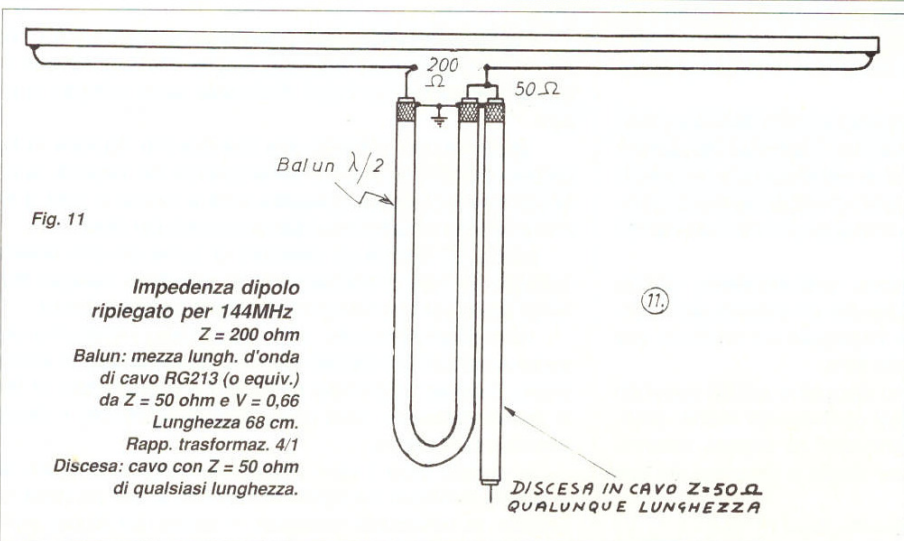


Fig. 11

**Impedenza dipolo
riplegato per 144MHz**
 $Z = 200 \text{ ohm}$
 Balun: mezza lungh. d'onda
 di cavo RG213 (o equiv.)
 da $Z = 50 \text{ ohm}$ e $V = 0,66$
 Lunghezza 68 cm.
 Rapp. trasformaz. 4/1
 Discesa: cavo con $Z = 50 \text{ ohm}$
 di qualsiasi lunghezza.

Come, in pratica, collegare tutti questi cavi fra loro? Se facciamo il conto di tutti i connettori di tipo N occorrenti per collegare fra loro i cavi di adattamento e la linea di ritardo di fig. 6, arriviamo a ben sette maschi N, due doppie femmine N ed un raccordo a T: francamente troppi, sia per il costo che per il peso dei connettori stessi.

Il montaggio si può effettuare validamente eliminando tutti i connettori e saldando direttamente i cavi fra loro, usando i seguenti accorgimenti: i vari tronchi di linea da un quarto d'onda dei cavi RG8 U e RG11 U vanno tagliati a 35 cm. Agli estremi lasceremo 2 mm di politene e 3 mm di conduttore interno in modo che la linea fra calza e calza risulti di 34 cm secondo la fig. 7.

La guaina in PVC andrà tolta per 10 mm ad entrambe le estremità. Per evitare che le calze si sfilaccino, esse andranno fasciate con filo in rame nudo stagno e ravnivato a stagno da 0,2 mm. Le spire andranno avvolte spaziate per facilitare la penetrazione dello stagno (fig. 8).

Questa operazione va compiuta con saldatore da 150 W a grossa massa metallica di rame, ben pulita e ravnivata a stagno.

Durante la saldatura il politene caldo assume un aspetto vitreo trasparente. Finché il politene è caldo si eviti di toccare il conduttore interno del cavo che potrebbe decentrarsi.

Se vogliamo realizzare l'accoppiamento di fig. 6, bisogna preparare due piastrelle di supporto in vetronite ramata delle dimensioni 50 · 35 mm che serviranno di appoggio per la saldatura dei cavi fra di loro.

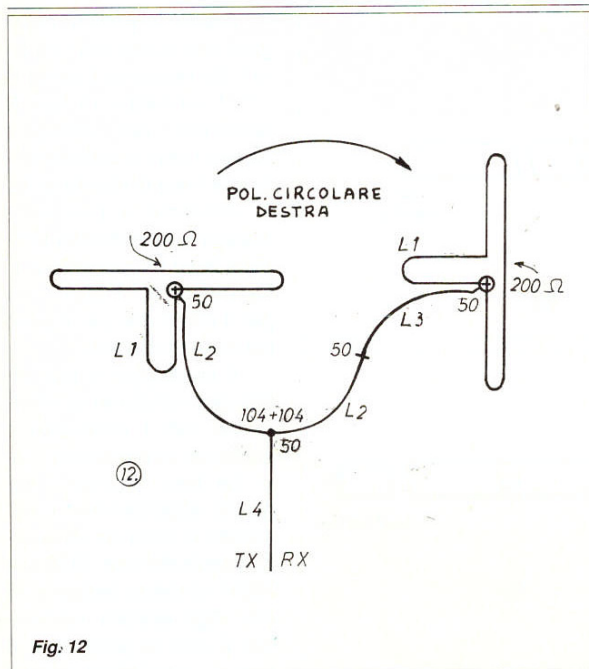


Fig. 12

Impedenza dipolo ripiegato per 144 MHz $Z = 200 \text{ ohm}$

L1 = mezza onda di cavo RG213 (o equiv.) da $Z = 50 \text{ ohm}$

$V = 0,66$; lunghezza = 68 cm (balun)

L2 = Un quarto d'onda di cavo RG11 (o equiv.) da $Z = 72 \text{ ohm}$

$V = 0,66$; lunghezza = 34 cm (linee di adattamento)

L3 = Un quarto d'onda di cavo RG213 (o equiv.) da $Z = 50 \text{ ohm}$

$V = 0,66$; lunghezza = 34 cm (linea di ritardo)

L4 = Linea di trasmissione di qualsiasi lunghezza, $Z = 50 \text{ ohm}$

Le piastrine andranno ben pulite e rinviate a stagno. Una piastrina servirà per collegare fra loro L1 e L2 mentre l'altra servirà ad unire L2 - L3 - L4.

I cavi vanno disposti secondo le figg. 9 e 10 e poi saldati rapidamente con abbondanza di stagno.

A fine saldatura, i cavi così preparati andranno fatti raffreddare senza piegarli e poi verranno protetti da una cappa di grasso ai siliconi, che una volta indurita formerà una protezione elastica e resistente contro acqua e agenti atmosferici di qualunque tipo.

I puristi non abbiano preoccupazioni di collegare i cavi coassiali in questa maniera: siccome i terminali da saldare sono molto corti, l'adattamento di impedenza è conservato e le attenuazioni introdotte sono di molto inferiori a quelle che si avrebbero nel tempo impiegando tutti i connettori N occorrenti.

Anche i connettori richiedono manutenzione, specie se tenuti all'esterno, prova ne sia che un sistema più o meno simile di cavi saldati viene impiegato sul duplexer per radar IFF UPX-6 operante a 1200 MHz.

I cavi L2 - L3 - L4 andranno disposti e saldati secondo la fig. 10. E' ovvio che i cavi così confezionati vanno collegati ai dipoli incrociati con connettori N, oppure saranno saldati agli appositi morsetti del dipolo a seconda del tipo di antenna impiegato.

E' molto importante che queste linee L1 - L2 - L3 - L4 siano tenute aderenti e ben fasciate al boom dall'antenna.

Se queste linee restano penzoloni vicino ai dipoli, viene variato il VSWR ed anche il lobo di radiazione dell'antenna.

Qualora le antenne da adattare e accoppiare fossero a dipoli ripiegati è necessario verificare se queste sono già munite o meno di balun adattatore di impedenza (solitamente con rapporto 4:1, in discesa).

Questo è il caso di tutte le antenne Fracarro a 50 ohm tipo 11RA e 20RA di nuova produzione.

Questi balun bifilari contenuti nella stessa cassetta di plastica che ospita i terminali del dipolo sopportano potenze minime e vanno eliminati e sostituiti.

Senza il balun, il dipolo presenta un'impedenza di 208 ohm che va riportata a 52 ohm con la realizzazione di un altro balun più robusto fatto in cavo coassiale lungo mezza lunghezza d'onda, ossia con 68 cm di RG 213 a 146 MHz che verrà montato come in fig. 11.

Anche qui il calcolo della linea a mezz'onda è molto semplice. Considerando le frequenze di 146 MHz e 435 MHz che sono quelle di nostro interesse.

$$\lambda = 300 : 146 \text{ MHz} = 2,054 \text{ m}$$

$$\lambda = 300 : 435 \text{ MHz} = 0,690 \text{ m}$$

Dividiamo la lunghezza d'onda per 2 e moltiplichiamola per il fattore di velocità del cavo usato (per i cavi a polietilene solido come RG 8, RG 58, RG 213 il fattore di velocità è $V = 0,66$).

Quindi:

$$\text{per i } 146 \text{ MHz si ha } 2,054 : 2 \cdot 0,66 = 68 \text{ cm}$$

$$\text{per i } 435 \text{ MHz si ha } 0,690 : 2 \cdot 0,66 = 23 \text{ cm}$$

Le misure ottenute sono la lunghezza del cavo da calza a calza.

E' opportuno che le punte del conduttore interno del cavo e la lunghezza del polietilene che fuoriescono dalla calza siano ridotte al minimo: 2 mm di polietilene e 3 mm di conduttore per lato.

Se qualcuno volesse montare linee in quarto d'onda o mezza onda, complete di connettori, si ricordi che la lunghezza del connettore va compresa nella lunghezza della linea.

Adottando questi criteri è possibile accoppiare fra loro un numero elevato di antenne, anche EME, purché si rispetti il modo con cui i cavi di discesa sono collegati ai dipoli.

Siccome tutti i segnali alla fine devono risultare in fase per ottenere la somma dell'ampiezza dei segnali, le discese devono essere collegate tutte a destra o tutte a sinistra rispetto ai balun od ai gamma match dei dipoli.

La fig. 12 mostra un esempio di come devono essere collegate le linee di adattamento su due dipoli ripiegati muniti di balun per ottenere polarizzazione circolare destra.

I due dipoli sono visti ponendosi dietro i riflettori e siccome il vettore del campo elettrico deve ruotare in senso orario, il dipolo orizzontale di sinistra è stato ruotato di 90° in senso destrorso, così come appare disegnato il dipolo verticale sulla destra.

In questo caso il cavo coassiale risulterà collegato alla destra del balun sul dipolo orizzontale e, per via della rotazione, lo troveremo collegato in basso sul dipolo verticale.

Spazio nuova frontiera

L'adattamento di impedenza nel raggruppamento di Yagi per polarizzazione circolare

(parte seconda)

Supponiamo ora di possedere due antenne da 9 + 9 elementi ciascuna e di volerle montare sul piano orizzontale, collegandole fra loro in modo che ne risulti un allineamento in polarizzazione circolare destra. Le scelte sono due:

1) accoppiare in fase fra loro due antenne, ognuna delle quali, a 9 + 9 elementi, sia già stata collegata in polarizzazione circolare destra;

2) accoppiare fra loro in fase i dipoli verticali delle due antenne, accoppiare fra loro in fase i dipoli orizzontali delle due antenne e poi collegarli entrambi in polarizzazione circolare come se avessimo a che fare con un'antenna sola.

La prima scelta rende l'accoppiamento più semplice ma poco flessibile nel senso che impedisce una eventuale commutazione della polarizzazione, che resterà sempre circolare destra.

La seconda scelta, sebbene più complessa, permette l'inserimento di un eventuale sistema di commutazione di polarizzazione che rende l'allineamento molto più funzionale.

In ogni caso, entrambi gli accoppiamenti sono realizzabili con riadattamenti di impedenza a mezzo di linee in cavo coassiale senza ricorrere ai costosi ed ingombranti divisori di potenza.

Questi ultimi hanno, per contro, il vantaggio di permettere gli accoppiamenti fra due o più antenne impiegando tratti di cavo da 50 ohm di qualsiasi lunghezza, purché rigorosamente uguali e simmetrici fra loro.

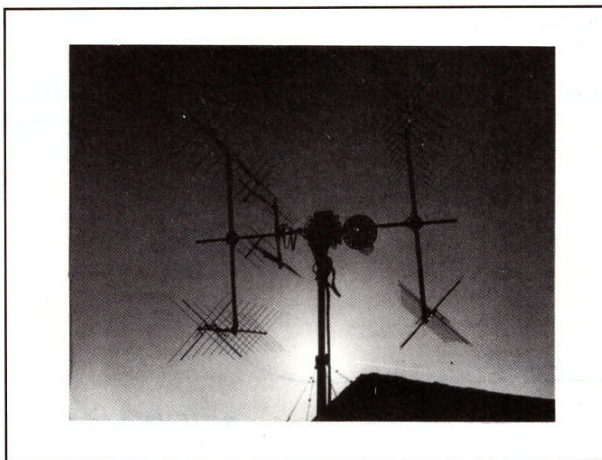
Scienze le antenne presentano un'impedenza $Z = 50$ ohm, il cavo è "flat", come si suol dire con un'espressione abbastanza usata in questo campo: esso lavora cioè in assenza di onde stazionarie.

Per contro, i divisori di potenza richiedono numerosi connettori coassiali che, essendo del tipo N, sono costosi e richiedono comunque una manutenzione periodica e preventiva.

Il migliore dei connettori N perde 0,05 dB a 144 MHz, mentre il sistema della saldatura dei cavi, nel tempo perde certamente di meno.

Il fatto poi che i tronchi di linea da un quarto d'onda o multipli dispari di quarto d'onda funzionino in regime di onde stazionarie 1,5 : 1 non rappresenta una perdita addizionale notevole, perché i tratti di cavo in cui il VSWR è 1,5 : 1 sono molto corti.

Questi tratti di linea sono in genere di 3 - 5 - 7 multipli (dispari cioè) di quarti d'onda, in dipendenza della spaziatura con la quale sono montate le antenne.



Qualcuno potrebbe obiettare che le attenuazioni introdotte da questo sistema di riadattamento di impedenza sono notevoli, giacché si impiegano numerosi tratti di cavo coassiale in cui esiste un regime di onde stazionarie con rapporto 1,5 : 1 quando il tutto è bene adattato.

In realtà, per computare le perdite addizionali del cavo dovute al VSWR, le lunghezze di tutte le linee non vanno sommate insieme.

E' facile intuire che la potenza trasmessa, od il segnale ricevuto, si ripartisce in parti uguali fra i vari tronchi adattatori in quarto d'onda di ogni antenna e che perciò l'attenua-

zione totale in decibel del sistema va computata sulla lunghezza dei cavi che accoppiano e adattano una sola antenna del sistema.

Ciò premesso, debbansi accoppiare due antenne a dipoli incrociati con il sistema n° 1.

La fig. 13 mette in evidenza che per prima cosa ogni antenna è accoppiata e adattata come un'unità a sé stante e separata, funzionante a polarizzazione circolare destra.

Ciò fatto, ogni antenna che presenta una $Z = 50$ ohm viene accoppiata all'altra usando sempre il medesimo principio del trasformatore in quarto d'onda. I valori delle impedenze che si riscontrano (fig. 13) nei vari tratti di linea chiariscono meglio le idee.

I tratti di cavo L4 che uniscono le due antenne hanno rigorosa identica lunghezza, pari a multipli dispari di quarti d'onda (3 - 5 - 7 ecc.) e sono lunghi quel tanto che occorre per tenere le due antenne a 9 + 9 elementi separate fra loro di circa 2400 mm. Questa distanza, per tali antenne, è un compromesso ottimale fra guadagno ottenibile e attenuazione dei lobi parassiti indesiderati.

I dipoli ripiegati di fig. 13 presentano un'impedenza di alimentazione $Z = 208$ ohm, che è poi riportata a 50 ohm mediante l'uso di un balun a mezza onda: questo è il caso più laborioso da prendere in esame.

Se i dipoli presentano già una impedenza $Z = 50$ ohm, come è il caso della 9 + 9 elementi della Tonna, si collegheranno i conduttori centrali dei cavi nei punti dei dipoli contrassegnati con (+).

Se i dipoli facessero uso di un accoppiatore a gamma (gamma match), l'estremità del braccio di quest'ultimo va considerato come contrassegnato dal segno (+).

Lo stesso allineamento di due antenne a dipoli incrociati di fig. 13 può essere realizzato secondo la fig. 14 impiegando dei ri-

Antenne

Fig. 13 - Impedenza dipoli ripiegati per 144 MHz = 200 ohm

L1 = mezza onda di cavo RG213 o equivalente da $Z = 50$ ohm, $V = 0,66$; lunghezza = 68 cm
 L2 = un quarto d'onda di cavo RG213 o equivalente da $Z = 72$ ohm, $V = 0,66$; lunghezza = 34 cm
 L3 = un quarto d'onda cavo RG213 o equiv. da $Z = 50$ ohm, $V = 0,66$; lungh. = 34 cm (linea di ritardo)
 L4 = Multipli dispari di quarti d'onda (34 cm) in cavo RG11 o equiv. da 72 ohm, lunghi tanto quanto necessario a giuntare fra loro le due antenne spaziate di 2400 mm fra i boom; $V = 0,66$
 L5 = Linea di trasmissione di qualunque lunghezza. $Z = 50$ ohm
 Nota: la polarizzazione è circolare destra, considerando i dipoli visti ponendosi dietro i riflettori.

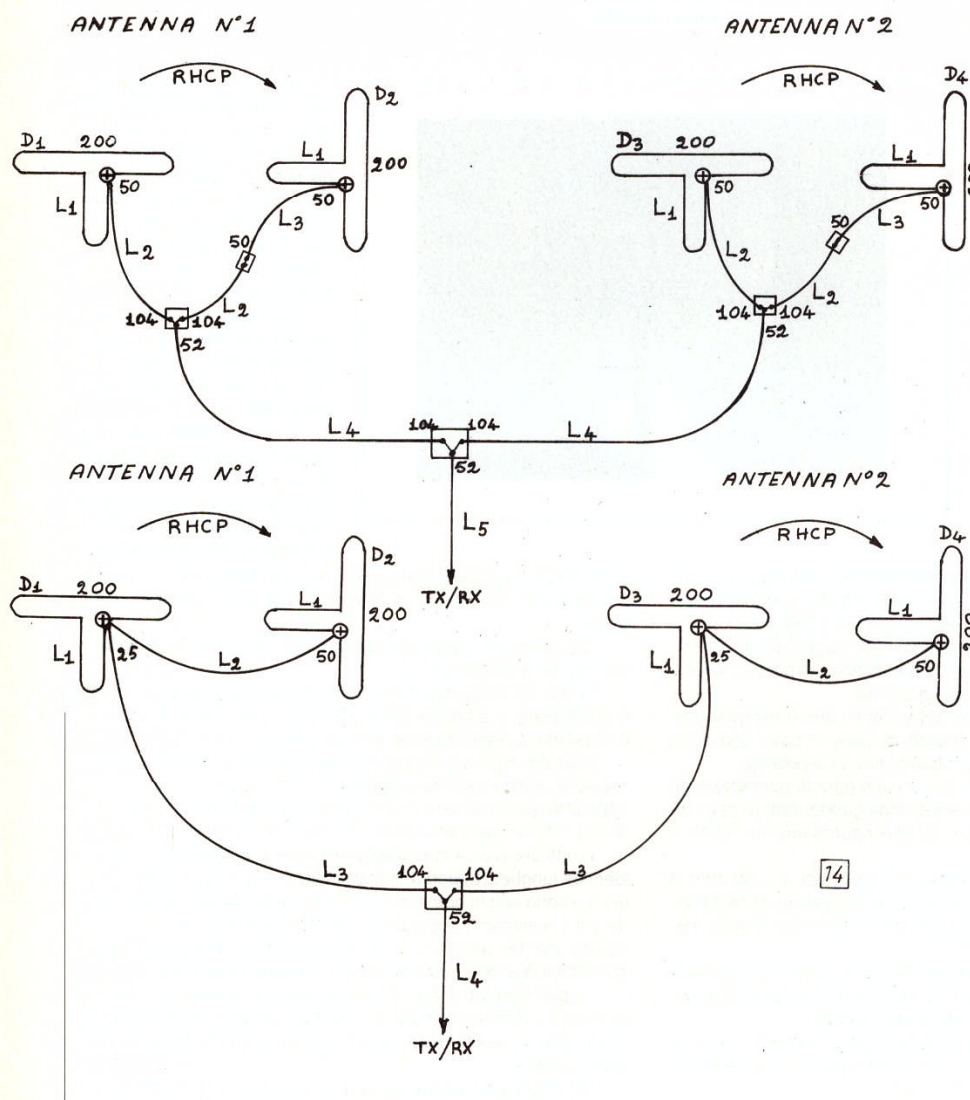


Fig. 14 - Impedenza dipoli ripiegati per 144 MHz = 200 ohm

L1 = mezza onda di cavo RG213 o equivalente da $Z = 50$ ohm, $V = 0,66$; lunghezza = 68 cm
 L2 = un quarto d'onda di cavo RG213 o equivalente da $Z = 50$ ohm, $V = 0,66$; lunghezza = 34 cm
 L3 = Multipli dispari di quarti d'onda (34 cm) in cavo RG213 o equiv. da 50 ohm, lunghi tanto quanto necessario a giuntare fra loro le due antenne spaziate fra loro di 2400 mm fra i boom; $V = 0,66$
 L5 = Linea di trasmissione di qualunque lunghezza. $Z = 50$ ohm
 Nota: la polarizzazione è circolare destra, considerando i dipoli visti ponendosi dietro i riflettori.

adattamenti realizzati con cavo da 50 ohm. I risultati conseguibili rispetto al circuito di fig. 13, in cui è stato impiegato del cavo da 72 ohm, non cambiano ma il circuito di fig. 14 è più semplice da realizzare.

Come si vede, le antenne sono collegate ognuna in polarizzazione circolare destra. Su ogni antenna i due dipoli sono posti in parallelo proprio dalla linea di ritardo in quarto d'onda. Sui morsetti del dipolo dove è collegata la linea L3 esiste un'impedenza di $50 : 2$, cioè di 25 ohm. Siccome la linea L3 è lunga un numero dispari di quarti d'onda, noi realizzeremo una trasformazione di impedenza in salita da 25 ohm a 104 ohm: infatti, per la nota proprietà delle linee lunghe un quarto d'onda (o multipli dispari di tale valore) ove l'impedenza del cavo è media proporzionale fra l'impedenza di entrata e quella di uscita, si ha che:

$$Z_i : Z_o = Z_o : Z_u$$

e quindi

$$Z_o^2 = Z_i \cdot Z_u$$

da cui

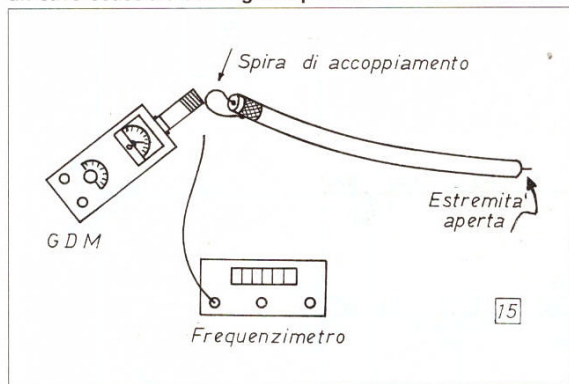
$$Z_o = \sqrt{Z_i \cdot Z_u} =$$

$$= \sqrt{25 \cdot 104} = 50 \text{ ohm}$$

che è appunto l'impedenza del cavo con cui realizziamo L3.

Riassumendo, se colleghiamo all'ingresso di una linea in quarto d'onda o multiplo dispari di quarti d'onda con impedenza caratteristica di 50 ohm, un carico di 25 ohm, all'estremità opposta della linea apparirà una impedenza di 104 ohm; se poi colleghiamo in parallelo due Z da 104 ohm, otterremo di nuovo 52 ohm, impedenza que-

Fig. 15 - Determinazione del fattore di velocità (V) di un cavo coassiale con il grid-dip meter.



sta che è uguale a quella del cavo con cui alimentiamo tutto il sistema di antenna di fig. 14.

Ragioniamo ora sul sistema n° 2 e proviamo ad accoppiare fra loro in fase i dipoli verticali di tutto l'allineamento e facciamo lo stesso lavoro con tutti i dipoli orizzontali. Alla fine avremo ottenuto un adattamento di impedenza che ci metterà a disposizione un terminale a 50 ohm cui fanno capo tutti i dipoli verticali in fase ed un altro terminale a 50 ohm cui fanno capo tutti quelli orizzontali in fase fra loro.

A questo punto monteremo la linea di ritardo come se avessimo a che fare con una singola antenna a dipoli incrociati. Questo sistema è indubbiamente migliore, perché svincola dal collegare antenne singole in polarizzazione circolare in modo permanente e permette di inserire nell'allineamento un eventuale commutatore di polarizzazione.

Analizzeremo un allineamento (vedasi la fotografia) in cui viene impiegato questo criterio di raggruppamento e adattamento dei dipoli. Si tratta di quattro antenne a dipoli incrociati che possono essere di qualsiasi tipo, purché di impedenza di alimentazione di 50 ohm (o riconducibile a 50 ohm). I dipoli possono essere del tipo ripiegato (folded dipole) con balun a mezza onda, oppure con gamma match, o con qualsiasi altro sistema di adattamento d'impedenza fra dipolo e cavo di discesa a 50 ohm.

In fig. 16 le quattro antenne a dipoli incrociati sono state montate meccanicamente secondo il segno grafico della moltiplicazione (X). Come vedremo, ciò è obbligatorio, perché è stato montato un particolare commutatore di polarizzazione. Infatti la polarizzazione orizzontale e verticale si ottiene dalla risultante dei vettori componenti che sono orientati secondo l'asse meccanico dei dipoli.

In altri termini, se i dipoli sono montati secondo il segno della moltiplicazione (X), si otterrà una risultante sul piano orizzontale o verticale. Se invece i dipoli sono montati secondo il segno grafico dell'addizione (+), si otterranno due risultanti che daranno luogo a polarizzazione lineare orientata a 45° oppure a 135°.

Sono stati impiegati due possibili adattamenti di impedenza tutti in cavo coassiale da 50 ohm oppure, a scelta, in cavo da 72 ohm, a seconda delle disponibilità. Tutte le giunzioni dei cavi sono saldate fra loro su piastrelle di vetronite ramata come già prospettato e così tutti i connettori N, eccetto quelli terminali e sui dipoli, sono stati eliminati. Sono stati così eliminati ben 18 connettori N maschi e 6 raccordi N a T.

Il sistema delle saldature permette una rapida messa in opera dei cavi che possono essere preparati in anticipo, quattro in tutto. Un allineamento di questo tipo che può essere realizzato con qualunque antenna del commercio è ideale per traffico via satelliti ed anche via tropo, in quanto permette di scegliere continua-

te la più adatta polarizzazione del segnale in arrivo con una rapida commutazione di relé coassiali.

Con AO-10 modo B si è osservato che la polarizzazione del segnale downlink in arrivo in 2 metri cambia notevolmente nell'arco di un'orbita. Questa antenna, che ha un guadagno teorico di 17 dBd, consente la scelta immediata della più adatta polarizzazione che si traduce in minimizzazione del QSB ed in incremento dei segnali.

L'allineamento fa uso di un commutatore di polarizzazione a quattro relé coassiali, la cui descrizione dettagliata è ricavabile da VHF Communications, Spring 1/1980.

L'allineamento impiega un anello ibrido in cavo coassiale per accoppiare in fase fra loro tutti i dipoli a 45° e tutti quelli a 135°. Le misure e la descrizione costruttiva dello stesso sono reperibili sull'articolo di I4BER pubblicato su Radio Rivista 2/1973.

Volendo, l'anello ibrido può essere sostituito da un adattamento in cavo realizzato con i criteri descritti e considerando che alle porte 1 e 3 dell'anello ibrido sono presenti due impedenze Z da 50 ohm. Si può usare anche un divisore di potenza a due porte da 50 ohm, realizzato con tubi di ottone concentrici come è possibile reperire anche nel commercio.

L'anello ibrido è consigliabile per le sue proprietà intrinseche di isolamento fra le porte e per la facilità di realizzazione, trattandosi di linee in cavo tutte saldate fra loro.

Il momento più critico della realizzazione dell'antenna è quello del taglio dei cavi alla giusta misura: siccome essi devono risultare rigorosamente uguali fra loro, si richiede una tecnica di misura e di taglio particolare.

Il fattore di velocità per cavi a polietilene solido è 0,66; ma questo è solo il valore nominale, potendo lo stesso differire da costruttore a costruttore e da matassa a matassa. Per tale motivo i cavi vanno tagliati almeno dallo stesso rotolo, garantendosi così forse l'uniformità del fattore di velocità: l'ideale sarebbe ora poterlo misurare, questo fattore.

La cosa è facilmente realizzabile se si dispone di un grid-dip meter e di un frequenzimetro digitale (vedasi anche l'articolo di I2ACC su R.R. 11/87 - NdR).

Si abbia a disposizione una matassa di cavo di cui occorre conoscere il fattore di velocità V. Dopo averne misurato accuratamente la lunghezza in metri, praticare ad una estremità del cavo una piccola spirale di cortocircuito fra conduttore interno e calza, lasciando aperto l'estremo opposto della linea costituita dal cavo della matassa. Questa linea va considerata come se fosse un quarto d'onda rispetto alla frequenza in corrispondenza della quale lo strumento mostrerà un dip pronunciato.

Il grid-dip meter va accoppiato come indicato in fig. 15 e la spirale di accoppiamento (link) deve essere la più piccola possibile compatibilmente con un buon dip dello strumento, che va tenuto accoppiato il più lascamente possibile alla spirale. Il cavo potrà essere lasciato steso sul pavimento in un modo qualunque.

Siccome la frequenza che leggeremo in corrispondenza del dip si riferisce ad un quarto d'onda del cavo misurato, avremo che $L = \lambda / 4 \cdot 0,66$ dove L è la lunghezza in metri del nostro cavo sotto misura. Una volta trovato il dip con lo strumento, andiamo a leggere la rispettiva frequenza sul frequenzimetro e ricaviamo la lunghezza d'onda con la nota formula $\lambda = 300 : f$ (in cui λ è espresso in metri e la frequenza f in MHz).

Sostituiamo λ nella formula di cui sopra, dove ora tutti i parametri sono noti con precisione perché L e λ li abbiamo misurati con cura.

L'unico fattore incognito è proprio quello di velocità (che non siamo sicuri che sia effettivamente 0,66), ma esso può essere ottenuto dalla formula:

$$V = L : (\lambda / 4)$$

dove sia L che λ sono espressi in metri.

Antenne

Ovviamente tutta la precisione con la quale calcoliamo V dipende dalla precisione con la quale abbiamo misurato la frequenza f in MHz in corrispondenza del dip e la lunghezza del cavo in metri.

Per misurare e tagliare le linee alla lunghezza necessaria a realizzare l'allineamento occorre usare la seguente procedura. Il cavo si trova avvolto in matasse ed è molto difficile tagliarne molti pezzi tutti perfettamente uguali tra loro.

Il metodo più sbagliato è quello di tagliarne un pezzo campione ed affiancarlo manualmente al resto del cavo che viene contemporaneamente srotolato dalla matassa. Anche usando ogni volta il medesimo campione, se le linee sono lunghe, le differenze effettive possono essere anche di un centimetro.

Ciò è dovuto alle gobbe ed alla curvatura che il cavo assume stando avvolto sulla matassa; inoltre ci sono gli slittamenti relati vi fra il campione ed il cavo da tagliare. I cavi tipo RG8/U, RG213/U, RG11/U pur essendo flessibili conservano le brutte pieghe e le gobbe assunte accidentalmente perché il polietilene è un materiale semirigido che tende a conservare la sua forma.

Le complicazioni aumentano ovviamente se si deve tagliare a misura cavi semirigidi tipo Inflex 50/20 o Cellflex da mezzo pollice, giacché le cattive pieghe questi cavi non le perdono mai.

La tecnica casalinga più corretta consiste nello svolgere la matassa dall'alto del tetto e lasciare la tesata penzoloni in modo che il peso stesso del cavo faccia perdere parzialmente eventuali pieghe.

Quando il cavo si ritira raddrizzato torna subito nei propri limiti di elasticità.

Il corrimano di ferro della balconata si è rivelato un buon piano di appoggio per stendervi il cavo e procedere alle misure ed al taglio.

Stabilita la lunghezza delle tesate da misurare, occorre segnare la rispettiva lunghezza sul piano del corrimano usando un pennarello sottile ed un metro metallico di sicuro affidamento.

L'estremo della matassa va fissato con legatura di spago alla sinistra ed all'esterno della tacca di riferimento zero.

Ciò fatto, si bagna la legatura che, ritirandosi, eviterà slittamenti del cavo.

A questo punto si tira con forza il cavo verso destra con uno sforzo costante.

Quando il cavo sarà ben teso, si traccino con un seghetto due riferimenti sul cavo stesso in corrispondenza delle tacche segnate sulla ringhiera.

Non si tagli mai il cavo completamente! Si scioglia invece la legatura e si sfili nuovo cavo dalla matassa, ripetendo l'operazione finché tutti i tratti occorrenti saranno incisi a misura.

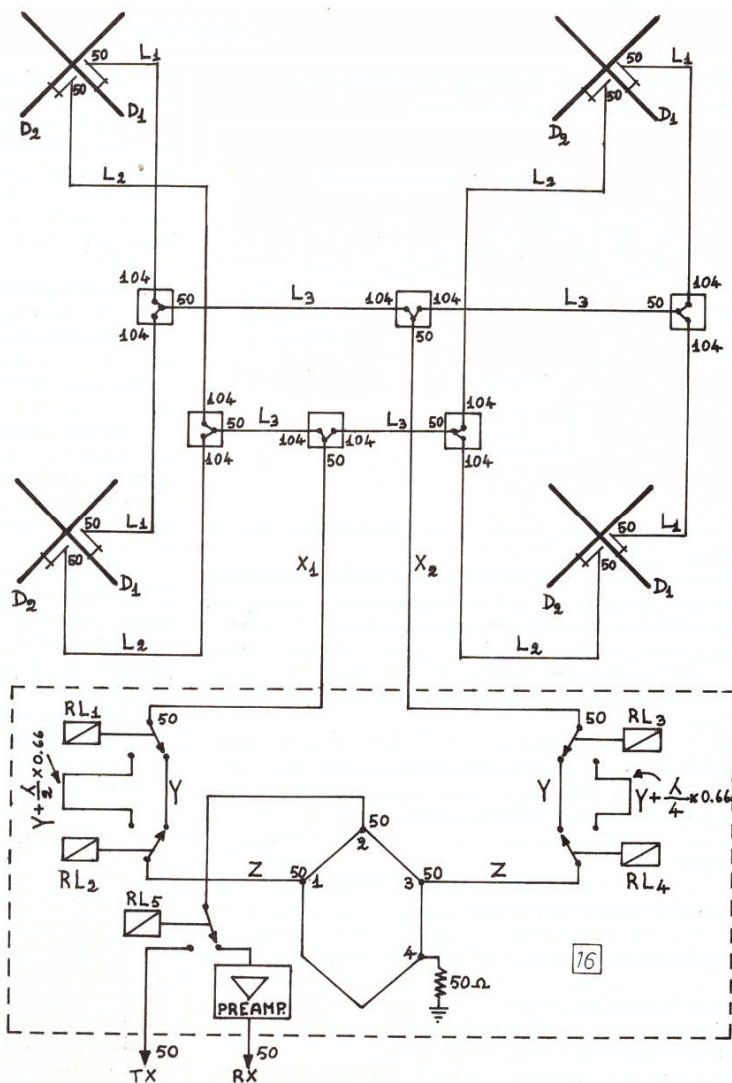


Fig. 16 - Accoppiamento di quattro antenne incrociate 10 + 10 elementi crossed yagi per 145 MHz.

Guadagno 12 dBdc (sul dipole circular). Spaziature sui piani orizzontale e verticale 2400 mm. Adattamento con cavo da 72 ohm.

L1 e L2 = Multipli dispari di quarti d'onda in cavo da 72 ohm RG11, $V = 0,66$; lunghezza delle linee $34 \text{ cm} \times 7 = 238 \text{ cm}$ compreso il connettore N maschio da collegare al dipolo..

L3 = Multipli dispari di quarti d'onda in cavo da 72 ohm RG11, $V = 0,66$; lunghezza delle linee $34 \text{ cm} \times 5 = 170 \text{ cm}$.

X1 e X2 = Tratti uguali di cavo da 50 ohm di lunghezza rigorosamente uguale, compresi i connettori N maschi che vanno ai relé coassiali RL1 e RL3

Y = due ponticelli di cavo da 50 ohm di lunghezza rigorosamente uguale, compresi i connettori N maschi che vanno ai relé coassiali.

Z = Due tratti uguali di cavo da 50 ohm di lunghezza rigorosamente uguale, compresi i connettori maschi fra relé coassiali e anello ibrido.

Nota: la lunghezza delle linee di ritardo a mezza onda ed un quarto d'onda vanno calcolate dopo aver determinato la lunghezza del ponticello Y usando le formule riportate sullo schema.

I cavi L1 e L2 sono montati aderenti ai bracci verticali della culla ad H.

I cavi L3 seguono il braccio orizzontale della culla.

RL1, RL2, RL3, RL4 = Relé coassiali uguali, dotati di connettori N. Attenuazione minore di 0,1 dB a 500 MHz. Potenza 500 W (non switching).

Si consulti VHF Communications, Spring 1/1980. Per l'anello ibrido si veda RR 2/73..

Fig. 17 Accoppiamento di quattro antenne incrociate 10 + 10 elementi crossed yagi per 145 MHz.

Guadagno 12 dB (sul dipolo incrociato). Spaziature sui piani orizzontale e verticale 2400 mm. Adattamento con cavo da 50 ohm.

L1 e L2 = Multipli pari di quarti d'onda in cavo da 50 ohm RG213, $V_r = 0,66$; lunghezza 34 cm x 8 = 272 cm.

L3 = Multipli dispari di quarti d'onda in cavo da 50 ohm RG213, $V_r = 0,66$; lunghezza 34 cm x 5 = 170 cm.

X1 e X2 = Tratti di cavo da 50 ohm di qualunque lunghezza, purché rigorosamente uguali tra loro.

Chi non desidera usare la commutazione di polarizzazione, può andare con X1 e X2 ad un anello ibrido oppure ad un divisore di potenza a due porte o ancora riadattare l'impedenza con linee in cavo secondo i criteri di cui al testo.

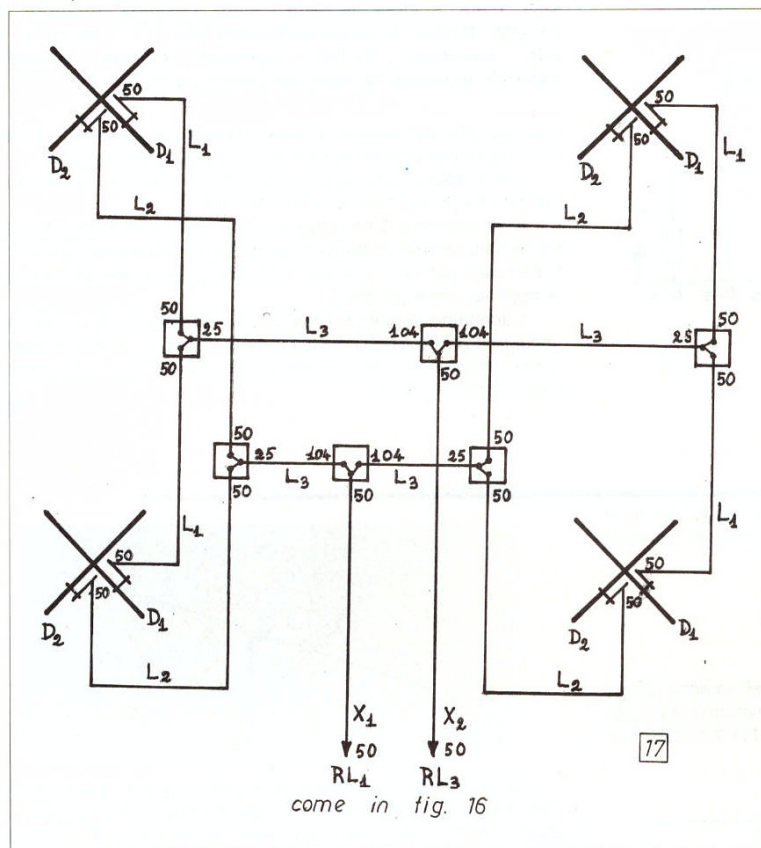
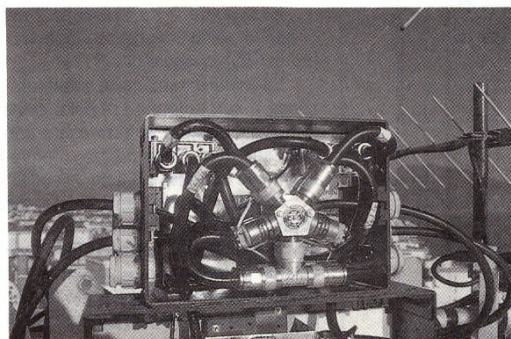


Foto 1

Il commutatore di polarizzazione a relé coassiali montato in cassetta stagna sulla sommità dell'antenna



Ad operazione ultimata, i vari pezzi possono essere tagliati completamente, evitando di fare tagli a becco di flauto.

Se le operazioni saranno state fatte con cura, le tolleranze su tratti di 5 o 6 metri saranno di ± 1 mm.

Metodi più sofisticati per tagliare i cavi a misura richiedono l'impiego di strumenti come analizzatore di rete o una linea fessurata, che sfrutta l'onda riflessa; purtroppo gli OM che dispongono od hanno accesso a questi strumenti sono pochi; in seguito descriveremo comunque qualcosa al riguardo.

La fig. 16 mostra l'allineamento completo fatto con adattamenti in cavo da 72 ohm, mentre la fig. 17 riguarda lo stesso allineamento adattato con cavo da 50 ohm.

I risultati pratici non cambiano, il VSWR, misurato all'estremità della linea, risulta circa 1,2 : 1 e questo dipende grandemente dal sistema di adattamento di impedenza impiegato sui dipoli.

Conclusioni

Più antenne si possono accoppiare agevolmente fra loro adattandole con linee in cavo, semplici e leggere.

E' stato evitato l'impiego di pesanti e costosi divisori di potenza ed una notevole quantità di connettori, con sensibile miglioramento, nel tempo, del rendimento totale del sistema.

I criteri trattati possono essere impiegati su qualsiasi tipo di antenna, anche per accoppiare fra loro delle long-yagi, usate normalmente nel traffico DX in 2 metri od in 70 centimetri, ma si prestano meglio alle antenne per traffico via satellite, dove impiegando la polarizzazione circolare, i dipoli incrociati da collegare e adattare insieme, sono raddoppiati di numero rispetto alle antenne convenzionali.

L'abbinamento delle antenne con il commutatore di polarizzazione obbliga al montaggio degli elementi secondo il segno della moltiplicazione (X) e permette di ottenere polarizzazione lineare orizzontale e verticale, nonché polarizzazione circolare destra e sinistra.

Il commutatore di polarizzazione può essere applicato anche ad una sola antenna a dipoli incrociati, con sensibile miglioramento delle prestazioni della stessa.

Il commutatore di polarizzazione impiegato, già descritto su VHF Communications Spring 1/1980, è l'unico nel quale non occorre computare la lunghezza dei relé coassiali nelle linee di ritardo, operazione difficile ed incerta. E' indispensabile che i relé coassiali siano tutti uguali e se ciò non è possibile, devono essere uguali almeno a coppie simmetriche $RL1 = RL3$ nonché $RL2 = RL4$.

Tutto l'allineamento di quattro antenne,

Antenne

Fig. 18 - Commutazione di polarizzazione a mezzo dei relé coassiali RL1, RL2, RL3, RL4.

(Da VHF Communications 1/1980: A remote polarization switching unit for crossed yagi antennas by H. Stoll, DF7SO)

Nota: i sensi di polarizzazione sono rispettati se i collegamenti ai dipoli vengono effettuati secondo le figg. 16 e 17. Il commutatore può essere impiegato anche per una sola "crossed-yagi". I relé eccitati sono i seguenti:

Polarizzazione Verticale	===
Polarizzazione Orizzontale	RL1 + RL2
Polarizzazione Circolare Sinistra	RL3 + RL4
Polarizzazione Circolare Destra	RL1 + RL2 + RL3 + RL4

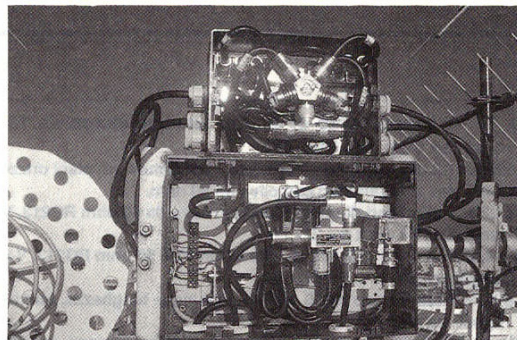
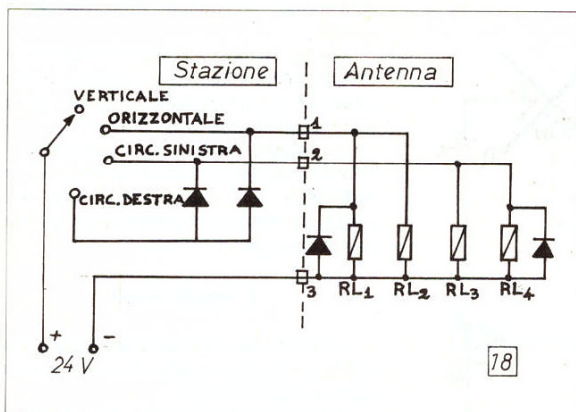


Foto 2 - Il commutatore di polarizzazione a relé coassiali nella scatola in alto. Nella cassetta inferiore è l'anello ibrido, il preamplificatore per i 2 metri e il relé coassiale TX/RX. Cassetta Klokner Mueller, reperibile in negozi di materiale elettrico industriale.

completo di commutatore, richiede 8 maschi N sui dipoli, 12 maschi N sul commutatore di polarizzazione e 3 nell'anello ibrido.

Il montaggio classico avrebbe richiesto in più due divisori di potenza a 4 porte ciascuno e 10 maschi N.

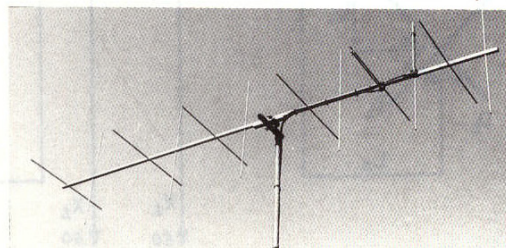
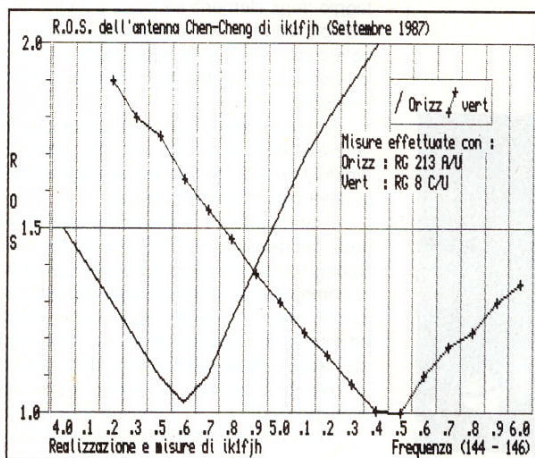
Il commutatore di polarizzazione e l'anello ibrido sono utilizzabili vantaggiosamente anche impiegando una sola antenna a dipoli incrociati, purché si conservi il montaggio a cavallo di frisia (ad X, appunto, come già detto).

L'adattatore a gamma match non è obbligatorio e si possono impiegare anche dipoli ripiegati e dipoli aperti, purché i conduttori "caldi" dei cavi vengano montati sul semidipolo che, nel disegno, porta il gamma match.

Giacomo Ameri - IK1FJH
via Lucca 2/15 16146 Genova GE

Ancora sulla Chen-Cheng 144

Desidero pubblicare il grafico del ROS dell'antenna Chen-Cheng da me facilmente e rapidamente (e soprattutto senza problemi) realizzata sulla scorta dei dati forniti da I1TWW nella descrizione da lui fatta in R.R. 6/87 pagg. 41/44.



La mia versione è quella della polarizzazione orizzontale e verticale sul medesimo boom: ciò perché la cosa mi "ispirava" e perché effettivamente la mia cinque elementi era da sostituire, perché vecchia e perché non mi ha mai soddisfatto del tutto.

D'altro canto non potevo passare alla undici elementi per vari problemi contingenti.

Il funzionamento è perfetto. Per le mie esigenze, la larghezza di banda non è poi così stretta come l'Autore afferma (circa 1 MHz per un ROS migliore di 1,5 : 1).

Le misure sono state effettuate con i definitivi 20 metri di discesa e con antenna sul palo, ovviamente, a circa 7 m dal tetto. In fase di taratura è stato usato uno spezzone di cavo RG213 di circa sei metri di lunghezza, mentre l'antenna era ad approssimativamente tre metri dal tetto. I risultati furono quasi identici.

Anche il diagramma polare pubblicato sul citato numero di Radio Rivista sembra rispettato; con certezza il primo "null" (che non è affatto un "null") è effettivamente a circa 30 gradi e, anche se non si tratta di uno "zero" in assoluto, è certamente un "dip" molto profondo, il che rende l'antenna ben direttiva. Il grafico è stato realizzato con un Sinclair QL; il programma è l'EASEL, fornito con la macchina.