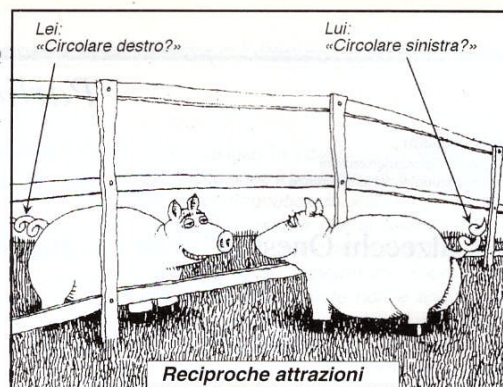


Collegiamo le antenne in polarizzazione circolare



L'OM che si avvicina al traffico via satellite si trova subito di fronte al dilemma di come, e se, collegare fra loro due antenne a polarizzazione lineare per ottenerne una a polarizzazione circolare. Se l'antenna viene acquistata completa di tutte le linee coassiali di sfasamento e adattamento, con chiare istruzioni di montaggio, il problema non si pone, ma la soddisfazione di sapere cosa si è fatto, e il perché, manca.

Se invece le antenne sono acquistate o autocostruite, prive di linee di sfasamento e adattamento, allora bisogna ragionare per non realizzare il contrario di quanto occorre (si osservino i due porcellini nella vignetta). E' proprio con questo intento che saranno discussi alcuni casi comuni che interessano l'OM che opera su satelliti analogici e digitali.

A cosa serve la polarizzazione circolare • Rinfreschiamo le nozioni

Prima di iniziare ogni ragionamento è bene ricordare che, per convenzione, il senso di rotazione del vettore del campo elettromagnetico si considera ponendosi dietro l'antenna, ossia dietro i riflettori e guardando nella direzione ove l'antenna è puntata (fig. 1A).

Così ad esempio, per la polarizzazione circolare destra, che da ora in poi chiameremo RHCP (Right-Hand-Circular-Polarization), se trasmettiamo in due metri, il campo visto ponendosi dietro il riflettore si propaga verso il satellite allontanandosi dall'antenna e ruotando in senso orario come l'elica di un aeroplano o come una vite per 145 milioni di volte al secondo (fig. 1).

Il campo ruoterà ovviamente in senso antiorario se la polarizzazione è circolare sinistra, ovvero LHCP (Left-Hand-Circular-Polarization). E' intuitivo che, siccome il campo ruota come fosse un cavatappi, quando arriva in corrispondenza delle antenne del satellite, ci sarà per forza un istante in cui il campo trasmesso sarà allineato con l'anten-

na del satellite, comunque questo si trovi disposto. Ciò permette di indurre in ogni caso una parte del segnale nell'antenna del satellite minimizzando così gli effetti del QSB, specie quando il satellite riceve con antenna a polarizzazione lineare.

Quanto detto vale analogamente se il satellite trasmette verso una stazione terrena usando un'antenna a polarizzazione circolare. Se l'antenna di terra è infatti a polarizzazione lineare orizzontale o verticale, siccome il campo trasmesso dal satellite ruota $2\pi f$ volte al secondo, ci sarà un istante in cui il campo trasmesso sarà in coincidenza con la polarizzazione dell'antenna ricevente.

Se poi l'antenna di terra è anch'essa a polarizzazione circolare e con lo stesso senso di rotazione di quella del satellite, tutto il campo raccolto nell'area di cattura dell'antenna terrena verrà ricevuto, così come avviene per esempio per un normale bullone che si avvita completamente nel proprio dado. Il bullone è il campo trasmesso dal satellite

mentre il dado è la nostra antenna ricevente.

Per approfondire i vari aspetti della polarizzazione circolare, si consulti la bibliografia [1] e [2].

Esempio tipico

Il satellite ci trasmette in 2 metri in RHCP e perciò vogliamo collegare in RHCP due antenne yagi a 145 MHz montate ad elementi incrociati sullo stesso boom. Ogni antenna è eccitata da un dipolo ripiegato e l'impedenza di ogni antenna è 200 Ω .

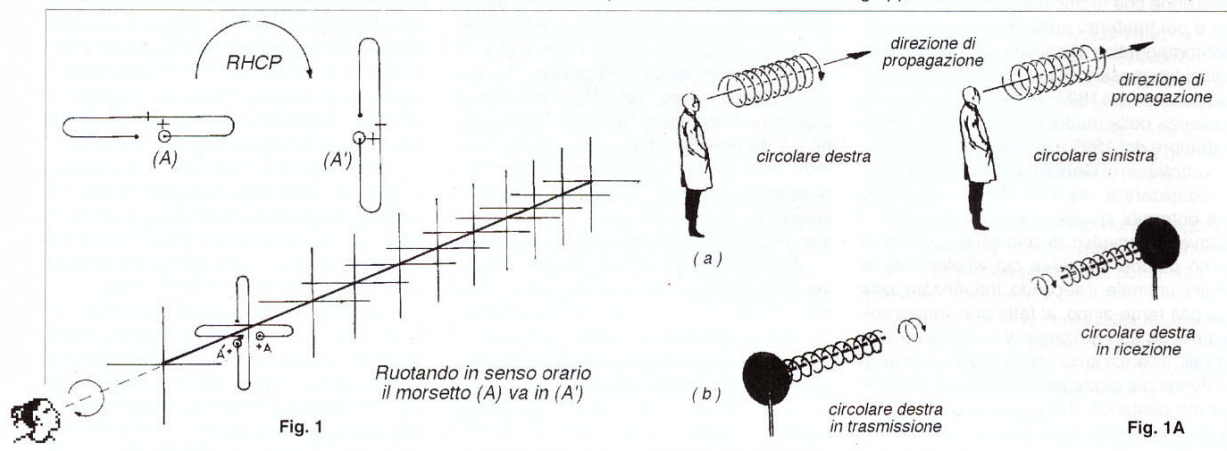
Il primo interrogativo che l'OM si pone è se montare l'antenna con gli elementi incrociati secondo il segno (+) od il segno moltiplicato (x).

Il dubbio sorge dalla convinzione che se i dipoli sono montati secondo il segno (+), l'elemento orizzontale possa trovarsi per così dire "oscurato" dal tubo orizzontale che sostiene l'antenna e che se montati invece secondo il segno (x), ciò non avvenga.

Il dubbio è immotivato. Siccome il campo elettromagnetico (E.M.) ruota secondo $2\pi f$, ci sarà comunque un istante in ogni periodo di f , in cui il vettore del campo E.M. coincide con l'orientamento del tubo metallico.

Dovendosi realizzare polarizzazione circolare, i due montaggi sono perciò indifferenti e meglio sarebbe risolvere il problema usando un supporto in materiale non conduttore come fibra di vetro, anche se ciò non è strettamente indispensabile.

Non imbrogliamo però! Una nota antenna giapponese col tubo orizzontale nero, fatto



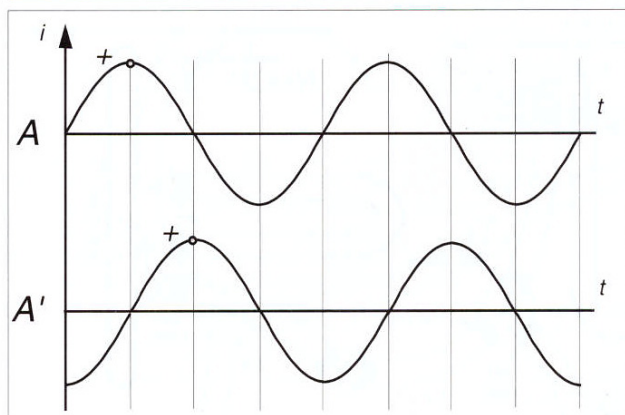


Fig. 2 • In ogni istante, la corrente a RF (i) nel dipolo A' assume lo stesso valore di quella nel dipolo A dopo 90° o 1/4 di periodo.

Per ottenere ciò, partendo da uno stesso generatore, bisogna allungare il percorso della corrente a RF che alimenta A' esattamente di 1/4 d'onda elettrico. Questa lunghezza di linea in più, collegata fra il generatore ed A', si chiama "linea di ritardo".

credere di plastica, ci ha giocato un tiro birbone: al taglio col seghetto, si è visto che la plastica era solo a protezione dalla corrosione per un tubo di alluminio.

L'OM è poi assillato anche dal dubbio che, se i dipoli vengono collegati in modo da formare RHCP quando sono disposti meccanicamente secondo il segno (+), la polarizzazione possa subire cambiamenti se tutto il boom dell'antenna viene ruotato su se stesso in senso destrorso o sinistrorso, in modo da formare il segno (x). Il dubbio è immotivato perché sarebbe come se l'elica di un aeroplano girasse destrorsa e ci preoccupassimo che possa girare al contrario, cambiando la posizione delle pale da orizzontali a verticali col motore fermo e riaccendendolo potessimo volare dalla parte della coda anziché del muso.

Questo dubbio nasce dal fatto che i manuali di istruzione riportano i collegamenti ai dipoli disegnati secondo il segno (+) e in pratica la meccanica del boom è prevista secondo il segno (x). Se i collegamenti sono fatti immaginando l'antenna secondo il (+) potremo ruotare il boom in qualunque senso e la polarizzazione resterà tale e quale.

Ci sono poi casi in cui gli elementi omonimi, dipoli ed elementi parassiti, sono montati sullo stesso boom e sono complanari, ossia giacciono sullo stesso piano e la loro distanza è giusta quella del diametro degli elementi più i morsetti, quindi la minima possibile, nell'ordine del centimetro.

Ci sono anche casi in cui gli elementi omonimi sono distanziati di una certa misura resasi necessaria per motivi di ordine meccanico e che in media non supera la decina

di centimetri. E' questo il caso delle antenne Tonna per la banda dei 2 metri. Ci sono poi altri esempi in cui la distanza fra elementi omonimi è pari ad un quarto d'onda nel libero spazio, ma ci sono anche antenne in cui questa distanza è maggiore. In ciascuno di questi casi bisogna ragionare in modo diverso.

Consideriamo nel primo esempio che gli elementi siano complanari, con dipoli ripiegati, e che l'impedenza di ogni antenna sia 200 Ω (fig. 3).

Battezziamo subito il terminale (A) del dipolo orizzontale e quello (A') del dipolo verticale come i morsetti a cui dovranno collegarsi i conduttori interni (caldi) dei cavi coassiali di alimentazione. Osserviamo la fig. 3. Se facciamo ruotare materialmente il dipolo orizzontale di 90° in senso orario, ossia destrorso, il punto (A) che è il riferimento si porterà in coincidenza di (A').

Facciamo un'istantanea nell'interno dei cavi nel momento in cui la corrente sinusoidale a radio frequenza raggiunge ad esempio il valor massimo positivo nel punto (A).

Affinché il punto (A') raggiunga lo stesso valore massimo positivo dopo il tempo di un quarto di periodo o 90°, in modo che il vettore del campo E.M. giri elettricamente in senso orario di un quarto di periodo, bisogna allungare esattamente di 1/4 d'onda elettrico il percorso che la corrente a R.F. compie lungo il cavo per raggiungere il punto (A'). Ciò perché i punti (A) e (A') sono alimentati dallo stesso generatore.

Per visualizzare il fenomeno basta pensare che nell'istante in cui la corrente è massima nel punto (A), per quanto riguarda (A') il valore massimo della stessa corrente

sia ancora nell'interno del cavo coassiale alla distanza di 1/4 d'onda da (A') (fig. 2).

Per ottenere questo allungamento di percorso, il cavo che alimenta il punto (A') deve essere più lungo di quello che alimenta il punto (A) di un quarto d'onda elettrico o 90° e questa lunghezza in più si chiama «linea di ritardo». Siccome (A') assume valor massimo 1/4 di periodo dopo (A), è come se il dipolo orizzontale avesse ruotato di 90° in senso orario come le lancette di un orologio da ore 3 a ore 6 e si fosse messo verticale, determinando RHCP (fig. 3).

Perché da ore 3 a ore 6? Perché il punto (A) del dipolo orizzontale l'abbiamo orientato come le lancette dell'orologio alle ore 3 e quello (A') come le lancette alle ore 6, ma avremmo potuto usare qualsiasi altro orientamento a condizione di alimentare con il ritardo di 90° il dipolo verso cui si vuole che il vettore (lancetta) ruoti. Ciò vale ovviamente per tutti i valori istantanei di corrente per cui passano i punti (A) e (A'). Facile no?

Almeno in questo l'orologio analogico ci aiuta di più di quello digitale.

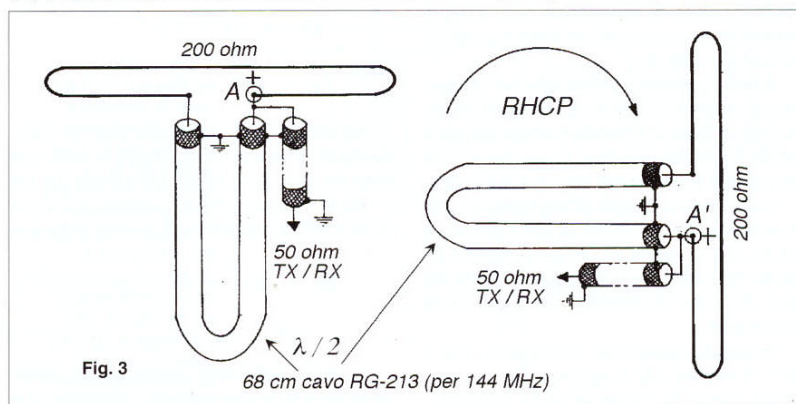
La fig. 2 illustra l'andamento della corrente I a R.F. nei due dipoli e nello stesso istante.

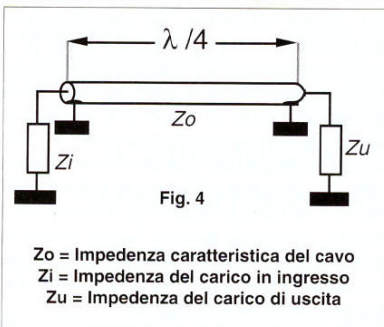
Siccome abbiamo tagliato la linea che alimenta (A') più lunga di 1/4 d'onda di quella che alimenta (A), se colleghiamo i due cavi in parallelo e poi alla discesa da 50 Ω , avremo ottenuto, è vero, la RHCP, ma non l'adattamento di impedenza.

Giacché abbiamo assunto che l'impedenza di ogni antenna con dipolo ripiegato sia 200 Ω , e dovendo alimentare i dipoli bilanciati con un cavo coassiale da 50 Ω , bisogna passare dal sistema di alimentazione bilanciato dei dipoli al sistema sbilanciato del cavo (la calza è a massa), e praticare nel contempo una trasformazione di impedenza di 4 : 1, ossia da 200 a 50 Ω .

Ciò si può ottenere munendo ogni dipolo ripiegato di un balun lungo mezza onda elettrica fatto in cavo da 50 Ω e collegato ai suoi morsetti come mostrato da fig. 3.

In questo circuito la tensione a R.F. prelevata fra il punto (A) o (A') e la massa è la metà di quella presente fra i due morsetti del





dipolo ed è noto che un rapporto in tensione di 2 corrisponde ad un rapporto di impedenze di 4. Infatti:

$$V_1 / V_2 = \sqrt{Z_1 / Z_2}$$

e quindi $2 = \sqrt{200 / 50}$

Consideriamo poi che l'impedenza dei dipoli con balun a mezz'onda, presa fra (A) e massa e fra (A') e massa è ora $50\ \Omega$ e che i cavi di alimentazione sono anche da $50\ \Omega$.

Se colleghiamo i due dipoli e i rispettivi cavi da 50 Ω in parallelo su un connettore a (T) e poi alla linea di discesa, sempre da 50 Ω , otterremo una impedenza parallelo di $50/2 = 25 \Omega$ che, collegata ad un cavo di discesa da 50 Ω , ci darebbe un ROS cattivo, pari a $50/25 = 2$.

Per adattare bene l'impedenza dei due dipoli in parallelo al cavo di discesa, in modo che il ROS sia il più possibile vicino a 1, si può mettere in serie a ciascun dipolo da 50 Ω un tronco di linea lunga 1/4 d'onda elettrico fatto con cavo da $Z_0 = 75 \Omega$ in modo da trasformare l'impedenza di ingresso $Z_i = 50 \Omega$ di ogni dipolo, in una impedenza di uscita Z_u pari a circa 100 Ω .

Due Zu da 100 Ω collegate in parallelo daranno ancora 50 Ω e così l'uscita del (T) si può collegare direttamente al cavo di discesa da 50 Ω realizzando un buon adattamento di impedenza fra dipoli-linea di trasmissione e RX/TX.

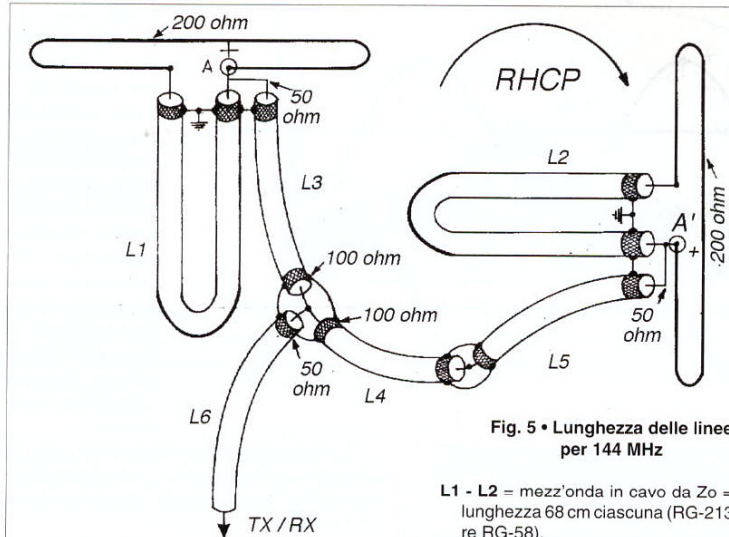
Ciò è possibile in virtù della proprietà di trasformazione di impedenza della linea di trasmissione in quarto d'onda che si può così riassumere (**fig. 4**).

Abbiassi una linea di trasmissione di impedenza caratteristica Z_0 lunga un quarto d'onda elettrico cioè $1/4$ d'onda moltiplicato per il fattore di velocità della linea in questione (0,66 per polietene solido, come nel cavo RG-213).

Se la linea è chiusa all'ingresso su una impedenza Z_i ed all'uscita su una impedenza Z_u , se Z_i è l'impedenza del generatore e Z_u quella del carico che sia uguale a quella del cavo Z_0 , non si avranno nel cavo onde stazionarie.

In questa condizione l'impedenza che il cavo fa vedere a Z_i è uguale a Z_u .

Se invece Z_u è diversa da Z_o , essendo-



**Fig. 5 • Lunghezza delle linee
per 144 MHz**

L1 - L2 = mezz'onda in cavo da $Z_0 = 50 \Omega$; lunghezza 68 cm ciascuna (RG-213 oppure RG-58).

L5 = 1/4 d'onda in cavo da $Z_0 = 50 \Omega$ lunga 34 cm di RG-213 o RG-58 (non opera trasformazione di impedenza). Opera solo il ritardo.

L3 - L4 = 1/4 d'onda = 34 cm di RG-11 o RG-59 da $Z_0 = 75 \Omega$ per trasformare la Z_i da 50 Ω dei dipoli in una $Z_u = 100 \Omega$.

L6 = Qualunque lunghezza di cavo da Zo = 50 Ω al TX / RX.

ci onde stazionarie lungo il cavo, il tratto da $1/4$ d'onda opera una trasformazione d'impedenza e l'impedenza che il cavo presenta a Z_i è diversa da Z_u , sia in parte reale ma anche in parte immaginaria quando Z_u presenta componenti reattive.

Ciò è ben risaputo da chi conosce l'uso della Carta di Smith.

In ogni caso, le relazioni che legano fra loro Z_o , Z_i , Z_u sono molto facili, specie se per semplificare il concetto consideriamo di avere a che fare con impedenze puramente resistive (**fig. 4**).

$$Z_o = \sqrt{Z_i \times Z_u} = \sqrt{Z_i} \times \sqrt{Z_u} \quad [1]$$

da cui

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

$$Z_i = Z_o^2 / Z_u \quad [2]$$

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

$$Z_u = Z_o^2 / Z_i \quad [3]$$

Se dunque il dipolo orizzontale ha impedenza di 50Ω e gli colleghiamo in serie una linea da $Z_0 = 75 \Omega$ lunga $1/4$ d'onda (34 cm a 145 MHz di cavo RG11), l'impedenza che appare all'altro estremo di questa linea è

$$Z_u = Z_o^2 / Z_i =$$

$$= 75^2 / 50 = 112,5 \, \Omega$$

Quanto detto vale anche per il dipolo verticale e se anche a questo colleghiamo in

serie un'altra linea 1/4 d'onda da 75 Ω otterremo due impedenze da 112,5 Ω che, collegate in parallelo su un connettore a (T), daranno una Z complessiva di $112,5 / 2 = 56 \Omega$ circa.

E' evidente che ora l'uscita del (T) potrà essere collegata direttamente a una discesa per TX/RX da 50 Ω di qualunque lunghezza, ottenendosi così un buon adattamento di impedenza fra i due dipoli, la linea di trasmissione e il carico.

Riassumendo: per ottenere il passaggio dal dipolo bilanciato a cavo sbilanciato, lo sfasamento di 90° in ritardo su (A') , la *RHCP* e l'*adattamento di impedenza*, lo schema elettrico diventa quello di **fig. 5**.

E' intuitivo che la linea di ritardo L5 andrà collegata direttamente al dipolo verticale.

In questo caso, pur essendo questa linea di lunghezza $1/4$ d'onda, ma essendo fatta con cavo da $Z_0 = 50 \, \Omega$, questa non opera alcuna trasformazione di impedenza perché anche $Z_i = 50 \, \Omega$ e così $50^2 / 50 = 50 \, \Omega$.

In altri termini, supposto che il ROS sia 1, è come se avessimo trasportato i morsetti a 50 Ω del dipolo un quarto d'onda più lontano rispetto alla linea L4 (**fig. 5**).

Il circuito classico di **fig. 5** può subire una utile variante. Se L3 e L5 sono realizzate con due tratte di cavo da $Z_0 = 50 \Omega$ di qualunque lunghezza, ma se L5 è più lunga di 34 cm rispetto a L3, anche allora si otterrà RHCP. Se però uniamo in parallelo gli estremi di L3 e L5 per collegarvi o una discesa o un TX/RX,

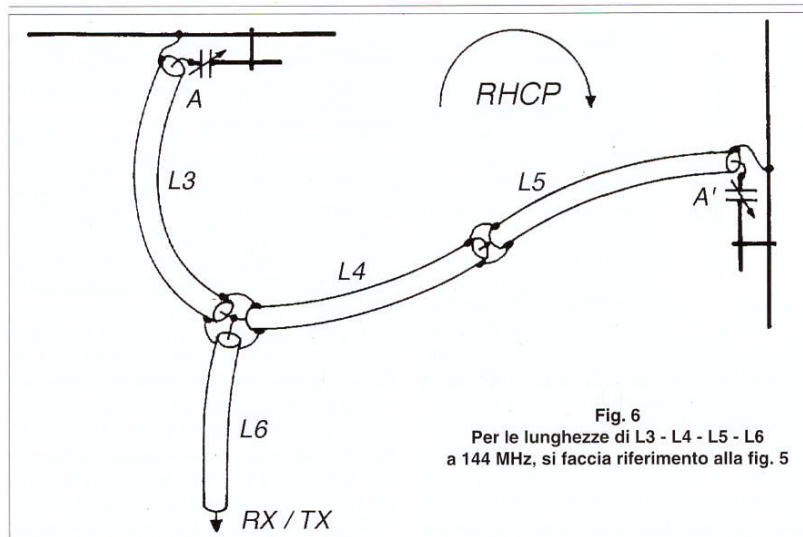


Fig. 6
Per le lunghezze di L3 - L4 - L5 - L6
a 144 MHz, si faccia riferimento alla fig. 5

otterremo una $Z = 25 \Omega$ ed un cattivo adattamento di impedenza con $ROS = 2$.

Per realizzare l'adattamento fra i 25Ω dell'antenna e i 50Ω del cavo di discesa al TX/RX bisogna inserire un trasformatore lungo $1/4$ d'onda la cui impedenza caratteristica sia:

$$Z_0 = \sqrt{25 \times 50} = 35 \Omega$$

Questi trasformatori sono già reperibili in commercio tagliati per le nostre bande, sono realizzati con due tubi coassiali fra loro in modo che sia rispettata la seguente relazione:

$$Z_0 = 138 \log_{10} (D1 / D2)$$

dove D1 è il diametro interno del tubo esterno e D2 è il diametro esterno del tubo interno.

Questi trasformatori vanno anche sotto il nome più appropriato di divisori di potenza a due porte (o quattro porte se occorre), sono dotati di due connettori N femmina per i due ingressi a 50Ω e uno di uscita per il cavo di discesa - dove di norma si collega il preamplificatore - (fig. 7).

E' evidente che in questo caso le linee di adattamento da 75Ω non servono più e il sistema, anche se più costoso, risulta tecnicamente migliore impiegandosi meno connettori N e potendosi fare L3 e L5 lunghe quanto si voglia, purché L5 sia più lunga di 34 cm (per 145 MHz) rispetto a L3. In questo caso si evita di montare L3 - L4 - L5 in mezzo ai dipoli; e ciò è un bene perché l'effetto di queste linee è quello di deformare il lobo, alzare il ROS e degradare il funzionamento dell'antenna.

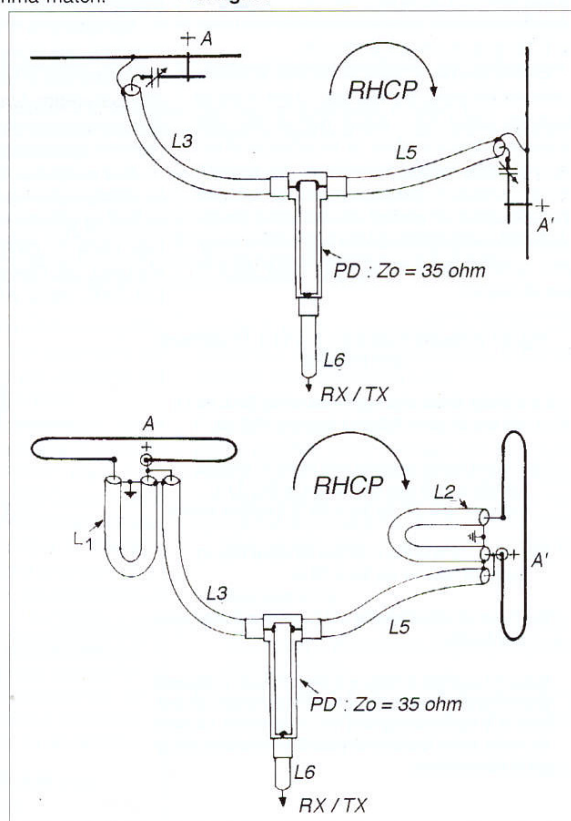
Il divisore di potenza si può montare anche lontano dai dipoli ed i cavi si possono far uscire posteriormente al boom dal lato riflettori con una grossa ansa che permetta il movimento zenitale. Ciò disturba meno i direttori a tutto vantaggio della simmetria del lobo di radiazione.

Volendo risparmiare sulla spesa del divisore, il trasformatore da $Z_0 = 35 \Omega$ si può anche realizzare con due quarti d'onda (lunghe 34 cm) di cavo RG-11, che presenta una $Z_0 = 75 \Omega$, collegati in parallelo, anche se ciò obbliga a saldare fra loro i cavi essendo sconsigliato l'uso di connettori.

Esiste un altro possibile caso. I dipoli non sono ripiegati, ma sono adattati a 50Ω col ben noto sistema del gamma-match.

Questo adattatore, essendo sbilanciato (lavora fra un semidipolo e massa), consente di collegare il cavo direttamente al dipolo senza bisogno dei balun L1 e L2 da mezz'onda perché il gamma-match è un sistema di alimentazione per linee sbilanciate come i cavi coassiali, si può adattare ad una gamma abbastanza ampia di impedenze e funziona nel seguente modo (fig. 6).

Fig. 7
L3 - L5 = lunghezze qualunque di cavo con $Z_0 = 50 \Omega$, ma con L5 più lunga di L3 di $1/4$ d'onda elettrici (34 cm a 144 MHz con RG-213).
PD = Divisore di potenza a due porte, $1/4$ d'onda con $Z_0 = 35 \Omega$, oppure due cavi da 75Ω lunghi 34 cm (RG-11) in parallelo.
L1 - L2 = Per 144 MHz, lunghezze come in fig. 5.



A partire dalla calza del cavo, collegata al centro del dipolo, il ponticello scorrevole del braccio del gamma viene spostato sul semidipolo fino a trovare il punto in cui l'impedenza è uguale a quella del cavo (minimo ROS).

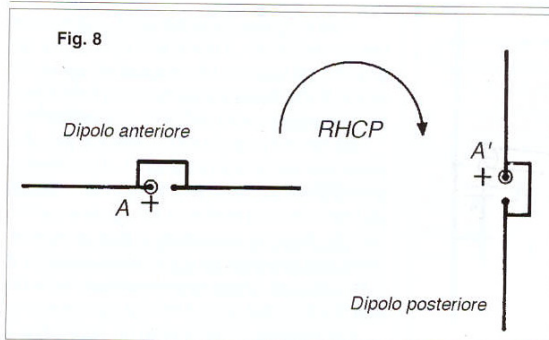
Siccome il braccio ed il ponticello introducono una reattanza induttiva X_L , il condensatore in serie al braccio viene regolato in modo da introdurre una reattanza X_C uguale e contraria a X_L . Avendo cancellato le due reattanze, resta una impedenza puramente resistiva $Z = R \pm j0$ e se i ritocchi sono affinati in modo che $R = 50 \Omega$ del cavo, il ROS è uguale a uno.

Per stabilire il riferimento da cui partire e orientare i bracci dei gamma-match onde ottenere RHCP, basta ricordarsi che il semidipolo su cui è collegato il ponticello scorrevole del gamma corrisponde al lato del dipolo ripiegato contrassegnato col segno (+) e che l'inizio di tutti i ragionamenti, o fase zero, è il terminale (A) di riferimento, o ponticello del gamma.

E' chiaro che ognuno può mettere il terminale di riferimento (A) dove vuole purché ragioni in conseguenza.

Se poi, per adattare il parallelo dei dipoli, volessimo usare l'adattamento di impedenza con quarti d'onda da 75Ω , lo schema da usare è sempre quello di fig. 5 o quello di fig. 6.

Volendo impiegare un divisore di potenza a due porte da $Z = 35 \Omega$, lo schema è quello di fig. 7.



Riferiamoci ora all'ipotesi che si volesse ottenere LHCP. La necessità è molto remota e pur essendo le mie antenne per 145 MHz dotate di relè coassiali per la commutazione di quattro polarizzazioni, le occasioni in cui la LHCP fornisce segnali migliori delle altre tre è molto rara e le più usate sono RHCP e orizzontale, almeno su Oscar-13 modo-B.

In ogni caso, per ottenere LHCP basta invertire le linee di alimentazione in modo che L3 di **fig. 5** vada al dipolo verticale in (A') e che L4 + L5 vadano al dipolo orizzontale in (A) che è il riferimento da cui si parte per ragionare sulla fase.

In questo caso la corrente a R.F. sul dipolo orizzontale raggiungerà lo stesso valore istantaneo di quella sul dipolo verticale (ai morsetti o in punti simmetrici) un quarto di periodo in ritardo e quindi il vettore del campo E.M. gira in senso antiorario.

Esiste anche il caso di alcune antenne commerciali per 2 metri e per 70 cm in cui la distanza fisica fra i dipoli non è più una frazione inapprezzabile di lunghezza d'onda, ma una frazione notevole di questa, resasi necessaria per motivi elettromeccanici e costruttivi. E' chiaro che bisogna tenere conto di queste distanze fra i dipoli e correggere opportunamente la lunghezza della linea di ritardo.

Esempio A (fig. 8)

La Tonna 2 x 9 elementi per 144 MHz ha i dipoli costituiti da un tubo aperto al centro e collegato ai due terminali di un connettore N affogato in una fusione di plastica nera.

Un semidipolo va allo spillo interno del connettore e l'altro al corpo esterno.

Il ponticello "di cortocircuito" a cavallo del connettore sarebbe un corto per la corrente continua, ma non per la R.F. ed è in realtà un tratto di linea di trasmissione che, essendo cortocircuitata a un estremo, aggiunge in parallelo al dipolo una reattanza uguale e contraria a quella che il dipolo presenta a 145 MHz, cancellandola e lasciando così la sola parte reale resistiva dell'impedenza in modo da avere circa $Z = R \pm j0$.

Il dipolo, data la sua vicinanza col primo direttore, presenta una impedenza nominale di 50 Ω , ma essendo aperto al centro, è un sistema bilanciato che per essere alimentato direttamente da un cavo coassiale sbilanciato, ha bisogno di un bazooka. Tale funzione dovrebbe essere svolta dal tubo di alluminio fornito dal costruttore in cui va infilato il cavo coassiale in prossimità del connettore.

Va detto che il modo di funzionare di tale bazooka non trova riscontro in alcuna letteratura tecnica in materia giacché tale dispositivo dovrebbe essere lungo un quarto d'onda e poi saldato alla calza del cavo alla parte opposta del connettore.

Per verificare l'efficacia di questo bazooka basterebbe realizzare il dispositivo descritto da I2GAH su RR 8/94 pag. 56, che a sua volta fu descritto da W2DU, Walter Maxwell, nel classico volume "Reflections", Cat.2995 della ARRL che si consiglia di

consultare (è una Bibbia). In ogni caso, il dipolo, che è aperto al centro, verrà alimentato a un lato dal conduttore interno del cavo e dall'altro dalla calza.

Il semidipolo collegato al corpo esterno del connettore N, e quindi alla calza, è riconoscibile e contraddistinto da una protuberanza a forma di un cilindretto riportato sulla fusione di plastica. Seguendo le istruzioni del costruttore, il dipolo verticale deve essere montato più indietro di quello orizzontale e con la calza di sotto.

Quello orizzontale più avanti e con la calza (il pipolo) a destra (vedendo tutto da dietro). Essendo il montaggio obbligato, ciò nasce per conseguenza essendo dipoli e cavi muniti di connettori N, e quindi non si può sbagliare. Per conseguenza, anche se non si vede, perché tutto è fuso nella plastica, i dipoli sono disposti come in **fig. 8**.

E' evidente che, se (A) è il riferimento, per ottenere RHCP il punto (A') del dipolo verticale dovrà assumere lo stesso valore istantaneo di corrente del punto (A) dopo un quarto di periodo.

Per questo motivo la linea di ritardo va collegata sul dipolo verticale, ma...attenzione! Non tagliamo la linea a 34 cm perché sbagliaremmo, in quanto i dipoli sono già distanziati fra loro di 102 mm e la R.F. a percorrere questa distanza ci mette un po' di tempo.

In altre parole, il campo del dipolo verticale posteriore, propagandosi verso il satellite, impiegherà un certo tempo per portarsi sullo stesso piano del dipolo orizzontale, ove i due campi componenti danno luogo alla risultante polarizzata circolarmente (e che gira 2π f).

La linea di ritardo sul dipolo verticale dovrà quindi essere più corta del quarto d'onda elettrico che è 34 Ω . Di quanto? Siccome la distanza dei dipoli nel libero spazio è 102 mm, convertiamola in lunghezza equivalente di cavo coassiale a polietilene solido con fattore di velocità di 0,66 o RG-213, per intenderci.

Fig. 9 • Antenne Tonna 9 + 9 o 11 + 11 elementi per 144 MHz

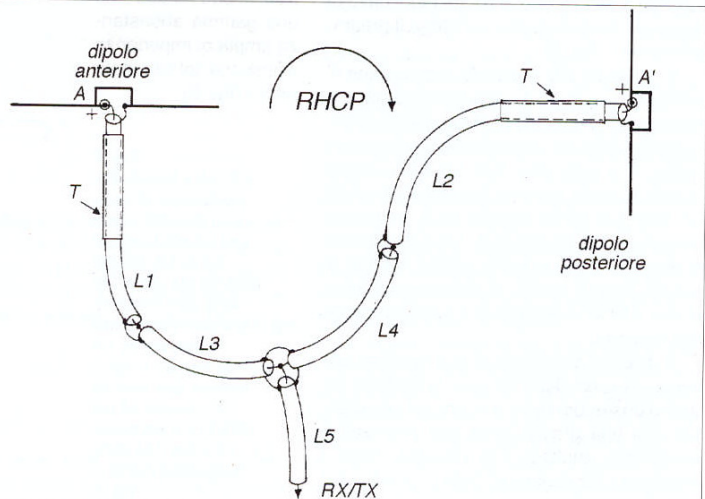
L1 = mezz'onda elettrici in cavo da $Z_0 = 50 \Omega$; 68 cm di cavo RG-213 oppure RG-58

L2 = mezz'onda elettrici più linea di ritardo = 68 cm + 29,8 cm = 97,8 cm di RG-213 oppure RG-58 da $Z_0 = 50 \Omega$ (vedasi testo)

L3 - L4 = 1/4 d'onda = 34 cm di cavo RG-11 oppure RG-59 da $Z_0 = 75 \Omega$

T = Tubo di alluminio la cui funzione è discussa nel testo.

Nota: in queste antenne il semidipolo collegato alla calza del cavo od al corpo esterno del connettore N è contrassegnato da un piccolo cilindro ricavato sulla fusione di plastica nera che alloggia il connettore.



Otterremo: $L = 102 \times 0,66 = 67,3$ mm
Sottraiamo questa lunghezza a 340 mm e otterremo 273 mm.

Questa lunghezza di linea di ritardo corrisponde esattamente a quanto dice il manuale di istruzione.

Per quanto riguarda il modello più recente 11 + 11 elementi per 144 MHz dello stesso costruttore, le cose non cambiano concettualmente. Cambia invece la distanza fra i dipoli, che ora è soltanto 63 mm.

Ripetendo i calcoli $L = 41,6$ mm e la linea di ritardo viene di 298 mm. Il manuale del costruttore dice invece di usare 222 mm, in quanto da prove fatte sul campo risulterebbe che la minore ellitticità della RHCP si ottiene con tale lunghezza che corrisponde a 59° elettrici anziché 90° .

Personalmente, con tanti altri OM, ho usato la lunghezza teorica di 298 mm con ottimi risultati e perciò ognuno si fidi della propria testa, facendo semmai prove di ellitticità per dormire sonni tranquilli.

Qualora si volessero usare per forza i due tubi, che almeno, salvo errori di interpretazione, sembrano più dei supporti per i cavi che dei bazooka, e se per giunta si volesse fare l'adattamento di impedenza con due linee lunghe $1/4$ d'onda, bisogna considerare che i connettori coassiali della giunzione L4 - L5 di **fig. 5** non potrebbero entrare nei tubi che hanno diametro inferiore.

Per risolvere il problema si può ricorrere all'artificio di collegare a ciascun dipolo una linea di cavo RG-213 da 50Ω lunga mezz'onda (68 cm), in modo da riportare al di fuori dei tubi dei "bazooka" l'impedenza non trasformata dei dipoli (**fig. 9**).

Si ricorda infatti che linee di trasmissione lunghe multipli pari o dispari di mezz'onda elettrica non operano alcuna trasformazione di impedenza, anche in presenza di ROS (sono giri completi della carta di Smith che portano sempre allo stesso punto).

Lo schema elettrico per RHCP diventa perciò quello di **fig. 9**, dove però sul dipolo verticale, la linea L2 sarà più lunga di L1 di 298 mm, ossia della linea di ritardo e per un totale di $680 + 298 = 978$ mm.

Con questa prima puntata si spera di aver dissipato in parte i dubbi più comuni, di cui spesso si parla via Oscar-13 su 145,950 MHz e che assillano gli OM appena arrivati sulla frontiera dei satelliti.

Molti altri dubbi saranno sorti in tutti noi nel frattempo: così come nella vignetta umoristica dei due porcellini.

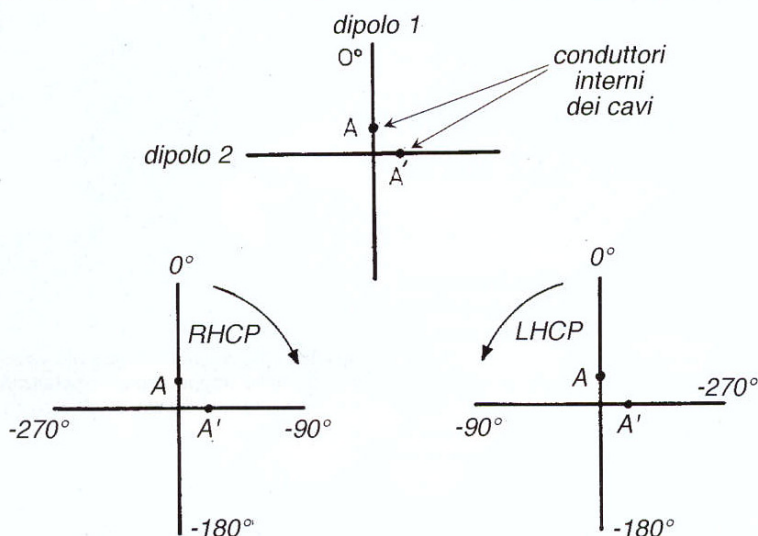


Fig. 10 • Vademecum dell'OM satellitare

- 1) Guardare i dipoli dalla parte dei riflettori.
- 2) I dipoli devono giacere sullo stesso piano.
- 3) I conduttori interni dei cavi sono collegati ai due punti A e A'.

Per ottenere polarizzazione circolare bisogna introdurre un ritardo di 90° su una linea di alimentazione oppure distanziare i dipoli sul boom di un quarto d'onda nel libero spazio. Prendere il dipolo 1 come riferimento di fase a 0° .

Per ottenere RHCP, il punto A' del dipolo 2 deve essere alimentato in ritardo di 90° rispetto al punto A del dipolo 1.

Supponendo che i cavi alimentanti i dipoli 1 e 2 siano di uguale lunghezza, ciò può essere ottenuto in tre modi.

- 1) inserire una linea di un quarto d'onda elettrici sul cavo che alimenta il dipolo 2;
- 2) montare il dipolo 2 e tutti i rispettivi elementi parassiti un quarto d'onda più indietro rispetto al dipolo 1 (sullo stesso boom);
- 3) montare tutta l'antenna col dipolo 2 un quarto d'onda più indietro rispetto all'antenna con il dipolo 1, allontanandola dal satellite (due antenne con boom separati).

Seguendo analogo ragionamento, la LHCP si può ottenere collegando la linea di ritardo in A sul dipolo 1, oppure ruotando di 180° uno dei dipoli, oppure portando l'antenna con il dipolo 2 più avanti, verso il satellite, di un quarto d'onda rispetto all'antenna con il dipolo 1.

Per ottenere l'adattamento di impedenza si faccia riferimento al testo.

Nella prossima puntata saranno approfonditi altri aspetti altrettanto importanti sul come accoppiare fra loro più antenne per ottenere polarizzazione circolare.

Ciò è poco sentito in 2 metri ed in 70 cm da chi lavora Oscar-13 perché il satellite riceve e trasmette già in RHCP, ma è maggiormente sofferto dai cultori di Oscar-10 che ormai riceve e trasmette con omnidirezionale.

La polarizzazione circolare è maggiormente importante per coloro che lavorano i satelliti RS e digitali dove, trasmettendo in

banda 2 metri e ricevendo in 70 cm con antenne a polarizzazione lineare, si perderebbero inevitabilmente i dati.

Se qualcuno fosse ancora scettico sull'uso della polarizzazione circolare nel traffico via satellite, basti pensare che il 90% dei casi in cui la scontentezza era giustificata, ciò era dovuto ad antenne inefficienti per natura o errato collegamento dei cavi sui dipoli.

Tutto quanto detto è riassunto nella **fig. 10**.

Bibliografia

- [1] J.D. Kraus - "Antennas" - ed. 1975 - Technical Symposium, Sheraton Conference Center.
- [2] John J. Nagle K4KJ - "The Advantages of Circular Polarisation for Amateur Satellite Ground Stations".

Continua.1

Sezione ARI di Ravenna

1° Meeting

Phase 3-D

Telecomunicazioni via satellite

Russi (RA) 30 aprile 1995

La manifestazione si svolgerà in sostituzione di quella che, con lo stesso programma (vedasi RR 3/95 pag. 83) e per la stessa giornata del 30 aprile, la Sezione ARI di Lucca aveva promosso e che, per motivi di organizzazione, ha ora disdetto.

Hotel Ristorante Morelli • **Russi** (RA)
via Don Minzoni, 30

Info c/o I4CIL 0544.568254 • I4YHH 0544.432348

Satelliti

Domenico Marini • I8CVS
Via A. De Gasperi, 89 - Parco Merola
80059 Torre del Greco NA

Parte seconda
(da RR 4/95)

Collegiamo le antenne in polarizzazione circolare

Come già accennato nella prima parte su R.R. 4/95, è bene ricordare che per convenzione, il senso di rotazione del campo elettromagnetico che si propaga da un'antenna trasmittente in polarizzazione circolare, verso quella ricevente e viceversa, si deve osservare ponendosi dietro l'antenna, ossia dietro il riflettore e guardando nella direzione ove l'antenna è orientata. Fra i possibili montaggi già discussi per ottenere pol. circolare, ne esistono altri, meno popolari, ma altrettanto interessanti che è opportuno esaminare.

↑ pagina 23

Due antenne a polarizzazione lineare spaziate fra loro per ottenere RHCP

Finora abbiamo considerato antenne in cui gli elementi orizzontali e verticali sono complanari e montati sullo stesso boom, in cui cioè, i dipoli e gli elementi parassiti omomimi sono vicinissimi fra loro e la distanza è pari al diametro degli elementi.

In realtà possiamo montare in polarizzazione circolare anche due antenne lineari, ognuna sul proprio boom, una verticale e l'altra orizzontale, ma una più avanti e una più indietro dell'altra, rispetto al satellite, di un quarto d'onda nel libero spazio (fig. 4).

Con questo sfasamento si può generare RHCP eliminando la linea di ritardo in cavo coassiale.

La linea di ritardo è ora sostituita dalla distanza fisica esistente fra ciascun dipolo e il satellite che deve essere di 90° , ossia di un quarto d'onda nel libero spazio. Il fattore di velocità nel libero spazio, ove si propaga il campo elettromagnetico, è 1 (uno) e non come molti pensano che questo fattore sia modificato dalla presenza dell'alluminio.

I dipoli perciò sono distanziati semplicemente di λ metri = $300/f$ MHz il tutto diviso quattro. Siccome un dipolo è più vicino al satellite di un quarto d'onda rispetto all'altro, è proprio questo sfasamento di 90° che genera il campo elettromagnetico rotante.

E' anche possibile montare le due antenne a 90° fra loro ma anziché metterne una orizzontale e l'altra verticale secondo il segno (+), orientarne una a 45° e l'altra a 135° ottenendo il segno (x) come in fig. 5 e il funzionamento non cambia.

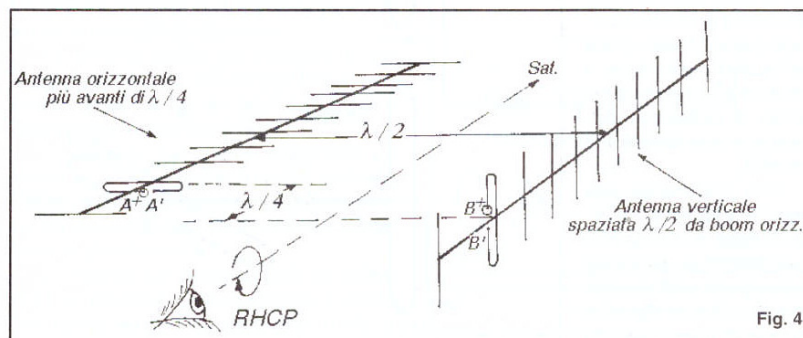
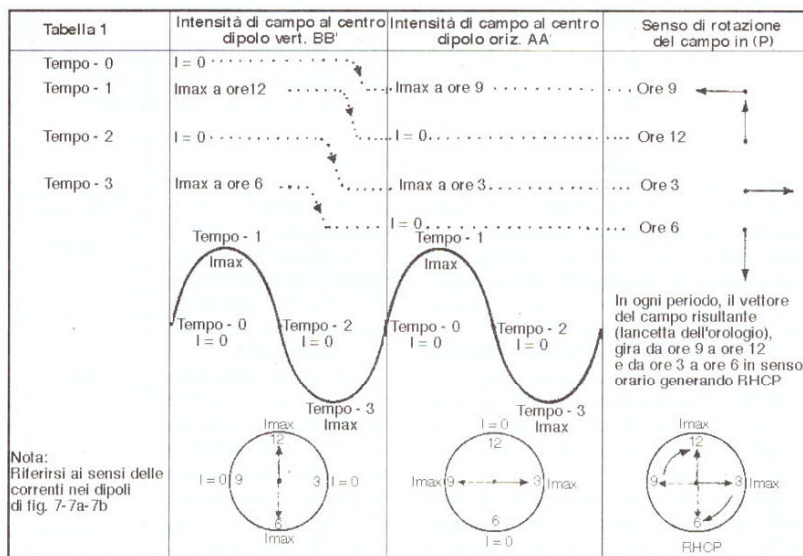


Fig. 4

Anche in questo montaggio bisogna fare i collegamenti ai morsetti dei dipoli in modo tale che, fra le due correnti, si creino le relazioni di fase opportune per ottenere RHCP o volendo LHCP, e in ogni caso, il campo elettromagnetico rotante col senso di rotazione che ci occorre e non il contrario. Siccome il modo di collegare i conduttori interni dei cavi ai dipoli non è indifferente, il ragionamento da fare per non sbagliare è il seguente: nelle figg. 4 e 7 abbiamo montato l'antenna col dipolo orizzontale più avanti verso il satellite, di $1/4$ d'onda pari a 51 cm a 145 MHz, rispetto a quella verticale che di conse-

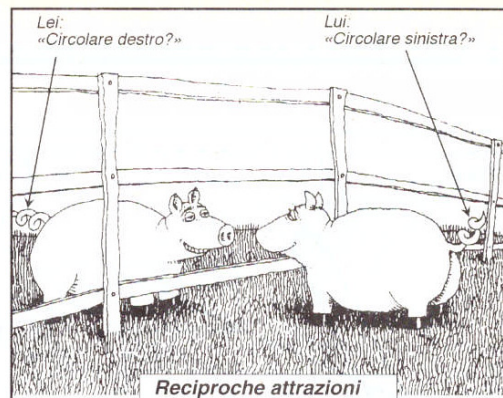


Fig. 5

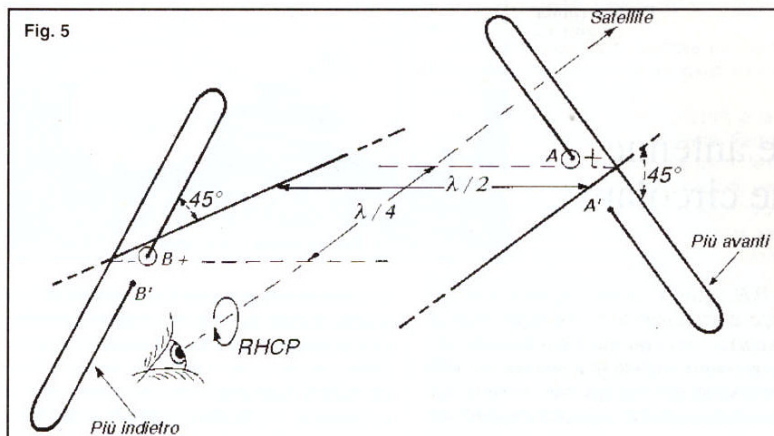
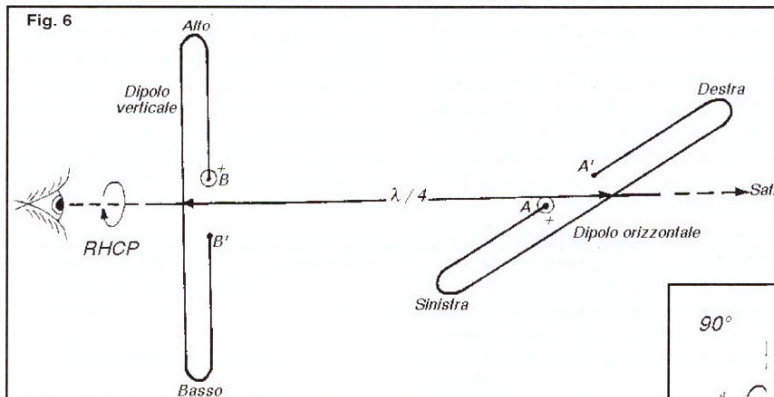


Fig. 6



guenza si trova 51 cm più indietro. Per ragionare facilmente possiamo disegnare i dipoli distanziati di 1/4 d'onda ma montati sullo stesso boom, anche se poi in realtà li abbiamo montati su due boom spaziali di circa mezz'onda (1 metro a 144 MHz).

Quando le due antenne sono orientate verso il satellite, i segnali vanno e vengono su ciascuna antenna percorrendo una distanza che in ultima analisi differisce una dall'altra di un quarto d'onda e cioè con una differenza di fase di 90°.

Per fare il ragionamento e vedere ruotare il vettore del campo elettromagnetico stando dietro i riflettori (l'occhio), bisogna pensare che i due campi componenti dei due dipoli interagiscano fra loro vettorialmente, istante per istante, secondo la regola del parallelogramma, solo quando (R.R. 10/85 pagg. 73-74) il campo del dipolo verticale B-B', irradiandosi verso il satellite, arriva sul piano del dipolo orizzontale A-A' nel punto P (fig. 7).

In quel punto e in quel piano, per via dello sfasamento, i valori delle correnti componenti non sono uguali fra loro ma variano periodicamente e lì si genera un campo risultante (R.R. 10/85 pagg. 73-74) il cui vettore ruota $2\pi f$, ossia di 360° per 144 milioni di volte al secondo se siamo in 2 metri, come se fosse il campo magnetico rotante di

un motore elettrico sincro a due poli, il cui principio scoperto da Galileo Ferraris è tanto familiare a chi conosce l'elettrotecnica e il funzionamento delle macchine elettriche.

Il fenomeno della rotazione del vettore si può visualizzare in modo più elementare se consideriamo le correnti sinusoidali a RF che circolano periodicamente nei due dipoli, come orientate periodicamente secondo la lancetta che segna le ore di un orologio quando è vista girare dall'occhio posto dietro il riflettore e che guarda nel senso di radiazione dell'antenna orientata verso il satellite.

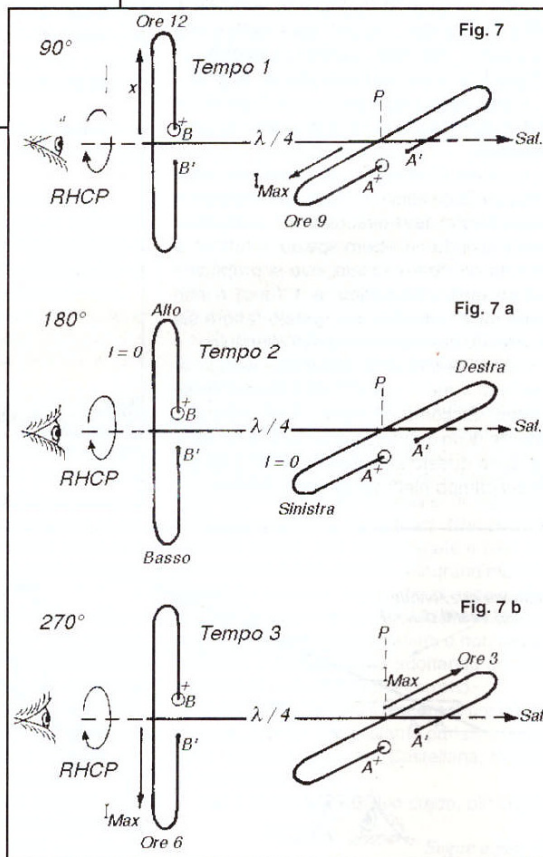
Con riferimento alle figg. 7-7a-7b iniziamo l'osservazione del fenomeno guardando le sinusoidi delle correnti a RF che percorrono ciascun dipolo al Tempo 0 (zero) quando

cioè, la corrente che alimenta in fase i due dipoli è nulla (tabella 1). Un quarto di periodo dopo, al Tempo-1, la corrente al centro di ogni dipolo è al valor massimo di I e più esattamente, nel dipolo orizzontale la corrente è orientata secondo le lancette dell'orologio alle ore 9 e in quello verticale alle ore 12 (fig. 7).

Il Tempo-2 avviene un quarto di periodo dopo, quando la corrente nei due dipoli si riannulla (fig. 7a) e il Tempo-3 avviene ancora dopo un quarto di periodo, quando la corrente in ciascun dipolo si inverte di senso e ritorna massima (fig. 7-b). In questo istante la corrente nel dipolo orizzontale si è orientata però secondo la lancetta a ore 3 e in quello verticale a ore 6.

Se mettiamo in tabella-1 queste posizioni orarie, come tanti fotogrammi, sarà facile vedere che nel punto P, dove si ha la risultante dei due campi componenti, il vettore del campo (lancetta dell'orologio) gira prima da ore 9 a ore 12 e poi da ore 12 a ore 3, ossia gira in senso orario e la polarizzazione del campo è perciò RHCP.

Cosa importante. Per ottenere RHCP, i conduttori interni dei due cavi coassiali alimentanti i dipoli in fase devono essere collegati nei punti segnati con (+) perché invertendo un cavo la lancetta dell'orologio la



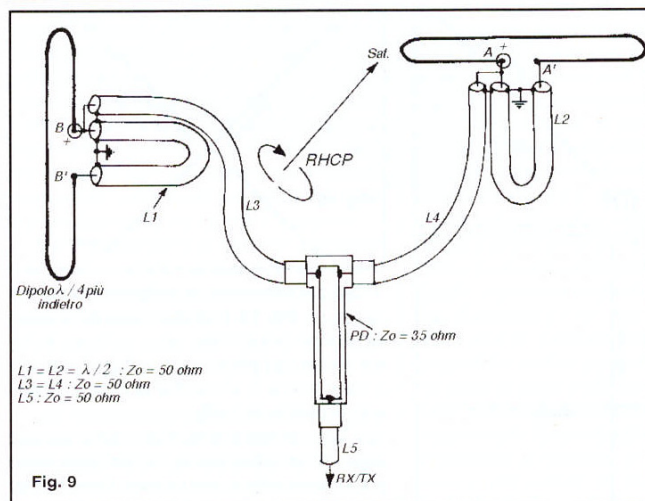


Fig. 9

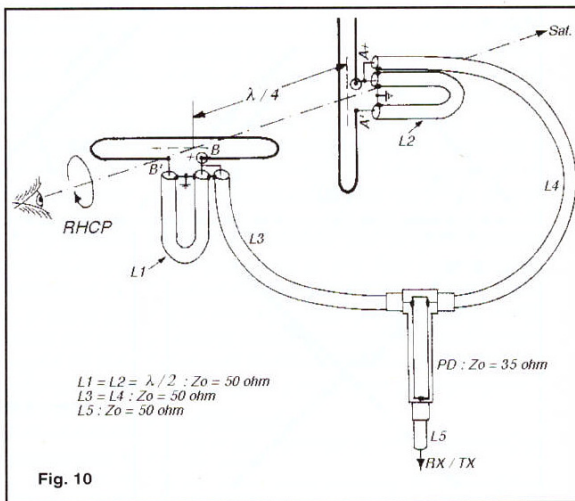


Fig. 10

vedremmo girare in senso antiorario generando LHCP.

Per rendersene conto basta fare un'altra tabella e invertire B con B' sul dipolo verticale di fig. 7. In tale caso il morsetto (+) viene in basso e rifacendo il ragionamento la lancetta girerà da ore 9 a ore 6 e da ore 3 a ore 12.

Vediamo ora di visualizzare perché il vettore ruota. Sappiamo che i cavi che alimentano i due dipoli hanno la stessa lunghezza e così la corrente a RF che parte dallo stesso generatore giunge ai morsetti dei dipoli nello stesso periodo istante con lo stesso valore e fase.

La linea di ritardo non c'è più ed essendo sostituita dalla distanza fisica dei dipoli che è di un quarto d'onda nel libero spazio è proprio questa distanza a creare lo sfasamento di 90°, ossia, mentre nel dipolo orizzontale anteriore la corrente passa per tutti i valori periodici sinusoidali, il dipolo verticale posteriore gli manda un campo che arrivandovi in ritardo di un quarto di periodo, vi induce correnti che, appartenendo al quarto di ciclo precedente, hanno valori diversi.

E' proprio la diversità nei valori di queste due correnti sinusoidali che componendosi istante per istante nel punto P dà luogo a un campo risultante che è un moto armonico che ruota secondo $2\pi f = 360^\circ$ per f volte al secondo, come in maggiori dettagli si può vedere consultando R.R. 10/85 pagg. 73-74 e che si consiglia di ripassare.

Lo schema pratico per collegare le due antenne lineari per i 145 MHz in RHCP sarà perciò quello di fig. 9 ed è valido per la disposizione meccanica di fig. 7.

1) Antenna con dipolo orizzontale più avanti di 51 cm rispetto a quello verticale, ossia $\lambda/4$ nel libero spazio e conduttore interno del cavo coassiale al (+) a sinistra. Niente linea di sfasamento.

2) Antenna con dipolo verticale più indietro di 51 cm rispetto a quello orizzontale e conduttore interno del cavo coassiale al (+) in alto.

Per ottenere RHCP i dipoli e gli elementi si possono montare anche come in fig. 10, ossia col dipolo verticale in avanti e quello orizzontale indietro, rispettando però i collegamenti ai cavi come disegnato in fig. 10. E' facile verificare che ruotando il boom dell'antenna in senso antiorario e di 90° si ritorna alla disposizione meccanica e ai collegamenti elettrici di fig. 9.

Collegamento di due Quagi in polarizzazione circolare

Sono stati fatti esperimenti per collegare due antenne Quad o Quagi per ottenere RHCP. A ciò si è dedicato, che io sappia, solo IPIK che lo ha riferito su OSCAR-13.

Nei radiatori di queste antenne ogni loop è formato da un quadrato di conduttore il cui sviluppo è pari a circa una lunghezza d'onda e ogni lato è perciò circa $\lambda/4$.

E' noto che possiamo considerare questo radiatore come la trasformazione di un dipolo ripiegato (fig. 11).

Nel dipolo ripiegato la corrente è massima al centro e la tensione agli estremi. Se alimentiamo il loop al centro del lato inferiore orizzontale si vede che la corrente diventa massima al centro dei due lati orizzontali inferiore e superiore.

Una discreta corrente circola tuttavia anche nei due lati verticali del loop.

Come si vede dalle frecce che indicano il senso della corrente, nel lato alimentato e al suo opposto, le due correnti sono in fase e generano due campi polarizzati orizzontalmente che si rinforzano.

Nei due lati opposti invece le correnti sono in opposizione e generano due campi polarizzati verticalmente che tendono a cancellarsi.

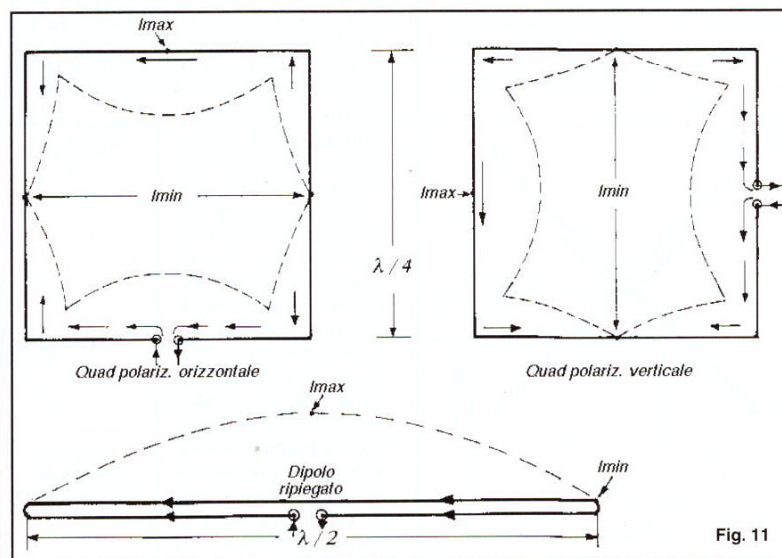


Fig. 11

Fig. 12

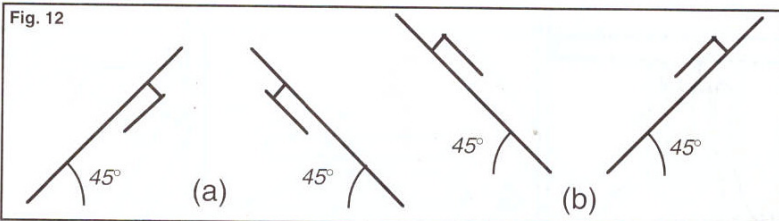
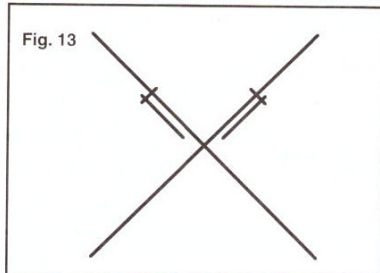


Fig. 13



Siccome la polarizzazione del campo è determinata dall'orientamento della corrente nei conduttori, si vede che questa antenna, se alimentata al centro del lato inferiore, ha polarizzazione teoricamente orizzontale.

Se invece l'alimentazione avviene al centro di un lato verticale, si otterrà con analogo ragionamento una polarizzazione verticale.

Se per analogia ai dipoli ripiegati alimentiamo uno dei loop con una linea di ritardo, come descritto nella prima parte su R.R. 4/95, in linea teorica si ottiene una polarizzazione circolare.

Per verificare il comportamento di due antenne così collegate occorre fare delle misure di circolarità misurando l'intensità del campo con un semplice dipolo posto a una distanza di almeno 10λ e fatto ruotare a mano di 360° sul piano verticale.

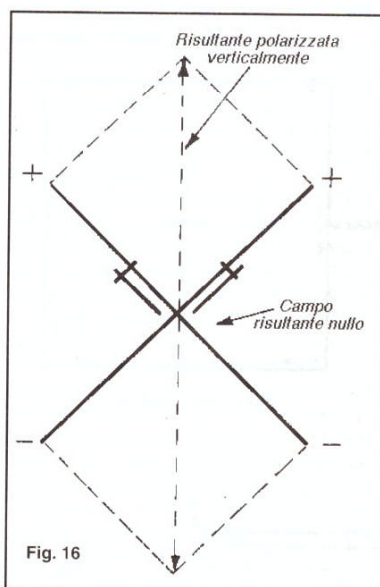


Fig. 16

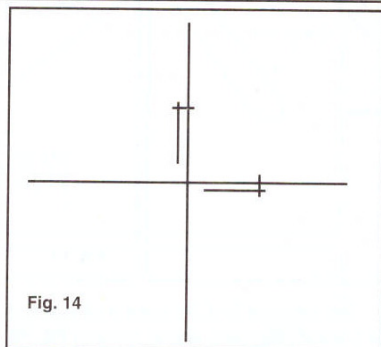


Fig. 14

Siccome siamo radioamatori e quindi interessati a questi esperimenti, si faranno sapere i risultati non appena IPIK avrà terminato le prove.

Ho un'antenna a polarizzazione incrociata

E' quanto spesso si sente in aria durante il passaggio delle condizioni di lavoro. L'OM che piazza due antenne incrociate secondo il segno (+) crede spesso di irradiare un campo polarizzato orizzontalmente contemporaneamente a uno polarizzato verticalmente e vede i due campi orientati come i dipoli. In realtà egli trasmette contemporaneamente in entrambi i modi, nel senso che viene ricevuto sia da chi ha un'antenna a polarizzazione orizzontale che verticale, ma le cose non si svolgono proprio così come sembra. Se montiamo e allineiamo due antenne lineari, per esempio una a 45° da un lato e una a 135° dall'altro (figg. 12a e 12b), è come se le avessimo incrociate come in fig. 13.

Siccome le due antenne hanno i dipoli che giacciono sullo stesso piano, non abbiamo messo inoltre alcuna linea di ritardo e sono alimentate in fase con due cavi di uguale lunghezza, non potremo di certo ottenere polarizzazione circolare ma neppure due polarizzazioni orientate a 45° e 135° insieme, belle, nette, e separate come vien fatto di pensare.

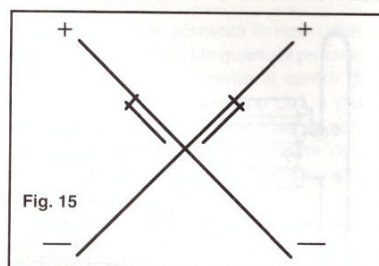


Fig. 15

Se poi montiamo le antenne secondo il segno (+) fig. 14, non otterremo né la polarizzazione orizzontale, né la verticale insieme anche se l'effetto sarà quello di ricevere o trasmettere in entrambe le polarizzazioni con la perdita di 3 dB.

Ciò è dovuto al fatto che i campi dei due dipoli alimentati in fase si compongono sempre, questa volta senza ruotare, dando luogo ancora nei due casi a una polarizzazione risultante lineare inclinata di 45° rispetto agli assi dei dipoli.

Nel caso di fig. 13 col montaggio secondo il segno (x) e i gamma match orientati come in figura, la polarizzazione risultante è verticale, ma rovesciando uno dei gamma dall'altra parte, diventa orizzontale.

Nel caso di fig. 14 la polarizzazione risultante rispetto al dipolo orizzontale è a 45° e rovesciando uno dei gamma diventa a 135° . Vediamo perché.

Montando le antenne secondo fig. 13, se queste sono alimentate in fase dallo stesso trasmettitore, con ugual lunghezza di cavi e dipoli sullo stesso piano, il ragionamento da fare è il seguente.

Fotografiamo l'istante in cui la tensione sinusoidale a RF è al massimo valore positivo contemporaneamente all'estremità dei due dipoli verso il lato del gamma match e per conseguenza contemporaneamente al massimo valore negativo alle estremità opposte come in fig. 15.

In questo istante, i due vettori del campo elettrico, o magnetico se ci riferiamo alle

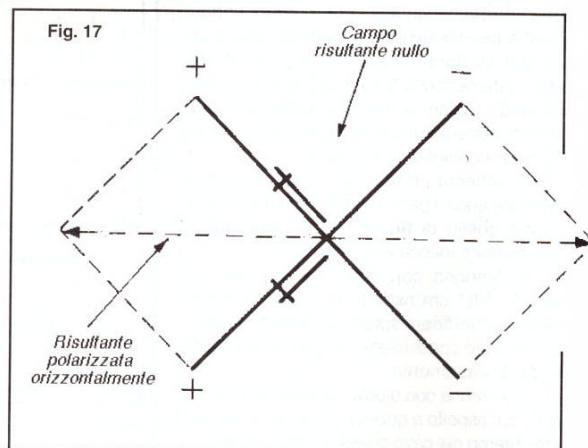


Fig. 17

correnti, si vanno a sommare vettorialmente secondo la regola del parallelogramma come in **fig. 16** dando luogo a una risultante polarizzata verticalmente. Siccome questa volta i valori delle tensioni agli estremi dei due dipoli variano periodicamente ma sono sempre uguali fra loro, la risultante sarà sempre lineare, non ruota, ma la sua ampiezza oscilla periodicamente fra zero e il massimo.

Geometricamente la risultante è la diagonale di un quadrato, cosicché, se per esempio, la tensione all'estremo di un dipolo è 100 V, la diagonale sarà lunga

$$\sqrt{100^2 + 100^2} = 141 \text{ volt}$$

Se l'impedenza agli estremi dei dipoli è uguale, e per esempio è 1000 Ω , e se ogni dipolo assorbe dal generatore (TX) la stessa potenza dell'altro, la potenza contenuta sulla risultante polarizzata verticalmente sarà doppia di quella con cui si alimenta ciascun dipolo, e infatti su un dipolo sarà:

$$W = V^2 / R = 100^2 / 1000 = 10 \text{ W}$$

e sulla diagonale risultante sarà invece:

$$W = 141^2 / 1000 = 20 \text{ W (il doppio)}$$

Ciò è ovvio. Se alimentiamo l'antenna con 20 W, ci ritroviamo 10 W su un dipolo e 10 W sull'altro ma con 20 W sulla risultante polarizzata verticalmente che perciò contiene tutta la potenza erogata dal generatore (TX). Siccome 10 watt corrispondono alla metà della potenza erogata dal trasmettitore, ogni dipolo irradia a 45° e 135° sull'orizzonte, una potenza 3 dB inferiore a quella contenuta sulla risultante polarizzata verticalmente. Sul piano orizzontale la potenza irradiata è teoricamente nulla, mentre nel piano verticale il guadagno totale delle due antenne così alimentate resta sempre uguale a quello di una sola antenna. Se infatti alimentassimo un solo dipolo messo verticalmente con tutti i 20 W del trasmettitore otterrem-

mo sul piano verticale la stessa intensità di campo fornita dalle due antenne incrociate alimentate ciascuna con 10 watt. Analogamente vale anche in ricezione. Se poi i dipoli sono montati coi gamma match orientati come in **fig. 17** otterremo la polarizzazione orizzontale, il campo irradiato a 45° o 135° sarà 3 dB inferiore e quello verticale teoricamente nullo. Se infine montiamo i dipoli secondo il segno della croce (+), per gli stessi motivi, a seconda delle posizioni dei gamma match, avremo la risultante orientata a 45°, **fig. 18** oppure a 135°, **fig. 19**. In questi due ultimi casi le potenze trasmesse sui piani orizzontale e verticale sono uguali fra loro, ma sono la metà (-3dB) di quella contenuta sulla risultante a 45° o 135°. Ciò è dimostrabile perché la tensione agli estremi del dipolo orizzontale e verticale è proporzionale al coseno dell'angolo di 45° o 135° che la risultante fa con ciascuno dei due dipoli. Quindi, riferendoci all'esempio precedente, se assumiamo che la tensione della risultante sia 141 V, quella sui piani orizzontale e verticale sarà:

$$V = \cos 45^\circ \cdot 141 = 0,707 \cdot 141 = 100 \text{ V}$$

La potenza sui due piani sarà:

$$W = V^2 / R = 100^2 / 1000 = 10 \text{ W}$$

mentre la potenza sulla risultante a 45° o 135° sarà invece:

$$W = 141^2 / 1000 = 20 \text{ W (il doppio)}$$

Questo tipo di montaggio è dunque un modo semplice per trasmettere o ricevere metà potenza (-3dB) contemporaneamente in polarizzazione orizzontale e verticale pur essendo la polarizzazione dell'antenna a mezza strada fra le due, ossia a 45° oppure 135°. Gli americani chiamano questo tipo di funzionamento "axial mode of radiation" e la ditta Cush-Craft ne reclamizza l'uso nei fogli di istruzione per una delle sue antenne a

dipoli incrociati. Con questa ultima puntata dedicata alle antenne in polarizzazione circolare si è inteso riassumere la maggior parte dei dubbi che assalgono noi OM satellitari. Di questi dubbi discutiamo sempre, ogni giorno, su OSCAR-10 e 13 scoprendo a ogni orbita che oggi, pur conoscendo più di ieri, ci sembra solo di aver compreso le cose e che abbiamo un cammino interminabile da percorrere insieme con la partecipazione dell'esperienza di tutti. Mai ognuno di noi sarà completamente convinto di aver capito o di aver fatto capire, e in questo sforzo comune di vedere sempre di più e più profondamente dentro le cose sbagliando insieme, risiede certo la vera forza del radiantismo.

Bibliografia

- 1) J.D. Kraus - "Antennas" ed. 1975 McGraw-Hill Cat. N° 35410
- 2) J.D. Kraus - "Radio Astronomy" Mc Graw-Hill Cat. N° 35392
- 3) J.D. Kraus - "Big Ear" Published by Cygnus - Quasar: Books Powell, Ohio Library of Congress Catalog Card Number 7 6-24396
- 4) M. Walter Maxwell, W2DU, Reflection - ARRL Order N° 2995; ISBN 0-87259-299-5
- 5) Circular Polarization and OSCAR Comm. QST May/1980 pag. 11
- 6) Crossed Yagis for Circular Polarization: QST Sept/1975 pag. 15
- 7) Crossed Yagis for Circular Polarization: QST Jan/1973 pag. 21
- 8) John J. Nagle K4KJ - The Advantages of Circular Polarization for Amateur Satellites Ground Stations.; Technical Symposium, Sheraton Conference Center.
- 9) Frank Tonna F9FT "Circular Polarization with Crossed Yagi". Reperibile scrivendo alla ditta "Antennes Tonna" BD, Dauphinot 51 100-Reims - France
- 10) Gianpaolo Nucciotti, I8KDB "Polarizzazione del Campo Elettrico Irradiato dalle Antenne: Notizario Campano - maggio-giugno-luglio-agosto 1975. Reperibili in fotocopia contattando l'autore.
- 11) T. Bittan, G3JVQ/DJ0BQ "Circular Polarization on 2 Meters"; VHF Communications Volume n° 5 Edition 2 May/1973 pp 104-109 e pp.220-223 Nov-1973
- 12) Domenico Marini, I8CVS - "Antenne per traffico via Satellite" R.R. 10/89 pagg. 73-74.

