

Domenico Marini • I8CVS
Via A. de Gasperi 89-Parco Merola
80059 Torre del Greco (NA)

Terza parte
da R.R. 2/99

Illuminatore a polarizzazione circolare per 10,5 GHz

LE REGOLAZIONI da fare sull'illuminatore descritto nelle due precedenti puntate, servono per raggiungere i seguenti obiettivi:

- 1) Massimo return loss (minimo ROS), su ciascuno dei due lanciatori RHCP ed LHCP
- 2) Accettabile circolarità in RHCP ed LHCP, (almeno 3 dB)
- 3) Massimo isolamento fra le due porte RHCP ed LHCP
- 4) Misura dell'angolo di radiazione a -3 dB sui piani E ed H.

Prima di descrivere la tecnica e gli strumenti necessari per eseguire queste regolazioni e misure, è opportuno esaminare come funziona l'illuminatore.

Funzionamento sezione lanciatori

Con riferimento alla **fig. 1** che rappresenta un tratto della sezione lanciatori, dell'illuminatore descritto su RR 1/99, pag. 35, cerchiamo di visualizzare cosa accade nell'interno della guida e su uno dei lanciatori, per esempio quello RHCP, il più vicino al fondo, che alimenteremo col TX.

Nel cavo coassiale che viene dal TX troviamo tensione e corrente mentre, nella guida, eccitata dal lanciatore che è un'antenna, si genera e propaga un'onda elettromagnetica e quindi, nell'interno di una guida,

troviamo un campo elettrico E e uno magnetico H.

L'onda elettromagnetica, irradiata dal lanciatore, si propaga nell'interno della guida nelle due possibili direzioni, e quindi metà della potenza dell'onda si propaga verso la parete di fondo e l'altra metà verso la bocca di uscita.



Foto 2 - Transizione guida-cavo realizzata con guida WR-90 e flangia standard senza choke. Sono visibili le tre viti dello screw tuner di cui la prima, verso il lanciatore, è la più introdotta per cancellare la reattanza del carico a 10451 MHz.

Per comodità, fermiamo, come in un fotogramma, l'istante (t) in cui la tensione sul lanciatore si trova al valore massimo positivo.

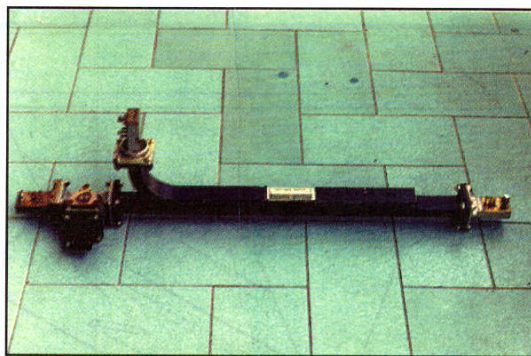
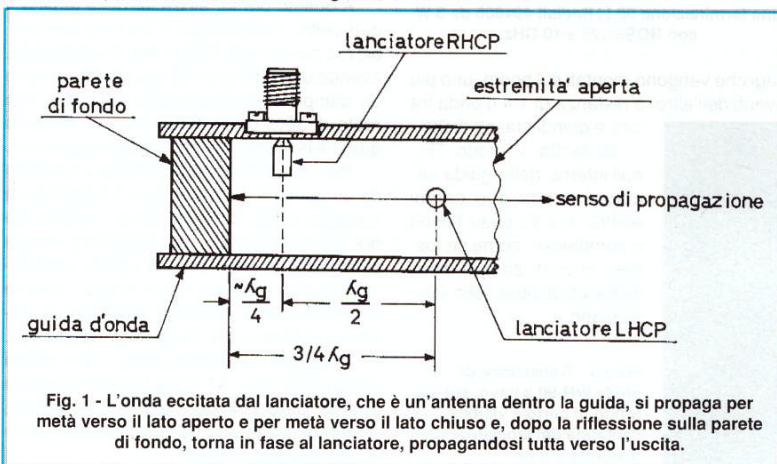


Foto 1 - Accoppiatore direzionale HP X752C da 8,2 a 12,4 GHz, munito di transizioni guida-cavo in SMA, circolatore in guida collegato sulla porta (B), e attrezzato per la misura del return loss.

Dopo $\lambda_g/4$ di percorso, l'onda che si eccita nella guida arriva alla parete di fondo dove si crea una riflessione totale e l'onda ritorna verso il lanciatore.

Siccome la parete rappresenta un corto, su questa superficie il potenziale deve essere necessariamente nullo.

L'unica condizione affinché il potenziale sia nullo è che, nel momento della riflessione, l'onda che torna indietro venga rovesciata 180° di fase perché, solo così, tensioni uguali ma di segno contrario si cancellano a vicenda.

Siccome le tensioni si cancellano senza che l'energia venga dissipata, ne consegue che necessariamente, per il principio di conserva-

zione dell'energia, tutta l'onda incidente sul fondo, a meno delle perdite, si riflette indietro verso il lanciatore.

All'istante (t), l'onda era partita dal lanciatore al valor massimo positivo ma, arrivata sul fondo, e dopo il rovesciamento di fase, l'onda si propaga all'indietro e pertanto compie $\lambda_g/4 + \lambda_g/2 + \lambda_g/4 = 3\lambda_g/2 = 0$ gradi per ritrovarsi in fase sul lanciatore.

Se facciamo ripartire l'onda dall'istante (t) in cui l'avevamo fermata per ragionare, vedremo che, nel dominio del tempo, il lanciatore sarà sempre in fase col campo elettrico dell'onda riflessa e siccome onde in fase si sommano, tutta la potenza che eccita la guida si propaga verso la bocca di uscita.

Per quanto riguarda il lanciatore LHCP, il ragionamento è identico a quello RHCP in quanto la sua distanza dalla parete di fondo è $3/4$ di λ_g , ossia un multiplo dispari di $\lambda_g/4$.

I due lanciatori sono montati a distanza di $\lambda_g/2$ per migliorare l'isolamento fra di loro giacché, in ogni istante, il potenziale di quello alimentato è sfasato di 180° rispetto all'altro eccitato dalla stessa onda rovesciata di fase dopo $\lambda_g/2$ e così i due segnali si cancellano a vicenda, minimizzando l'influenza di un lanciatore sull'altro.

Inoltre, un lanciatore è anche isolato rispetto all'altro, perché le due polarizzazioni dell'onda sono contrarie.

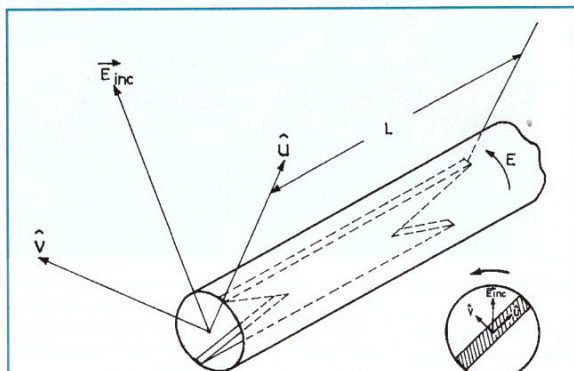


Fig. 2 - Nel modo di propagazione TE_{11} in guida circolare, il campo elettrico E_{inc} dell'onda incidente, è costituito da due campi elettrici componenti lineari V ed U ortogonali e in fase. Se il vettore E_{inc} è orientato a 45 gradi rispetto a una lamina di dielettrico, il vettore V si propaga nell'aria e quello U , che attraversa il dielettrico, viene ritardato. Se il ritardo è 90° , i due vettori sono in quadratura di fase e si genera polarizzazione circolare.

Di conseguenza, l'isolamento in decibel fra le porte di un eventuale relè coassiale per commutare l'illuminatore fra RX e TX, viene migliorato di un valore in decibel, pari all'isolamento fra i due lanciatori.

Come si genera la polarizzazione circolare

L'onda che si propaga verso l'uscita dell'illuminatore entra nella sezione depolarizzatore, come in fig. 3A su RR 1/99, pag. 35, dove incontra un setto di materiale dielettrico teflon disposto a 45° con l'asse del lanciatore.

In fig. 2, si vede che l'onda E_{inc} eccitata dal lanciatore è polarizzata linearmente e le linee di forza del suo campo elettrico incidono a 45° sul setto di teflon.

Le linee di forza del campo elettrico nel modo di propagazione TE_{11} di una guida circolare sono orientate come in fig. 5 su RR 1/99, pag. 39 e non sono tutte parallele fra loro, come avviene invece nel modo fondamentale TE_{10} di una guida rettangolare, ma par-

tenendo diritte dal diametro del tubo, queste si incurvano man mano che si avvicinano ai due poli dove diventano un punto.

Di conseguenza, il campo elettrico E_{inc} , nel modo di propagazione TE_{11} nel tubo, si può considerare formato da due componenti lineari U e V di uguale ampiezza disposte a 90° fra loro, come in fig. 2.

La componente U è parallela al piano del dielettrico, mentre quella V è perpendicolare.

Per generare polarizzazione circolare è necessario che il

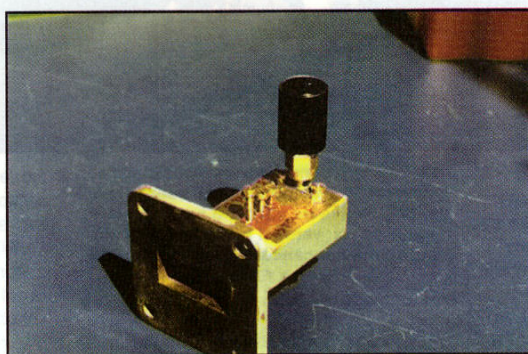


Foto 4 - Transizione da guida WR-90 a cavo, dopo la taratura dello screw tuner a 10451 MHz. Il connettore SMA a losanga è chiuso su una terminazione 50 Ω Radiali 404605 da 3 W con $ROS=1,25$ a 10 GHz.

yagi che vengono montati sul boom, uno più avanti dell'altro, a distanza di $1/4$ d'onda fra loro e quindi sfasati di 90° .

In realtà, il modo TE_{11} nell'interno della guida circolare eccita due campi elettrici U e V uguali, lineari e complanari, come se fossero irradiati da due dipoli incrociati disposti sullo stesso piano.

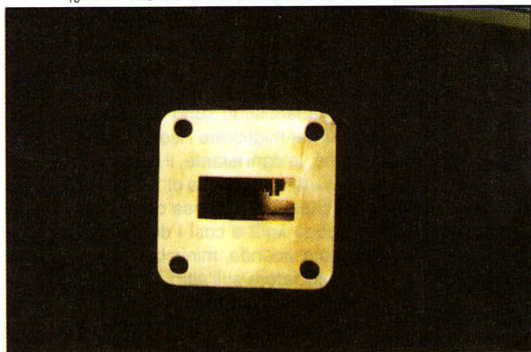


Foto 3 - Transizione da guida WR-90 a cavo, sul cui fondo di corto è visibile l'antenna del lanciatore con diametro 3 mm.

Tuttavia, per generare polarizzazione circolare, bisogna ritardare di 90° uno dei campi elettrici rispetto all'altro.

Il setto di teflon introdotto nella guida ha proprio il compito di ritardare di 90° il campo elettrico U , rispetto a V .

Il campo V è perpendicolare alla lamina e quindi risulta poco influenzato dalla sua presenza, e si propaga quasi totalmente nell'aria della guida che ha costante dielettrica 1 e ciò perché la lunghezza d'onda λ_g nell'aria resta quella che era in partenza dal lanciatore.

Il campo U è invece parallelo alla lamina e quindi si propaga essenzialmente dentro lo spessore del teflon, la cui costante dielettrica è maggiore di 1.

Ne consegue che la velocità di propagazione dell'onda, in guida nell'interno del dielettrico, viene rallentata perché λ_g diventa più piccola e, affinché il campo U esca dalla lamina, occorre un numero maggiore di riflessioni parallele nel dielettrico, per cui U , per uscire dal setto, impiega un tempo maggiore.

Ciò è verificabile, sostituendo la costante dielettrica 2,1 del teflon a quella 1 dell'aria, nella formula per il calcolo di λ_g a pagina 39 su RR 1/99 e si vedrà che λ_g diventa più piccola.

Siccome la potenza dell'onda eccitata dal campo E_{inc} del lanciatore, in fig. 2, viene divisa in due parti uguali, ne deriva che i due campi elettrici componenti V ed U sono necessariamente pari a $E_{inc}/1,41$ e la fig. 2 mostra il vettore incidente E_{inc} , la cui ampiezza è 1,41 volte maggiore di quella di ciascuno dei due vettori V ed U .

Se la lunghezza L e lo spessore della lamina, in fig. 2, sono tali da rallentare la velocità dell'onda in modo che il campo elettrico U esca dalla lamina sfasato di 90° , ecco che il dielettrico ha funzionato da linea di ritardo.

A questo punto, all'uscita della lamina, i due vettori componenti V ed U di pari ampiezza e incrociati fra loro ma in quadratura, avendo una differenza di fase di 90° , creano un campo elettromagnetico risultante che ruota di 360° gradi, tante volte al secondo quant'è la frequenza dell'onda componente.

Per chi volesse approfondire il concetto da un punto di vista analitico, il fenomeno è spiegato in fig. 3a e 3b, dove il vettore E_o del campo eccitato dal lanciatore risulta scomposto in due vettori di uguale ampiezza $E_o/1,41$, a 90° fra loro e in fase, ognuno dei quali pulsa secondo il coseno di ωt , ossia nel dominio della frequenza e del tempo.

In queste condizioni, però, i due vettori componenti $E_o/1,41$ di fig. 3a, non possono ruotare, perché, in ogni istante e nel tempo, entrambi assumono sempre lo stesso valore uno rispetto all'altro.

All'uscita del depolarizzatore in **fig. 3b**, invece, il vettore E_0 non esiste più in quanto scomposto in due vettori in quadratura di fase, polarizzati linearmente $E_0/1,41$, uno dei quali, ritardato dalla lamina di $\pi/2=90^\circ$, pulsa secondo i valori naturali del seno che, componendosi vettorialmente coi valori naturali del coseno del vettore non ritardato, genera, come risultante, il campo elettromagnetico rotante.

Per visualizzare la risultante che ruota, è opportuno consultare RR 10/85, pagg. 72-77, dove sono riportati i vari diagrammi, in un articolo dedicato alla polarizzazione circolare.

Chi ha buona memoria, potrà ricollegare questo fenomeno a quello del campo magnetico rotante, scoperto da Galileo Ferraris mentre compiva esperimenti sulla luce polarizzata.

Egli si accorse che la luce della stessa sorgente, fatta uscire da due fenditure incrociate e proiettata su uno schermo, si trasformava in un disco luminoso, se la loro differenza di fase era multipli dispari di $\lambda/4$.

Il grande intuito lo indusse a ripetere l'esperimento con due bobine disposte incrociate, in cui fece circolare corrente alternata, con differenza di fase di 90° .

Il campo magnetico rotante generato mise in rotazione un cilindro di ferro che egli dispose al centro delle bobine, aprendo così l'era dei motori elettrici asincroni e sincroni a corrente alternata, che ha rivoluzionato completamente l'esistenza umana.

Quando G. Ferraris invertì la fase della corrente nelle bobine, il cilindro prese a ruotare in senso inverso e il perché si vede bene studiando il nostro depolarizzatore.

In **fig. 4a**, si vede il vettore U che attraversa la lamina di dielettrico, uscendone ritardato di 90° , rispetto al vettore V che invece si propaga nell'aria.

Affinché il vettore U risulti sovrapposto a V , occorre che U ruoti di 90° in senso orario, e così l'onda ha polarizzazione circolare destra RHCP (o Right Hand Circular Polarization).

Se invece ruotiamo il setto di 90° nell'interno della guida, come in **fig. 4b**, allora il vettore U per sovrapporsi a V deve ruotare di 90° in senso antiorario e, così, la polarizzazione dell'onda è sinistra LHCP (o Left Hand Circular Polarization).

Sensi di rotazione del vettore U di verso opposto non sono possibili perché la sovrapposizione di U con V avverrebbe dopo 270° e siccome il ritardo è 90° non si otterrebbe la polarizzazione circolare.

Con questo ragionamento è molto facile e intuitivo determinare il senso di polarizzazione dell'onda.

Le due polarizzazioni LHCP ed RHCP, si possono ottenere più comodamente, senza ruotare ogni volta la lamina, montando due lanciatori disposti a 90° fra loro e ciascuno a 45° con la lamina, come nel nostro illuminatore.

Affinché il setto sfasi U di 90° , su metà della potenza dell'onda incidente che parte dal lanciatore, bisogna scegliere opportunamente lo spessore e la lunghezza del setto in teflon per dosare "ad arte" la quantità di linee di forza da ritardare durante la loro propagazione nel dielettrico.

Autorevoli lavori teorici come in (3), dimostrano come nelle guide circolari non sia tutto calcolabile e molto resti al "cut and try" della sperimentazione, mediante misure e prove in un settore accessibile anche al radioamatore, che, in questo campo, potrebbe dare un notevole contributo.

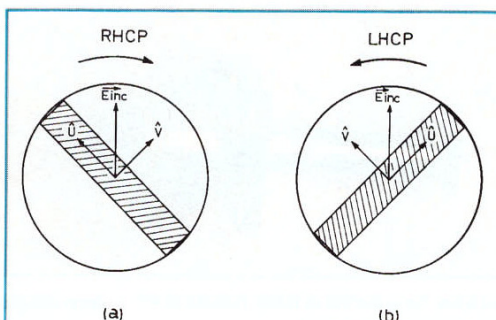


Fig. 4 - Senso di polarizzazione in guida d'onda circolare con setto polarizzatore che ritarda il vettore U di 90° . Per determinare il senso di rotazione basta ruotare di 90° il vettore U in modo che coincida con quello V .

Se, infatti, le due potenze dell'onda associate ai vettori V ed U non sono uguali, la circolarità non è perfetta e, come vedremo in seguito, la polarizzazione diventa leggermente ellittica, ma sempre suscettibile di miglioramento, usando il metodo sperimentale del "taglia e prova".

Il setto è sagomato a coda di rondine o "tapered", sia in entrata che in uscita in guida, in modo da evitare salti bruschi di impedenza o inneschi di modi spuri, che si manifestano quando l'onda si propaga senza transizioni da un mezzo a un altro, a costanti dielettriche diverse.

Riepilogando, nel modo di propagazione TE_{11} in guida circolare, un'onda polarizzata linearmente risulta costituita da due componenti lineari a 90° fra loro e in fase.

Sfasando di 90° una componente rispetto all'altra, facendola propagare in un mezzo dielettrico, si genera, come risultante, un'onda polarizzata circolarmente che si irradia nello spazio.

Viceversa, un'onda polarizzata circolarmente, che dallo spazio entra nella guida, risulta formata da due componenti lineari sfasate di 90° , che, propagandosi attraverso il dielettrico, si ritrovano in fase alla sua uscita e si sommano, dando come risultante un'onda polarizzata linearmente che eccita il lanciatore.

Siccome l'illuminatore viene usato in una parabola che inverte il senso di polarizzazione dei segnali irradiati o ricevuti dallo spazio, supponiamo di ricevere un segnale trasmesso destrorso RHCP dal satellite.

Se mi pongo dietro la parabola, vedrò arrivare sullo specchio un segnale che mi ruota sinistrorso.

Ora il disco riflette il segnale verso l'illuminatore ma inverte il senso di rotazione e quindi vedrò un segnale che entra nella bocca del tubo ruotando destrorso.

Affinché il vettore U si sovrapponga a quello V dentro il tubo, dovrò collegare il preamplificatore al lanciatore che, guardando

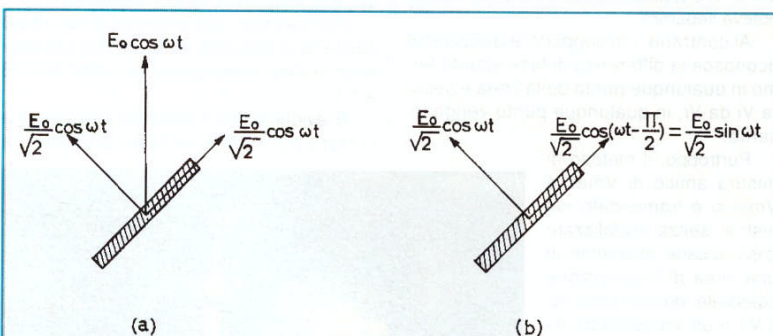


Fig. 3 - All'ingresso del polarizer in (a), l'onda polarizzata linearmente che incide a 45° col setto in dielettrico, ha due componenti lineari ortogonali, in fase e complanari. Una si propaga nell'aria e l'altra attraverso il dielettrico, e pulsano entrambe nel tempo con la stessa tensione E_0 , proporzionale al coseno. In (b), una delle due componenti si è propagata nel dielettrico ed esce dal polarizer con ritardo di 90° e, pulsando nel tempo in modo proporzionale al seno, genera con l'altra in quadratura di fase un'onda risultante polarizzata circolarmente.

Antenne



Foto 5 - Corto realizzato su un tratto di cavo UT-141 connesso a femmina SMA, per verificare la potenza W_r dell'onda riflessa.

nel tubo, ha la lamina di teflon ruotata di 45° alla sinistra del suo piolo.

Se invece trasmetto con lo stesso lanciatore, per vedere il senso di rotazione, mi devo mettere dietro all'illuminatore guardando la parabola.

Affinché il vettore U si sovrapponga a V devo ruotare U di 90° in senso antiorario e quindi l'illuminatore irradia verso lo specchio un segnale LHCP, che rovesciato di senso nella riflessione, si propaga RHCP verso lo spazio, nello stesso senso cioè del segnale ricevuto prima dal satellite.

La misura del ROS

Il dispositivo più importante, per misurare e ottimizzare il Rapporto di Onde Stazionarie o ROS, è l'accoppiatore direzionale, la cui proprietà è quella di riconoscere e separare fra loro, in una linea di trasmissione, la "potenza incidente" W_i , che va dal TX al carico, dalla "potenza riflessa" W_r che torna indietro dal carico al TX, se il carico è disadattato.

L'accoppiatore direzionale, che si trova in ogni rosmetro, riconosce e separa W_i da W_r , perché le due potenze, che sono potenze attive, hanno sempre le loro tensioni V_i e V_r in opposizione di fase di 180° per qualunque natura e disadattamento esistente fra l'impedenza del carico e quella della linea di trasmissione.

Questo è il motivo per cui, in qualunque punto della linea si inserisca l'accoppiatore direzionale, il riconoscimento e la separazione di W_i da W_r avviene in modo inequivocabile e la misura del ROS è corretta a meno di imperfezioni del dispositivo.

La convinzione più invalsa che si sente in aria, è che il ROS cambia cambiando la posizione del rosmetro sulla linea, perché la tensione e la corrente dell'onda stazionaria cambiano di ampiezza lungo la linea.

Ciò è vero per la tensione totale e la corrente totale, che, in ogni punto della linea, sono le risultanti delle tensioni incidenti e riflesse componenti, e delle correnti incidenti e riflesse componenti.

Prima dell'invenzione del cavo coassiale e dell'accoppiatore direzionale, che separa W_i da W_r , l'unico modo per misurare il ROS

nelle linee di trasmissione bifilari aperte, era quello di misurare le tensioni totali V_{max} e V_{min} dell'onda stazionaria, che si trovano a una distanza di $1/4$ d'onda fra loro, e che si vedono disegnate su tutti i libri e riviste.

La misura si faceva su linee bifilari aperte, scorrendo col voltmetro sulla linea e, dopo aver trovato le tensioni V_{max} e V_{min} , si calcolava il ROS, facendo V_{max}/V_{min} .

All'epoca delle linee bifilari, e senza accoppiatore direzionale, un semplice voltmetro non poteva riconoscere la differenza di fase di 180° esistente fra la tensione inci-



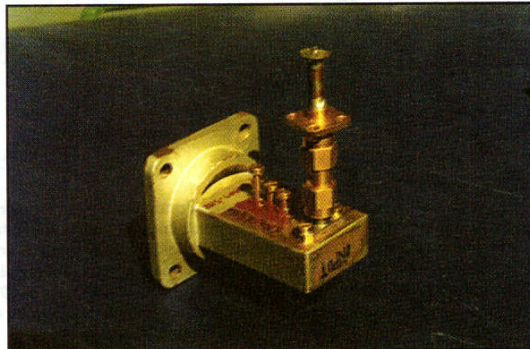
Foto 6 - Il carico da $50\ \Omega$ con $ROS=1,25$ è stato collegato alla transizione mediante un tratto di cavo UT-141 per verificare la trasformazione di impedenza e la variazione di ROS provocata dalla reattanza dei connettori, in particolare a gomito.

dente V_i e quella riflessa V_r , e quindi non le poteva separare.

Al contrario, l'accoppiatore direzionale riconosce la differenza di fase stando fermo in qualunque punto della linea e separa V_i da V_r , in qualunque punto venga inserito.

Purtroppo, il metodo di misura antico di V_{max} e V_{min} si è tramandato nei testi e, senza visualizzare cosa accade realmente in una linea di trasmissione coassiale, dove ci sono W_i e W_r e un accoppiatore di-

Foto 7 - Il corto di foto 5, montato sul connettore SMA della transizione, per azzerare la potenza totale riflessa W_r prelevata sulla porta (D) dell'accoppiatore direzionale.



rezionale, si genera confusione.

L'errore è quello di credere che il rosmetro sia sensibile alla tensione totale V_{max} e V_{min} e che misure di ROS fatte in punti diversi della linea siano sbagliate, a meno di mettersi a mezz'onda elettrica dal carico.

Usando invece l'accoppiatore direzionale, una volta misurate le potenze W_i e W_r , si calcola subito il coefficiente di riflessione (che si scrive con la lettera greca ρ) usando la seguente formula:

$$\rho = \sqrt{W_r / W_i}$$

il ROS o VSWR si calcola con:

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

Il ROS può essere anche espresso in decibel sotto forma di "Return Loss", che è 10 volte il logaritmo in base 10 del rapporto fra potenza incidente W_i e potenza riflessa W_r

$$\text{Return loss} = 10 \log_{10} (W_i / W_r)$$

Avendo il return loss in decibel, si può risalire al ROS, calcolando prima il coefficiente di riflessione ρ , mediante la formula:

$$\rho = \sqrt{\frac{1}{10^{(\text{return loss}/10)}}$$

Affinché la misura del ROS sia precisa, occorre che l'accoppiatore direzionale distingua e separi, il più possibile fra loro, W_i che è sempre molto grande, da W_r che è sempre molto più piccola, e ciò può fare in virtù della loro differenza di fase.

Il parametro che misura questa proprietà si chiama "direttività" dell'accoppiatore direzionale.

Se la direttività, normalmente espressa in decibel, è bassa, una parte di potenza incidente W_i si compone con quella riflessa W_r , e la misura del ROS è imprecisa.

Per esempio, una direttività di soli 15 dB consente di misurare un ROS, che può avere un'incertezza compresa fra i valori da 1,78 a 1,1.

E' evidente che il pezzo più importante e costoso per l'OM è un buon accoppiatore

Antenne

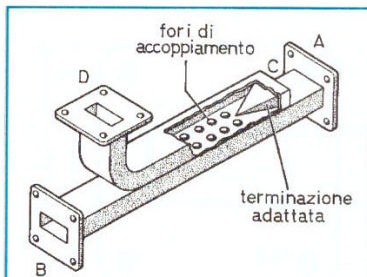


Fig. 5 - Accoppiatore direzionale in guida d'onda. Se l'onda incidente entra nella porta B e un carico disadattato è collegato a quella A, l'onda riflessa esce dalla porta D.

direzionale, il cui costo è tanto maggiore quanto più la sua direttività in una banda molto larga è grande.

Gli accoppiatori direzionali si dividono in due famiglie, quelli in guida d'onda, e quelli per cavo coassiale e, più sono lunghi, tanto più la loro direttività aumenta.

Fortunatamente per noi, quelli in guida, pur costando ai loro tempi cifre astronomiche, sono diventati obsoleti e oggi si trovano nel rottame o quasi a prezzi OM.

Quello in guida fessurata, modello HP X752C, copre la banda X da 8,2 a 12,4 GHz, ha una direttività eccezionale maggiore di 40 dB, e disaccoppia 10 dB.

Questo modello, visibile in fig. 5 e foto 1, molto ottimizzato su una banda piuttosto stretta, ha rappresentato per decenni uno standard per banchi di misura RF, costa oggi sulle bancarelle USA intorno a 20 dollari, e quello impiegato nelle misure che vedremo, fu raccolto nel rottame da I8UZA, che me ne fece dono.

Al contrario, un moderno accoppiatore direzionale per cavo, come il modello HP 772D da 2 a 18 GHz, con direttività massima di 30 dB, adatto più all'industria, dove si opera su bande molto estese, che all'OM, il quale lavora su bande strette, costa cifre astronomiche per qualunque radioamatore, e se qualcuno ce l'ha, non se ne vuole disfare.

Una volta in possesso di un buon accoppiatore direzionale, la misura del ROS a 10 GHz si fa misurando l'uscita disaccoppiata, usando strumenti che vanno da qualche centinaio di migliaia di lire per un power meter HP 432, fino a qualche milione per un analizzatore di spettro.

Tuttavia, anche con un semplice portadio, come quello descritto su RR 10/75 pag. 483 e un tester, la regolazione del carico per il minimo di ROS, che è quello che conta, si fa con molta precisione misurando solo la tensione riflessa V_r , e questa precisione dipende dalla direttività dell'accoppiatore direzionale.

Il punto debole da superare per accoppiatori direzionali in guida, è la costruzione di tre buone transizioni da guida a cavo, da montare su ingresso (A), uscita (B) e uscita disaccoppiata (D) di fig. 5 e 6, come in seguito vedremo.

Come funziona l'accoppiatore direzionale in guida d'onda

Nel disegno di principio di fig. 6, si vede che due guide d'onda rettangolari sono accoppiate sui lati corti mediante due fori, i cui centri distano fra loro $\lambda_g/4$.

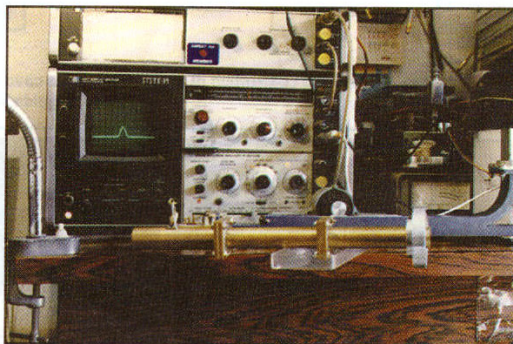


Foto 8 - Misura della potenza riflessa W_r : l'illuminatore sul banco è connesso alla porta (A) per la misura della potenza riflessa W_r prelevata sulla transizione che si vede montata all'uscita disaccoppiata in (D) all'estremità del collo di cigno. La potenza incidente è inviata sulla porta (B), che risulta fuori campo a destra, mentre la potenza riflessa W_r della portante a 10451 MHz, misurata in dBm, è visibile sul display.

Il diametro dei fori determina il disaccoppiamento che in genere viene fatto per 3 o 10 o 20 dB.

In pratica, per ottenere elevata direttività su tutta la banda X da 8,2 a 12,4 GHz, invece dei fori, si fa una serie di fessure opportunamente spaziate.

Il segnale del TX entra nella porta (A) ed esce verso l'antenna dalla porta (B), ma entra in parte nei due fori e arriva alla porta (D), percorrendo due distanze tratteggiate uguali e quindi in (D) le due onde ci arrivano in fase, dove si sommano.

Al contrario, le stesse due onde incidenti che escono dai fori si propagano anche verso la porta (C), percorrendo una distanza, non tratteggiata, che differisce fra loro del doppio della distanza tra i fori.

Siccome la distanza tra i fori è $\lambda_g/4$, ne deriva che percorrendo il doppio, ossia $\lambda_g/2$, le due onde arrivano in (C) rovesciate 180° di fase e i due potenziali, essendo uguali e di segno contrario, si cancellano a vicenda, ma l'energia non si dissipa e quindi si rifletterebbe.

Per dissipare questa energia, la porta (C) viene chiusa su una terminazione di grafite a forma di piramide che si vede dentro la porta (C) in fig. 5.

In queste condizioni, l'accoppiatore direzionale fa uscire in (D) solo l'onda incidente, che si propaga da (A) verso (B).

Se la porta (B) fosse collegata ad un carico, per esempio un'antenna, non perfettamente adattata, una parte dell'onda riflessa rientrerebbe in (B) e, attraverso i fori, raggiungerebbe (C), percorrendo due distanze uguali arrivandoci in fase, dissipandosi, però, nella terminazione.

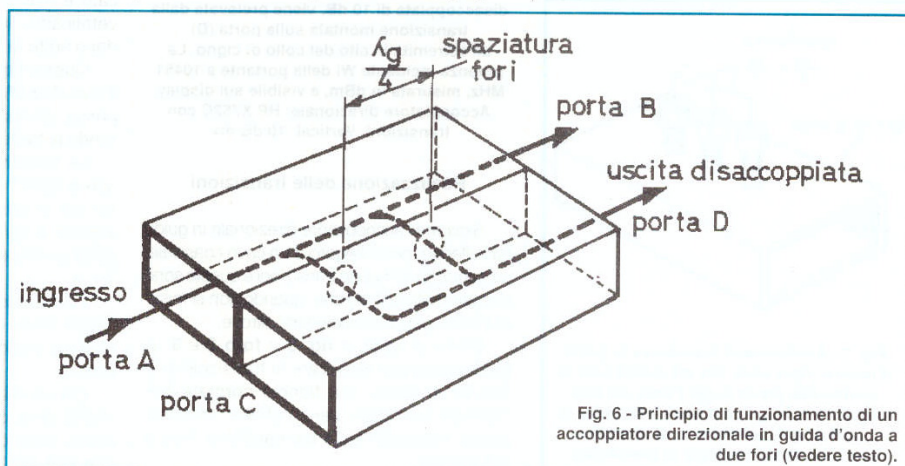


Fig. 6 - Principio di funzionamento di un accoppiatore direzionale in guida d'onda a due fori (vedere testo).

Antenne

Ne consegue che il dispositivo è sensibile solo all'onda incidente, che può essere misurata disaccoppiata in (D), di tanti decibel, a seconda del diametro dei fori, e nel modello HP X752C, il disaccoppiamento è 10 dB.

Se ora rigiriamo l'accoppiatore direzionale e facciamo entrare il TX in (B), e colleghiamo l'antenna in (A), il dispositivo farà uscire da (D) soltanto l'onda riflessa dall'antenna, che ritorna verso (A) e che, attraversando i fori, arriva in (D) tramite due percorsi uguali e quindi in fase.

Anche l'onda incidente da (B) ad (A) arriva in (C) tramite due percorsi uguali e quindi in fase, ma qui la potenza dell'onda incidente si dissipa nella terminazione.

Ne deriva che ora il dispositivo è sensibile solo all'onda riflessa, che può essere misurata in (D), disaccoppiata della stessa misura in decibel dell'onda incidente.

Siccome la direttività di questo accoppiatore è maggiore di 40 dB, significa che se l'onda incidente fosse 10 W, durante la misura del ROS, la porta (D), oltre all'onda riflessa, riceverà anche una parte di onda incidente con fase diversa e con potenza di soli $10/10.000=0,001$ W, il che introdurrebbe un errore di misura del ROS molto piccolo.

Quindi, la direttività si può esprimere come il rapporto in decibel fra la potenza misurata in (D), quando l'onda si propaga da (A) verso (B), e quella misurata sempre in (D), quando l'onda con la stessa potenza si propaga da (B) verso (A), e quando tutte le porte sono perfettamente adattate.

Se ora ci colleghiamo sulla porta (D), ripiegata a collo di cigno, e se siamo in grado di misurare in qualche modo la potenza dell'onda incidente e, rigirando l'accoppiatore, la potenza dell'onda riflessa, potremo misurare il ROS del carico.

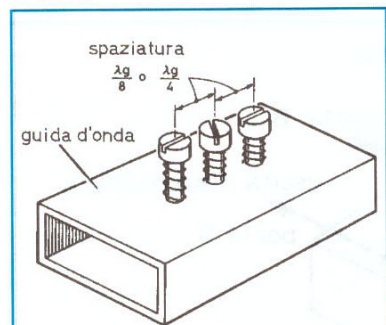


Fig. 7 - Adattatore di impedenza in guida d'onda a triplo stub. Tre viti mobili solo in profondità, poste lungo l'asse del lato maggiore della guida d'onda a distanza di $\lambda_g/8$ o $\lambda_g/4$, permettono di ottenere qualsiasi trasformazione di impedenza.

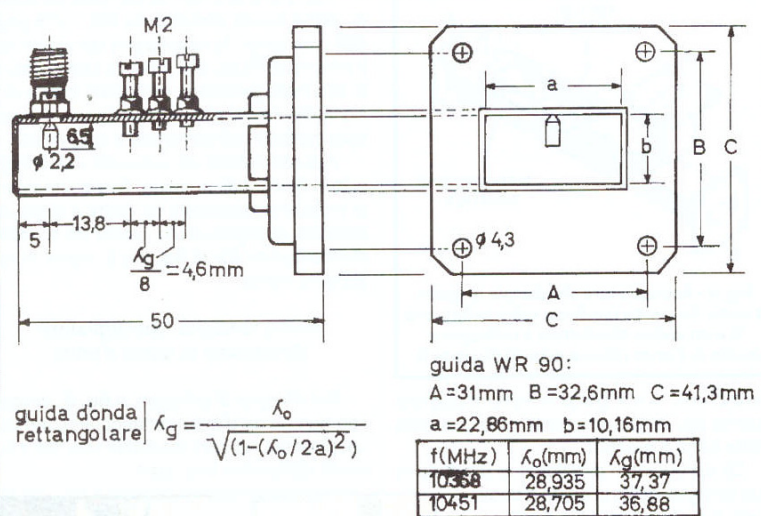


Fig. 8 - Disegno costruttivo di transizione guida cavo con triplo stub per 10.0 GHz e 10.5 GHz realizzato in guida WR 90.

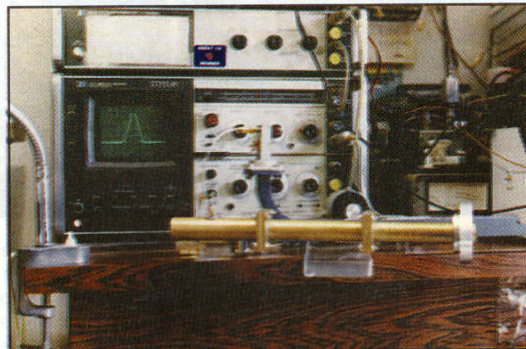


Foto 9 - Misura della potenza incidente W_i : l'illuminatore è connesso alla porta (B) a sinistra e il generatore alla porta (A) fuori campo, mentre la potenza incidente W_i , disaccoppiata di 10 dB, viene prelevata dalla transizione montata sulla porta (D) all'estremità in alto del collo di cigno. La potenza incidente W_i della portante a 10451 MHz, misurata in dBm, è visibile sul display. Accoppiatore direzionale: HP X752C con transizioni. Vertical: 10 dB/div.

Realizzazione delle transizioni

Siccome l'accoppiatore direzionale in guida ha le flange, per collegarsi a un cavo coassiale, ci occorrono tre buone transizioni e queste sono sempre molto utili perché, quando non si misura il ROS, possono impiegarsi altrove.

Come si vede in fig. 8 e foto 2 e 3, la guida usata per realizzare le transizioni è la WR-90 in rame, con flangia normale EIA CMR-90 o similare senza choke, comunemente reperibile sulle bancarelle di fiere o nel surplus.

Si evita di descrivere la tecnica di lavorare i metalli, ampiamente già trattata su RR 2/99, mentre si raccomanda di impiegare un connettore SMA con flangia a losanga come in foto 2 e 7, che permette di rispettare la distanza di 5 mm fra lanciaiatore e parete di fondo del corto.

E' bene che il connettore sia di acciaio inox, in modo da limitare l'usura del metallo che si provoca avvitando e svitando frequentemente i maschi SMA sulla femmina della transizione.

Inoltre è fondamentale usare connettori SMA con teflon lungo, che hanno uno spillo di acciaio dorato da 1,25 mm, tenuto bloccato e inamovibile da due gocce di resina vetrificante, iniettata nei due fori che si vedono sotto la filettatura.

Questo tipo di connettore impedisce che il maschio SMA, avvintandosi sulla femmina, possa allungare il lanciaiatore o ruotarlo starando la transizione.

Le transizioni sono dotate di un "three screw tuner" visibile in foto 2, costituito da tre viti di ottone da 2 mm, montate a distanza di $\lambda_g/8$ fra i centri sul lato lungo (b) della guida, come si vede anche nelle fig. 7 e 8.

La distanza di 4,6 mm dai centri è $\lambda_g/8$ a 10451 MHz, come si vede in fig. 8, mentre la prima vite dista 13,8 mm o $3/4 \lambda_g$ dal lanciaiatore.

Chi volesse realizzare la transizione per 10368 MHz, dovrà cambiare leggermente le quote, tenendo conto che in guida rettangolare WR-90, $\lambda_g = 37,37$ mm.

Antenne

Le tre viti funzionano da stub e, appena entrano nella guida, introducono una reattanza capacitiva che diventa induttiva, aumentando la lunghezza di penetrazione delle viti.

Con questo sistema si può cancellare qualunque reattanza, sia del lanciatore che in realtà è un'antenna, sia del carico, su una banda molto stretta e ciò, per noi, è quanto basta.

Il lanciatore visibile sul fondo di **foto 3**, ha diametro 2,2 mm, per aumentare l'ampiezza di banda su cui il ROS è piatto e il tubetto è ricavato dalla guaina di cavo semirigido UT-118 in rame rosso non stagnato, perché lo stagno aumenta le perdite.

Per tarare le transizioni, bisogna montarle sulle porte (A) (B) e (C) dell'accoppiatore direzionale, e inviare il segnale a 10451 MHz sulla porta (B), tarando le viti della transizione montata sulla porta (A), per il minimo di ROS, misurando la sua potenza riflessa W_r all'uscita della transizione in (D).

A suo tempo, non avendo un generatore, usai i +12 dBm = 16 mW del transverter tipo DB6NT.

Tutta la transizione montata in (A) rappresenta il carico da adattare e quindi il suo connettore SMA deve essere chiuso su una buona terminazione da 50 Ω puramente resistiva, almeno fino a 18 GHz.

Ciò si comprende bene pensando che il lanciatore dentro la guida, quando riceve un segnale o lo irradia alla frequenza su cui bisogna lavorare, è un'antenna vera e propria da 1/4 d'onda, collocata all'interno della guida.

Il connettore di quest'antenna va adattato per il minimo di ROS su una impedenza di $50 + j0 \Omega$, che, se riceve, rappresenta quella di un carico, e se trasmette, quella di un generatore.

Le terminazioni adatte come carico sono, ad esempio, la Radial 404605 fino a 18 GHz che si vede in **foto 4** e il cui ROS a 10 GHz è 1,25, o meglio ancora una della EMC modello 4112P con ROS = 1,15 a 10 GHz, che costa circa 25.000 lire.

E' evidente che, regolando le tre viti dello stub tuner per il minimo di uscita in (D) e quindi di ROS, si cancella la reattanza che fa vedere tutta la transizione, compreso il lanciatore e la sua terminazione.

Se la terminazione ha ROS = 1,15 e se otteniamo un ROS più basso, vuol dire che abbiamo cancellato anche la reattanza propria della terminazione.

A 10 GHz, anche le migliori terminazioni in SMA hanno un certo ROS, tanto è vero che, montandone altre uguali e della stessa serie, il ROS non è mai lo stesso e ripetibile, anche perché, senza usare chiave dinamometrica, il ROS cambia, da come si stringe il connettore.

Al contrario, il ROS di una buona terminazione in guida come la HP X910B da 8,2

a 12,4 GHz ha un ROS = 1,015, sempre ripetibile, anche fissando le flange solo con due viti o addirittura affiancandole con le mani.

Per ottenere il ROS più basso della transizione, ma senza poterlo misurare, basta montare sulla porta (D) un semplice portadiodi 1N23 con flangia e regolare le tre viti dello stub tuner per il minimo di tensione rivelata, letta sul diodo, con un voltmetro elettronico o, comunque, ad alta impedenza.

Se disponiamo di un power meter a termocoppia HP 432 A o di un analizzatore di spettro, oltre che regolare le viti per il minimo di ROS, si può anche misurare il return loss ottenuto.

Ciò è molto facile perché basta misurare la differenza in decibel fra la misura della potenza incidente W_i e quella riflessa W_r , rigirando l'accoppiatore direzionale e prelevando l'uscita sempre da (D).

Questa misura fornisce il return loss in decibel, da cui è possibile ricavare, come vedremo, il rapporto di onde stazionarie ROS o VSWR Voltage Standing Wave Ratio.

Una buona prova da fare dopo la taratura, è inserire un pezzetto di cavo UT-141 fra il connettore SMA della transizione e la terminazione stessa, come in **Foto 6**, e verificare se il ROS cambia.

Se il ROS cambia, significa che il cavo opera una trasformazione di impedenza perché, fra transizione e terminazione, ci sono onde stazionarie dovute a reattanze introdotte, sia dalla terminazione ma anche dai connettori e specie da quelli a gomito, come in **foto 6**, che a 10 GHz non si dovrebbero mai usare.

Se il campo di regolazione delle viti è tale da riabbassare il ROS al valore iniziale, vuol dire che abbiamo realizzato un ottimo three screw tuner.

Sulla transizione in (A), si può montare anche un corto realizzato come nelle **foto 5** e **7** e, alimentando in (B), si può misurare la potenza riflessa totale W_r in (D) che necessariamente è totale, a meno delle perdite dell'accoppiatore, che in tal modo risulta calibrato.

Ciò è utile per misurare il return loss con precisione e per fare l'azzeramento del sistema di misura, ma quando il carico è rappresentato da un corto, è necessario montare un circolatore all'uscita del generatore.

Il circolatore serve a dissipare la potenza totale riflessa W_r nella sua terminazione, in modo tale che il generatore o TX non veda che il suo carico è rappresentato da un cortocircuito.

Il circolatore in guida d'onda è visibile sulla porta (B), alla sinistra, in **foto 1**.

Dopo aver tarato la prima transizione, bisogna smontarla da (A) e montarla in (B), e quella che era in (B), montarla in (A), ripe-

tendo l'intera procedura anche per la terza transizione montata in (D).

In genere, usando connettori SMA normali, è bene non pretendere mai return loss molto grandi, che superino 30 dB.

Quando valori di return loss maggiori di 30 dB cambiano facilmente, svitando e riavvitando i connettori, significa che questi sono sospetti e vanno cambiati.

A questo punto, dopo aver tarato le tre transizioni, non bisogna aspettarsi che l'accoppiatore direzionale fornisca le prestazioni che aveva prima lavorando in guida ma, nella banda stretta su cui abbiamo tarato le transizioni, la direttività non cambia, perché questa dipende essenzialmente da come sono fatte le fessure tra le guide e dal ROS della terminazione piramidale, che si vede dentro l'accoppiatore di **fig. 5** in (C).

Taratura dell'illuminatore

Con riferimento alla **fig. 1**, pag. 35 di RR 1/99, si vede che il tronco "polarizer" è smontabile e ciò è stato fatto di proposito, per unire direttamente la sezione lanciatori a quella dell'antenna, per usare l'illuminatore anche in polarizzazione lineare orizzontale o verticale.

Inizialmente, il massimo return loss va regolato smontando il tronco del depolarizzatore, flangiando fra loro solo le due sezioni lanciatori e antenna.

Regolare, per il massimo return loss, il lanciatore LHCP, collegando il connettore LHCP dell'illuminatore alla porta (A) dell'accoppiatore direzionale.

Chiudere l'altro connettore RHCP dell'illuminatore, su una terminazione da 50 Ω SMA, adatta a 10 GHz.

Collegare il generatore a 10451 MHz alla porta (B) e prelevare la potenza riflessa W_r dalla porta (D).

Come si vede nella **foto 8**, anche se illustra una fase successiva, il collo di cigno con la porta (D) è collegato all'ingresso dell'analizzatore di spettro HP 141T con cassetto HP 8555A fino a 18 GHz, oggi reperibile a prezzo ragionevole per l'OM.

Sul display in **foto 8**, si vede la potenza riflessa del lanciatore LHCP e il segnale è la portante del transverter a 10451 MHz di DB6NT in quanto, all'epoca, non disponevo di un generatore sweep.

E' evidente che la potenza del segnale riflesso si può misurare in mW o dBm, anche su un più economico power meter HP 432A con testina fino a 10 GHz, ma si può misurare anche con un diodo rivelatore quadratico la cui uscita in continua è linearmente dipendente dalla potenza del segnale applicato. Spesso nelle bancarelle si trovano portadiodi completi di diodi a risposta quadratica da 0 dBm a -30 dBm che rappresentano un vero affare.

Antenne

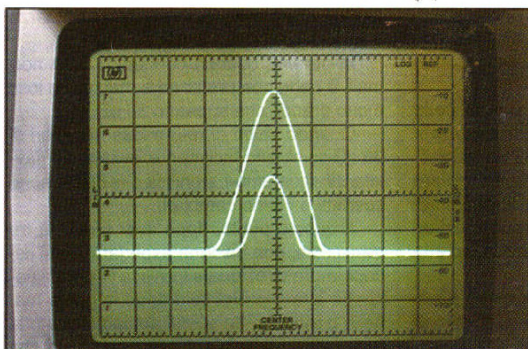


Foto 10 - La portante a 10451 MHz col segnale più alto è la potenza incidente W_i , mentre il più basso rappresenta quella riflessa W_r . Il return loss a 10451 MHz è la differenza fra W_i e W_r che, letta sul reticolo con 10 dB per divisione, risulta 24 dB. Lo spostamento di frequenza di W_r da W_i , rispetto al center frequency, rappresenta il drift dell'analizzatore nel tempo occorrente per rigirare l'accoppiatore direzionale. Accoppiatore direzionale: HP X752C con transizioni. Vertical: 10 dB/div.

La regolazione più importante da fare per il minimo di ROS è quella del corto mobile che va avvicinato e allontanato rispetto al lanciaiatore, fino ad ottenere il minimo di potenza riflessa W_r .

In pratica, si è visto che il minimo si raggiunge col lanciaiatore a circa 9 mm dal fondo, anziché 13,3 mm di $\lambda_g/4$, in quanto le riflessioni verso il fondo avvengono su percorsi difficilmente calcolabili, che vanno trovati sperimentalmente col metodo del "taglia e prova".

A questo punto, bisogna smontare il connettore col lanciaiatore, che è un'antenna vera e propria, e accorciarlo limando leggermente la sua estremità nell'ordine del decimo di millimetro e rimontarlo, per verificare se W_r diminuisce o aumenta, anche di poco.

Se W_r diminuisce, proseguire nell'accorciare fino a quando la diminuzione tende a fermarsi, perché continuando a limare, W_r aumenterebbe obbligandoci a ricominciare tutto da capo.

Se fosse necessario, riallungare il lanciaiatore, saldandogli all'estremità una goccia di stagno al 2% di argento.

Quando W_r non diminuisce più, il return loss è il massimo possibile e bisogna passare all'altro connettore LHCP, ripetendo la stessa procedura.

Quando anche W_r su LHCP è al minimo, occorre verificare se è uguale alla W_r già ottenuta sul precedente lanciaiatore RHCP.

Se la differenza fra le due W_r supera 2 o 3 dB, bisogna cercare di ridurre, se è possibile, la W_r maggiore, ritoccando il rispettivo lanciaiatore.

Ora bisogna misurare la potenza incidente W_i e quindi rigiriamo l'accoppiatore direzionale come in **foto 9**.

Inviando il segnale a 10451 MHz sulla porta (A) e collegiamo il connettore LHCP sulla porta (B), prelevando la potenza incidente dell'onda, sempre da (D), che si vede in **foto 9**, all'estremità del collo di cigno al centro della foto e collegato all'analizzatore.

Sul display di **foto 9**, si vede un segnale più alto di quello in **foto 8**, perché rappresenta la potenza dell'onda incidente W_i .

La differenza in decibel fra la potenza W_i e quella W_r , già misurata sul lanciaiatore LHCP, è il return loss in decibel dell'illuminatore in LHCP.

Ripetere la procedura sulla porta RHCP e verificare se il return loss è uguale a quello LHCP, e di quanto, eventualmente, si discosta.

Se il return loss ottenuto sulle due porte è nell'ordine di 25 dB, è bene contentarsi, non ritoccare più nulla, e passare alla taratura del return loss col polarizer inserito, montando il rispettivo tronchetto come si vede nelle **foto 8** e **9**, che rappresentano proprio questa fase di taratura.

Appena si monta il polarizer, il return loss peggiora e diminuisce drasticamente e, per riportarlo nell'ordine di grandezza già trovato, bisogna cercare la giusta posizione del setto di teflon, all'interno della guida.

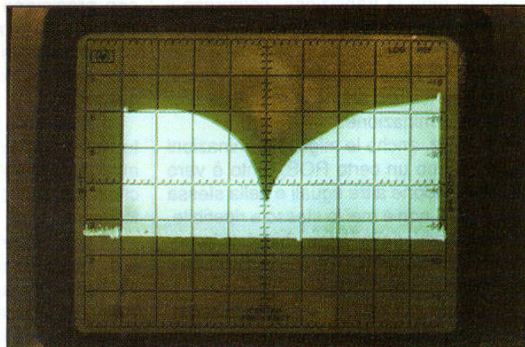
Nel caso specifico risulta a 140,5 mm dalla bocca dell'illuminatore, come si vede nelle fig. 3A pag. 35 di RR 1/99.

Per evitare di smontare e rimontare i tronchi a ogni regolazione, per controllare la misura, è sufficiente fabbricare un semplice attrezzo, ripiegando ad uncino l'estremità di una stecca da ombrello.

Introducendo l'uncino nella guida e afferrando il setto di teflon al centro della coda di rondine, è possibile estrarlo delicatamente verso la bocca, senza farlo ruotare.

Se, estraendo l'uncino, il return loss tende ad aumentare, proseguire nell'estrarlo e quando tende a diminuire rimandarlo indietro con una stecca di vetronite munita all'estremo di un pezzetto di gomma che evita la deformazione del teflon, che è un materiale molto morbido.

Foto 11 - Return loss lanciaiatore RHCP: Scan width: 50 MHz/div Vertical: 10 dB/div Accoppiatore direzionale: Narda Microline, Precision High Directivity Coupler 7-18 GHz Model 3096 (vedere il testo).



Quando le regolazioni sono finite, bisogna compiere l'operazione più delicata di saldare il corto mobile.

Per evitare che il cilindro di ottone si sposti con le dilatazioni termiche, prima di svitare il dado, la rondella e il bullone di taratura, bisogna smontare tutto il tronco lanciaiatore dal resto dell'illuminatore.

Smontare i due connettori coi lanciaiatore precedentemente contrassegnati e punzonati sulle flange, per non perdere i riferimenti di posizione e confonderli nel rimontaggio.

Infilare nella guida la stecca del cursore di un calibro e misurare, con precisione di almeno 1/10 di mm, la profondità della parete di fondo, dall'esterno della flangia, e prenderne nota.

Stringere la guida nella morsa, dalla parte del corto, così da bloccarla in posizione in modo che il cilindro di ottone non si muova e praticare con cura un foro trasversale da 1,7 mm, che, attraversando la guida, penetri per 4 o 5 mm nel metallo, alla mezzzeria del corto mobile.

Filettare il foro con maschi da 2 mm e bloccare il cilindro del corto con una vite di acciaio inox, in modo che lo stagno non saldi la vite e ciò per smontare il corto, nel caso malaugurato occorresse scaldare e dissaldare per ripetere la taratura.

Svitare il dado, rimuovere la rondella col bullone e procedere a riscaldare il pezzo, appoggiando la flangia sulla piastra di un fornello elettrico o anche su un ferro da stiro, senza eccedere in temperatura per non ossidare lo stagno.

Il motivo per cui la flangia del tronco venne saldata a castolin, fu di evitare che questa si dissaldasse dalla guida, con l'aumento di temperatura.

Aiutarsi, nel riscaldare il fondo con una torcia a gas, appoggiando ogni tanto nei punti da saldare un pezzetto di pece greca, che è poi la colofonia che si trova dentro il filo di stagno.

Quando la pece greca comincia a liquefarsi, appoggiare il filo di stagno sulla parete interna, fra il tubo e il corto, aiutandosi per fonderlo, con un saldatore a punta da 100 W.

Antenne

Quando lo stagno comincia a scorrere fra il tubo e il corto, non aggiungerne altro, giacché lo stagno potrebbe infiltrarsi nell'interno della guida e, anche una goccia, danneggerebbe tutto il lavoro.

Dopo il raffreddamento, ispezionare il fondo, che dovrà essere privo di qualunque traccia di stagno, ripulire il pezzo con solvente, ricontrollare col calibro la profondità del fondo, e rimontare al completo l'illuminatore.

Per finire il lavoro, è indispensabile bloccare anche il setto di teflon con un grano di nylon da 3 mm per evitare, come è successo, che questo si muova perché il tubo si dilata quando è esposto al sole.

Per essere certi che il ROS non sia cambiato, bisogna ripetere tutte le misure con cura e, finalmente, come si vede in **foto 10**, il return loss ottenuto sul lanciatore LHCP è 24 dB e questo valore è la differenza in decibel che si legge fra la potenza incidente più alta W_i , e quella più bassa riflessa W_r .

In **foto 10**, si vede che i due segnali W_i e W_r sono leggermente spostati fra loro, rispetto al center frequency, perché il tempo occorrente per rigirare e ricollegare l'accoppiatore direzionale, da misura incidente a misura riflessa, è piuttosto lungo e, nel frattempo, l'oscillatore locale dell'analizzatore ha avuto una deriva di frequenza.

Successivamente, ho rifatto le misure usando un "Precision High Directivity Coupler" della Narda, da 7-18 GHz Model 3096 a connettori APC7, che disaccoppia 10 dB con direttività di 27 dB a 10 GHz.

Usando uno sweep HP 8690 B con cassetto 8694 B da 8,0 a 12,4 GHz, si sono ottenuti gli spettri di return loss come indicato nelle **foto 11** e **12**.

Siccome lo scan width è 50 MHz per divisione, si vede che alla frequenza centrale di 10450 MHz, su cui l'illuminatore fu precedentemente tarato, il return loss arriva a 26 dB e si mantiene a 20 dB agli estremi di una banda ampia circa 20 MHz, sia in LHCP che RHCP.

Quale delle due misure, 24 o 26 dB di return loss, sia più attendibile, è difficile stabilirlo, ma una differenza di 2 dB su 24 e 26 dB, rappresenta un'incertezza accettabile.

Gli spettrogrammi nelle **foto 11** e **12**, anziché essere una traccia, vengono su fondo pieno verde e uniforme, in quanto lo sweep HP 8690 B non è sincronizzabile con l'analizzatore di spettro HP 8555 A, e quindi non può funzionare da tracking generator e illu-

minare lo spot del tubo catodico, nell'istante in cui l'analizzatore legge la stessa frequenza inviata dal generatore disegnando una traccia.

Il calcolo del ROS

Per passare da return loss di 24 dB al valore di ROS o VSWR, ricaviamo prima il coefficiente di riflessione RHO :

$$RHO = \sqrt{\frac{1}{10^{(24/10)}}} = 0,063$$

di cui

$$ROS = \frac{1 + 0,063}{1 - 0,063} = 1,13$$

Conclusioni

Il return loss di 24 dB, ottenuto su entrambe le polarizzazioni RHCP ed LHCP, è abbastanza buono e le prove successive hanno dimostrato indirettamente che le due polarizzazioni RHCP ed LHCP sono effettivamente circolari e di senso contrario.

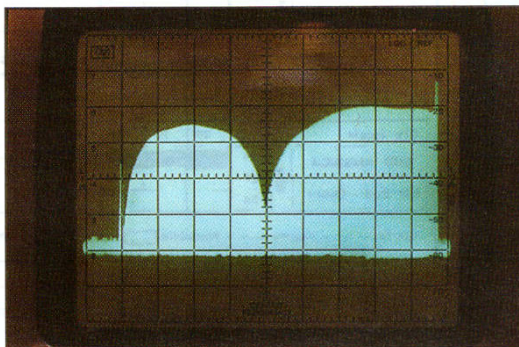


Foto 12 - Return loss lanciatore LHCP:
Scan Width: 50 MHz/div, Vertical: 10 dB/div,
Accoppiatore direzionale: Narda Microline,
Precision High Directivity Coupler 7-18 GHz
Model 3096 (vedere il testo).

Montando infatti l'illuminatore nel fuoco della parabola, l'energia invertita di senso di polarizzazione al momento della riflessione sullo specchio, e irradiata nello spazio, rientra anche nell'illuminatore ma senza modificare minimamente il ROS perché il lanciatore che trasmette, non viene eccitato dall'energia che gli torna riflessa con polarizzazione contraria.

Il return loss può essere migliorato realizzando l'analogo illuminatore descritto da I6ZAU su R.R. 12/91 e che mi propongo di duplicare in quanto garantisce un maggiore isolamento fra le porte.

La prossima puntata sarà dedicata alle misure di circolarità dell'onda irradiata, alla sua ellitticità e all'isolamento fra i due lanciatori RHCP ed LHCP.

Ringrazio l'amico Goliardo Tomassetti, I4BER, per le chiarissime spiegazioni che mi ha dato sulla teoria della generazione della polarizzazione circolare in guida d'onda e per il materiale bibliografico fornitomi.

Continua

Bibliografia

- 1) "Microwaves" - 2nd Edition, an introduction to Microwaves Theory and Techniques A.J. Baden Fuller, University of Leicester, England. Pergamon International Library of Science Technology Engineering and Social Studies, publisher Robert Maxwell, M.C. ISBN (hard cover) 0-08-024228-6.
- 2) "Microwaves Engineering and Applications" Om P. Gandhi, Pergamon Press, ISBN 0-08-025589-2
- 3) "A Dispersionless Dielectric Quarter Wave Plate in Circular Waveguide" by R. D. Tompkins, Radar Division, Naval Research Lab., Washington 25, D. C. Proceedings of the IRE June 1960
- 4) "Microwave Measuring Technique" Application Note HP-9, HP-11, HP-13, HP-15
- 5) "Detectors" Application Note HP-41
- 6) "Directional Couplers Directional Detectors" Application Note HP-47
- 7) "Couplers" Application Note from Loral Microwave Narda
- 8) "Circuiti e dispositivi a microonde" di I4BER, Goliardo Tomassetti, RR 10/75 pagg. 480-485
- 9) "Componenti e circuiti a microonde" di I4AOR, Roberto Ambrosini, RR 5/76 pagg. 398-402
- 10) Rubrica "Microonde" di I4BER, Goliardo Tomassetti, RR 1/77 pagg. 44-45
- 11) Rubrica "Microonde" di I4BER, Goliardo Tomassetti, RR 7/79 pag. 703 che riporta l'elenco di "Articoli e scritti più importanti riguardanti le microonde pubblicati su Radio Rivista" (dal n. 8/74 al n. 4/79)
- 12) "Il Feeder del Record in 10 GHz" di I6ZAU, Vico Zauli, R.R. 12/91
- 13) "VHF-UHF Manual" by G. R. Jessop, C. Eng., Miere, G6JP, Published by the Radio Society of Great Britain
- 14) "Microwave Primer", by Albert Camps and Joseph A. Markum Howard W. Sams & Co., Inc. The Bobbs-Merrill Company, Inc., Indianapolis-New York, Library of Congress Catalog Card Number 65-22432
- 15) Microwave Handbook Volume 1 Edited by M. W. Dixon, G3PRF, Published by RSGB, ISBN 0900612 89 4, pages 5.37 5.38 5.39

Nota: Chi avesse difficoltà nel reperire i numeri citati di Radio Rivista, può richiederli in copia, a titolo gratuito, indirizzando la richiesta all'attenzione dello scrivente, presso la Segreteria Amministrativa dell'ARI in Via Scarlatti 31, 20124 Milano.