

## La carta di Smith

### Premessa

Molti anni orsono mi ritrovai a Bolzano al "4° meeting radiantistico radiocomunicazioni oggi e domani" e dopo la conferenza di IN3GZI sull'antenna a onde medie della RAI di Bressanone, andammo a vederla.

Quando IN3GZI, Alessandro Galeazzi, aprì la cabina di sintonia, gli rivolsi la seguente domanda. "Scusi ingegnere, a cosa servono tutte queste induttanze e condensatori?"

La risposta fu, "Per passare da impedenza 110 più gei 143 dell'antenna ai 50 più gei zero del cavo".

Francamente non ebbi il coraggio di chiedere ulteriori spiegazioni per non apparire troppo ignorante, ma mi resi conto che per parlare seriamente di antenne e delle loro impedenze, non si poteva usare un numero solo, come ad esempio antenna con  $Z=50\ \Omega$ , ma che ci voleva un gei all'americana ovvero un  $j$  lungo all'italiana e un numero in più.

Per saperne meglio chiesi lumi a I5TDJ che mi disse essere la cosa facile da capire a patto di imparare a usare la carta di Smith, essendo questa una specie di regolo calcolatore, che camminandoci dentro con matita, righello e una gomma per cancellare, ti fa lei tutti i calcoli sui numeri complessi, a condizione di saperci camminare.

Negli anni successivi, i QSO via Oscar-13 con I5TDJ avevano per tema le linee di trasmissione e la carta di Smith.

Gli esercizi si facevano via satellite e i compiti "in aria" venivano mandati a Piero per correzione e tornavano corretti per posta.

Molti OM hanno partecipato a questi meeting satellitari sulle linee di trasmissione, molti ne hanno tratto profitto, molti hanno abbandonato.

Mi sono reso però conto che in questa materia è molto facile scivolare su bucce di banana se non la si conosce a fondo e ciò richiede molto tempo, riflessione e soprattutto confronto con chi ne sa di più e più di noi ne ha fatto esperienza. E' quindi facile che io scrivendo abbia sbagliato.

Da un po' di tempo ho sentito diversi OM in aria parlare di impedenza, di ROS e di linee facendo dei discorsi poco convincenti, come quello che in presenza di onde stazionarie, allungando o accorciando il cavo, se si

mette il rosmetro in un nodo di tensione, il rosmetro legge  $ROS=1$  perché il rosmetro sente la tensione.

Un altro punto poco convincente è che allungando o accorciando il cavo è possibile ridurre solo "apparentemente" l'onda stazionaria e ciò perché la tensione varia lungo la linea e il rosmetro può leggere  $ROS=1$ , pur essendo il ROS sulla linea maggiore di uno.

Un altro punto poco convincente è che si possano progettare sistemi di adattamento di impedenza, manipolando le impedenze con un numero solo, che da solo non può esprimere niente, se non si prendono in considerazione anche le reattanze.

Facciamo un esempio: Se un'antenna è risonante, la sua impedenza nel punto di alimentazione è puramente resistiva perché non esistono reattanze.

La parte resistiva dell'impedenza è  $R$  e supponiamo che sia  $R=50\ \Omega$ . Siccome la reattanza induttiva di segno  $+$  ha cancellato a risonanza quella uguale capacitiva di segno  $-$ , non è giusto fare a meno di dire che la parte reattiva dell'impedenza non esiste. Bisogna dire che è zero. E allora l'impedenza dell'antenna a risonanza si dovrà scrivere:  $Z=50+J0$ .

Eccoli! Sono comparsi proprio loro, i numeri immaginari, coi quali si esprimono le reattanze. Se la reattanza è induttiva, è positiva e si scrive  $+jX$ , dove per  $X$  si intende il suo valore.

Se la reattanza è capacitiva, è negativa e si scrive con  $-jX$ , in cui  $X$  rappresenta il suo valore.

Se progettiamo ad esempio un sistema di adattamento di impedenza fra un'antenna, che a risonanza ha una impedenza di  $22\ \Omega$ , e un cavo da impedenza caratteristica  $Z_0=50\ \Omega$ , non è possibile fare a meno di usare gli immaginari perché senza scrivere che voglio adattare un'antenna da  $Z=22+J0$  a un cavo da  $Z_0=50\ \Omega$ , i numeri immaginari si vendicano perché, nell'interno del quadripolo adattatore, le varie linee componenti lavorano con  $ROS > 1$  e quindi in presenza di onde stazionarie, in ogni punto dell'adattatore ci saranno impedenze con parti reali  $R$  e parti reattive  $\pm jX$  diverse da punto a punto che dobbiamo conoscere e trattare.

La cosa si può fare benissimo anche senza conoscere le operazioni matematiche con i numeri immaginari purché si sappia

cosa vogliono significare e purché si usi la carta di Smith che fa le operazioni con gli immaginari per noi.

Nonostante la sua semplicità, la carta di Smith dà risultati congrui se ci si sa camminare e siccome è molto facile sbagliare strada, chiedo scusa ai lettori pregandoli semmai di correggermi, perché, come si dice, "errando discitur".

Certo, i conti sulle linee di trasmissione sono complicati se fatti analiticamente e proprio per questo, la carta inventata nel 1939 da Phillip H. Smith per risolvere il problema dei calcoli manuali, in un'epoca senza calcolatori, ha avuto e continua ad avere tanto successo.

Che le cose stessero così, lo si vede anche leggendo l'ormai classico "Microonde" di Giuseppe Dilda, un volume del 1956, dove la carta di Smith ed altre, elaborate dallo stesso autore, venivano chiamate "carte calcolatrici". Mi preme qui evidenziare che il Dilda, Incaricato di Radiotecnica nel Politecnico di Torino, nella prefazione del "Microonde", scritta nel 1956, dice testualmente. "Negli ultimi trent'anni si è assistito ad una vera corsa verso l'impiego di onde sempre più corte, prima per opera di dilettanti, poi di tutta una schiera di tecnici...". Questo riconoscimento ci viene da un tecnico che non era radioamatore.

Esistono programmi che simulano la carta di Smith ma per sapere interpretare se un risultato è congruo o meno, è meglio esercitarsi con la carta vera e propria e in caso di dubbi, confrontare i risultati ottenuti con altri OM notoriamente più esperti di noi.

### L'impedenza dell'antenna

Quando l'antenna viene alimentata con una frequenza pari a quella su cui risuona, l'impedenza nel punto di alimentazione è puramente resistiva.

Il valore della parte reale resistiva dell'impedenza è  $R$  e non è detto che questa sia necessariamente i  $50\ \Omega$  del cavo.

Anche se l'antenna ha impedenza puramente resistiva ma di valore diverso dall'impedenza caratteristica della linea di alimentazione, sulla linea ci sarà un  $ROS > 1$ . Se per esempio, a risonanza, l'impedenza fosse  $Z=25+J0$ , e il cavo avesse impedenza caratteristica  $Z_0=50\ \Omega$ , il ROS sarebbe  $50/25=2$ .

Quando l'antenna viene alimentata con frequenza più alta di quella di risonanza, allora l'antenna è come se fosse più lunga, ovvero come se avesse un po' di filo in più del dovuto.

Questo conduttore, che non ci vorrebbe, presenta una certa reattanza induttiva che si scrive  $+jX$ . Diciamo  $X$  in senso generico, perché per ora non conosciamo il suo valore. In questo caso l'impedenza dell'antenna diventa  $Z=R+jX$ .

Perché non è diventata  $50+JX$ ? Semplicemente perché, come vedremo, aumentando la frequenza, si è aggiunta una reattanza induttiva ma è anche cambiata la parte reale resistiva dell'impedenza.

Se invece, alimentiamo l'antenna a frequenza più bassa di quella di risonanza, allora è come se l'antenna fosse troppo corta per questa frequenza più bassa e quindi questo pezzo di filo in meno, che ci vorrebbe, è come se fosse stato accorciato da un condensatore in serie alla parte resistiva. Dunque l'antenna presenta una reattanza capacitiva  $-JX$  e l'impedenza diventa  $Z=R-JX$ , dove  $R$  è la nuova parte reale e  $-JX$  è la parte immaginaria che rappresenta la reattanza capacitiva.

È dunque necessario rappresentare questa impedenza  $Z=R\pm JX$  in un sistema di coordinate cartesiane come in **fig. 1**, dove si vede che la parte reale resistiva dell'impedenza, cioè quella che irradia energia e raccoglie energia dallo spazio, viene rappresentata sull'ascissa, mentre la parte reattiva dell'impedenza, sia essa induttiva  $+J$ , che capacitiva  $-J$ , cioè quella che, essendo reattiva, non raccoglie o irradia alcuna energia, viene rappresentata sull'ordinata del diagramma cartesiano.

La **fig. 1** rappresenta in forma rettangolare una impedenza  $Z=25+J25 \Omega$  in cui si vede che la parte reale  $R=25$  è sull'asse reale e la parte immaginaria positiva,  $+J25 \Omega$ , è sull'asse positivo delle ordinate.

Qui bisogna stare attenti perché molte volte si sente dire che  $25+J25=50 \Omega$  e l'antenna ha  $ROS=1$ . Questo è, come vedremo, una grossa buccia di banana.

Esiste anche un altro modo di rappresentare l'impedenza, ossia in forma polare ma per non appesantire gli inizi, se ne parlerà dopo.

## La carta di Smith

Senza precisare la teoria su cui è stata elaborata, iniziamo a vedere come si usa, e com'è costituita nelle sue parti essenziali.

Va precisato che la carta di Smith è molto ricca di dettagli che permettono di eseguire tutti i calcoli sulle linee di trasmissione e in tutti i casi in cui, come negli amplificatori, si manipolano impedenze.

Tuttavia, per non sperderci nei meandri della complessità dei dettagli, si è preferito disegnare solo le parti essenziali, facendo su queste le dovute riflessioni. La carta vera e propria, il cui brevetto è tuttora detenuto dalla Analog Instruments Company, sarà usata in seguito.

### I cerchi di parte reale resistiva

La **fig. 2**, mostra una parte della carta con sopra disegnati i cerchi che si riferiscono alla parte reale  $R$  dell'impedenza.

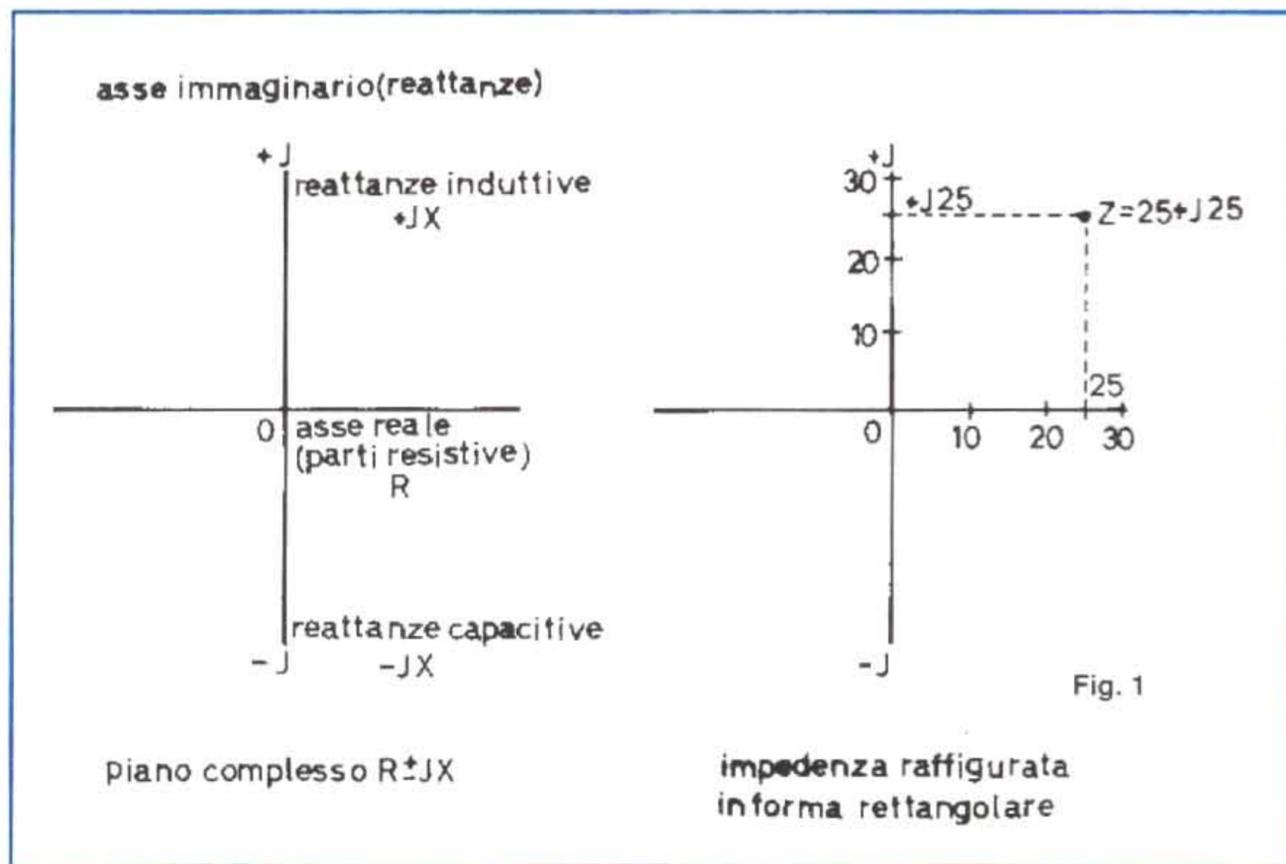


Fig. 1

Il centro della carta è 1 perché così, dicendo che al centro la parte reale dell'impedenza è  $1 \Omega$ , la si può relazionare a qualunque impedenza caratteristica di linea di trasmissione si usi, come vedremo.

L'asse orizzontale che passa per il centro è l'asse reale. Alla sua sinistra la parte reale resistiva dell'impedenza è  $R=0$  e quindi anche su tutto il cerchio esterno della carta di Smith, la parte reale dell'impedenza è  $R=0$ .

Di conseguenza, camminando sul cerchio esterno della carta, se non ci sono perdite reali resistive, come si vedrà, non potremo trovare che pure reattanze induttive e capacitive.

All'estremo di destra dell'asse reale, la parte resistiva è infinito e quindi i cerchi intermedi di parte reale, qui disegnati per questioni di chiarezza e semplicità in numero

limitato di 7 appena, sono in realtà infiniti e infinito si trova idealmente in un punto.

Il cerchio 1.0 che passa per il centro è quello più importante perché rappresenta la parte reale dell'impedenza, il cui valore ohmico è uguale all'impedenza caratteristica della linea di trasmissione che si usa. Se si usa un cavo da  $Z_0=50 \Omega$ , allora il cerchio che passa per il centro 1.0, rappresenterà  $50 \Omega$ , in qualunque suo punto dove questo cerchio cammina nella carta.

Quindi possiamo dire che i cerchi di parte reale sono i luoghi geometrici di quei valori di impedenza descritti camminando nella carta.

Se uso un cavo da  $Z_0=50 \Omega$ , allora sappiamo che  $50 \Omega$  sono al centro e infatti  $50 \times 1 = 50$ .

Ma vediamo che parte reale di impedenza rappresenta il cerchio 0,5. Semplicemente  $50 \times 0,5 = 25 \Omega$ , e così analogamente, si procede per tutti gli altri.

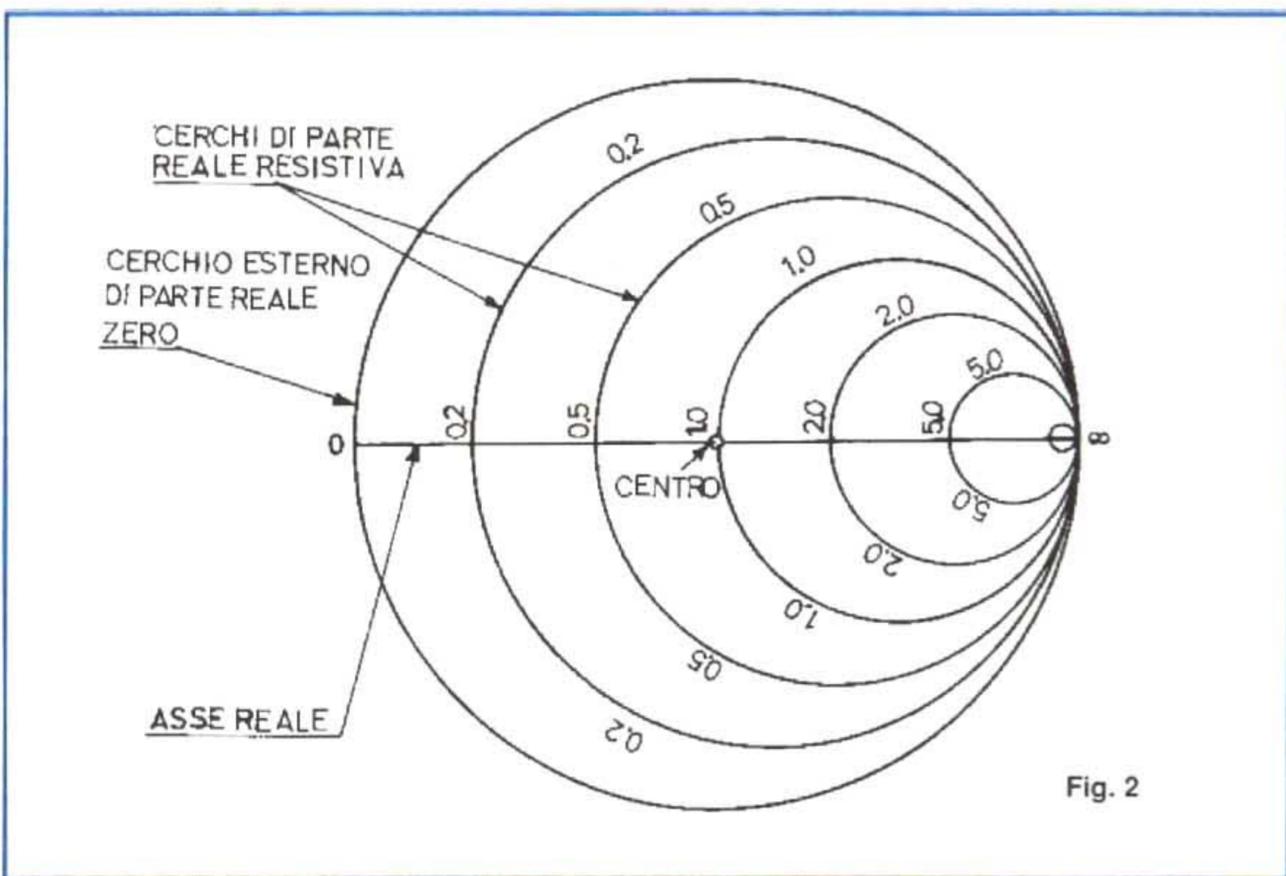


Fig. 2

## I cerchi delle reattanze induttive e capacitive

La **fig. 3** mostra un altro pezzo della carta in cui l'asse reale è identico a quello di **fig. 1** ma non ci sono scritti valori di parte reale.

Sull'asse reale, all'estremo sinistro le reattanze sono zero, e all'estrema destra sono infinito.

Nella parte superiore dell'asse reale ci sono i cerchi delle reattanze induttive  $+jX$  che sono positive e in quello inferiore ci sono i cerchi delle reattanze capacitive  $-jX$  che sono negative.

Come si vede, l'unico cerchio esterno è quello di parte reale resistiva zero e ciò significa che se un'impedenza è, per esempio,  $Z=0+jX$ , allora questa è una impedenza puramente reattiva, ossia che ha solo reattanza induttiva.

Anche qui i numeri scritti sui cerchi delle reattanze vanno riferiti al valore dell'impedenza della linea su cui si lavora.

Se per esempio l'impedenza caratteristica della linea fosse  $Z_0=50 \Omega$ , e se la reattanza da mettere sulla carta fosse  $+j25 \Omega$ , ciò significherebbe che si trova sul cerchio  $25/50=0,5$ . Questa operazione si chiama normalizzazione e permette di utilizzare la carta per qualsiasi impedenza caratteristica di linea.

Quale sarebbe il cerchio su cui normalizzare e mettere reattanza  $+j0$ ?

Ovviamente  $0/50=0$  e quindi in corrispondenza dell'asse reale alla estrema sinistra.

## La carta di Smith montata

Sovrapponendo **fig. 3** a **fig. 2**, si ottiene **fig. 4**, che in più contiene un utile esercizio.

Come si vede, ogni cerchio di parte reale interseca tutti i cerchi di parte reattiva induttiva e capacitiva, e giacché i cerchi di parte reale resistiva  $R$  e di parte reattiva  $+jX$  e  $-jX$ , sono in realtà infiniti, sulla carta di Smith si possono rappresentare tutte le possibili impedenze  $Z=R \pm jX$ . La cosa importante da notare è che un giro completo della carta che è  $360^\circ$ , in realtà rappresenta solo mezza lunghezza d'onda o  $0,5 \lambda$ .

Girando in senso orario sulla carta si va da un carico verso il generatore e viceversa, girando in senso antiorario, si va dal generatore verso un carico.

È evidente che sull'asse reale a sinistra, e in corrispondenza del cerchio di parte reale zero, l'impedenza è  $Z=0+j0$  e quindi in quel punto c'è una linea in corto.

All'estremo opposto, dove la parte reale è infinita e la reattanza è altrettanto infinita, ci sarà una linea aperta.

Tutte le reattanze induttive  $+jX$  sono nella parte superiore e tutte le reattanze capacitive  $-jX$ , sono nella parte inferiore.

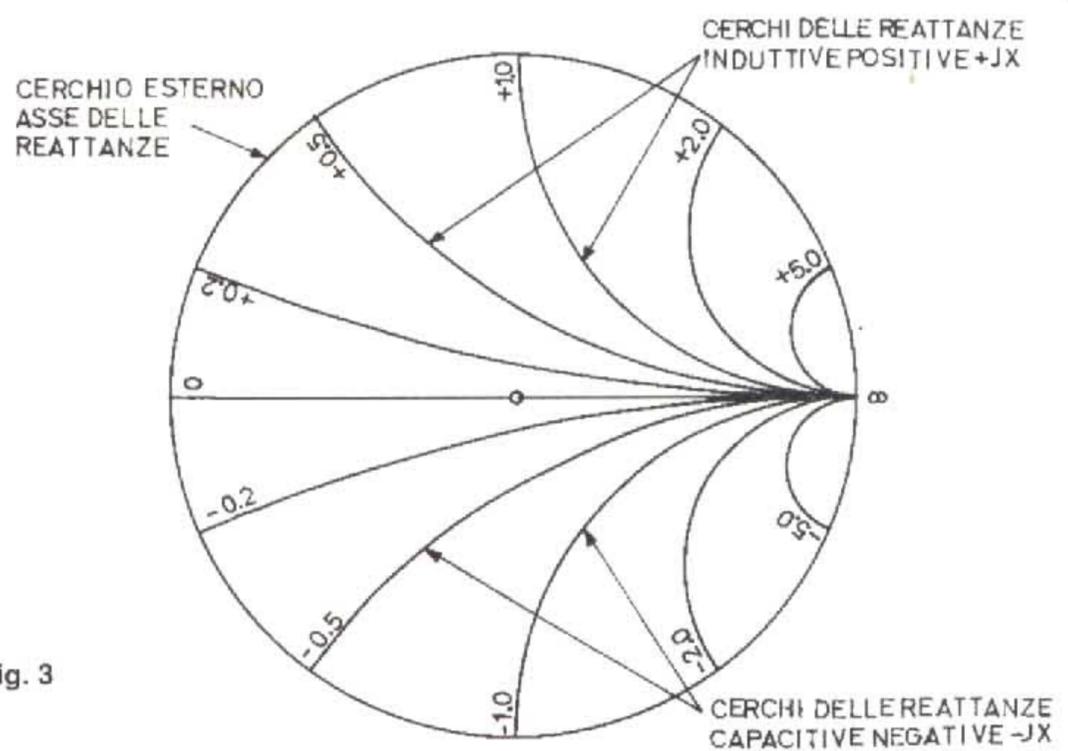


Fig. 3

## Dal carico al generatore (fig. 4)

Supponiamo di avere un ponte di impedenza e di aver misurato l'impedenza dell'antenna proprio in cima al suo connettore e che questa sia  $Z=25+j25 \Omega$ .

Vogliamo sapere quale impedenza si dovrà trovare e misurare in stazione al connettore del cavo da  $Z_0=50 \Omega$  lungo  $1,25 \lambda$ .

Per prima cosa, normalizziamo ai  $50 \Omega$  del cavo l'impedenza  $Z=25+j25$  dividendola per 50. Otterremo così l'impedenza normalizzata  $Z_n=0,5+j0,5$ .

Posizioniamo questa impedenza nel punto **P** di **fig. 4** che è l'intersezione del cerchio di parte reale  $R=25$  e di quello di parte reattiva induttiva  $+j25$ .

Usando il compasso e con raggio il centro della carta e il punto **P**, tracciamo il cerchio a ROS costante.

Tracciando la perpendicolare fra la tangente del cerchio e la scala inferiore della

carta, troviamo il valore  $ROS=2,61$ . La lunghezza del raggio del cerchio del ROS, rapportata al raggio di valore 1 che la carta ha sul cerchio esterno, è proprio il valore assoluto del modulo del coefficiente di riflessione (lettera greca  $\rho$ ) e in questo caso vale  $0,447$ .

Com'è noto il  $\rho$  si trova facendo la radice quadrata del rapporto fra potenza riflessa  $P_r$  e potenza incidente  $P_i$ .

Ora partiamo dal centro e tiriamo una retta passante per il punto  $Z_n=0,5+j0,5$  e il cerchio esterno della carta in **A**, dove si trova la scala delle lunghezze d'onda verso il generatore. In **A** troveremo  $0,088 \lambda$ .

È evidente che abbiamo scelto la scala verso il generatore perché conosciamo l'impedenza nota del carico antenna e dobbiamo andare a trovare l'impedenza incognita che il generatore si vedrà arrivare ai suoi morsetti dopo tutte le trasformazioni di impedenza occorse all'impedenza di antenna e

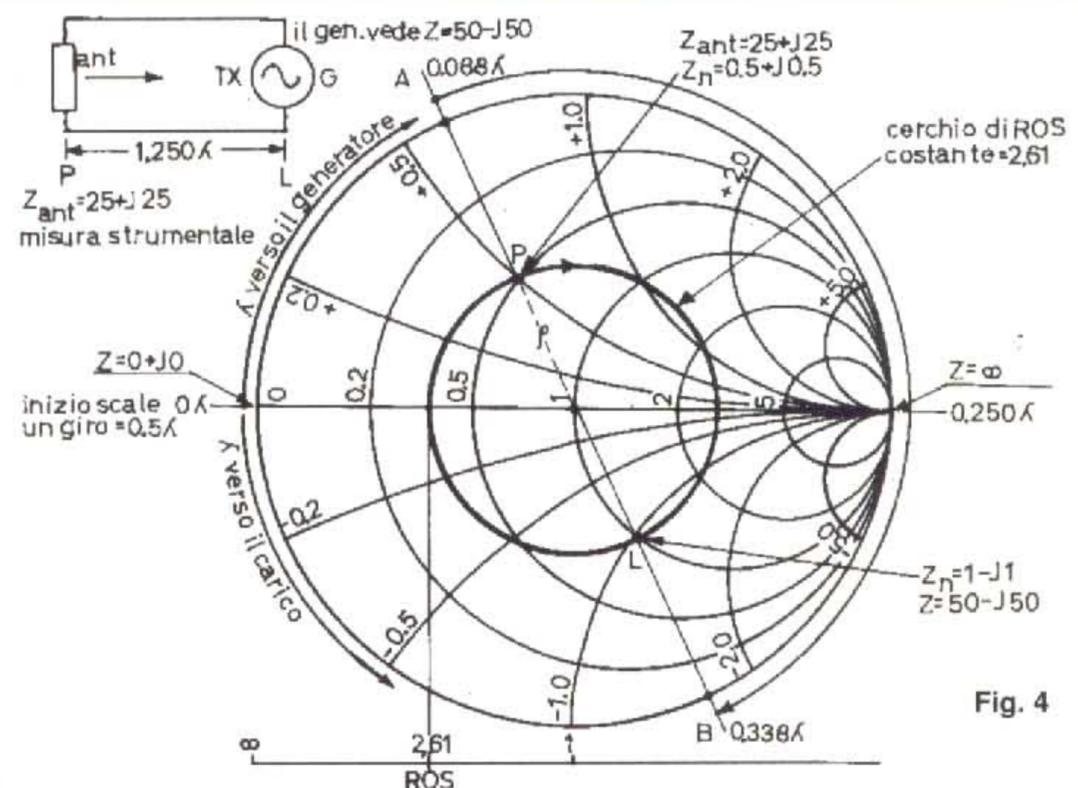


Fig. 4

visibili sul cerchio del ROS e che si ripetono uguali a ogni giro, ossia ogni  $1/2 \lambda$ .

Ecco allora spiegato anche perché, e la carta in **fig. 4** lo dice, l'impedenza del carico si ripete uguale dopo ogni mezza lunghezza d'onda.

Siccome la linea è lunga  $1,25 \lambda$ , allora, partendo da P, facciamo due volte il giro della carta in senso orario e avremo percorso due mezza lunghezze d'onda, ossia saremo ritornati in P. Questo pezzo di linea non ci serve più.

Percorrendo ora in senso orario i restanti  $0,250 \lambda$  che ci servono davvero, ci dovremo fermare in un punto della scala che risulta pari a  $0,088 + j0,250 = 0,338 \lambda$  nel punto B.

Dal punto B tracciamo la congiungente col centro e intersecheremo il cerchio del ROS nel punto L di impedenza normalizzata  $Z_n = 1 - j1$ .

Denormalizziamo l'impedenza  $Z_n = 1 - j1$  moltiplicando tutto per 50 e avremo che  $Z = 50 - j50$  (**fig. 4**).

Ne deriva che a causa del  $ROS = 2,61$ , gli  $1,25 \lambda$  di linea hanno operato una trasformazione di impedenza dell'antenna che ha cambiato sia la parte reale che quella immaginaria, cambiando anche la reattanza da induttiva a capacitiva di  $-j50 \Omega$ .

Questo è evidentemente un esercizio banale, ma serve a dimostrare che il generatore TX si ritroverà attaccati  $50 \Omega$  di reattanza capacitiva che dovrà cancellare con l'accordatore. E come? Vedere **fig. 4**.

L'accordatore ci deve far percorrere quel pezzetto di arco che va dal punto L fino al centro della carta in 1, ovvero fino ai  $50 \Omega$  resistivi. Solo allora il TX vedrà  $Z = 50 + j0$ .

Come si fa a togliere questi  $-j50$  capacitivi? L'accordatore gli mette semplicemente in parallelo una reattanza  $+j50$  con una induttanza e allora:  $-j50 + j50 = 0$ , ossia cancellazione delle reattanze.

Se ora prendiamo un paio di forbici e tagliamo il cavo al connettore di uscita dell'accordatore e se misuriamo l'impedenza sulla linea, troveremo  $Z = 50 - j50$ . Se misuriamo l'impedenza sul connettore di uscita dell'accordatore troveremo  $Z = 50 + j50$ . Questa è la coniugazione delle impedenze che fa l'accordatore e il coniugato di un numero immaginario è semplicemente lo stesso numero cambiato di segno. Facile no?

A questo punto è chiaro che il TX sarà adattato all'impedenza  $Z = 50 + j0$  che gli fa vedere l'accordatore ma il ROS lungo la linea non cambia e resta  $ROS = 2,61$ .

Ma c'è da fare un'altra considerazione. Siccome la carta è lunga  $0,5 \lambda$ , e siccome il cerchio del ROS è costante su tutta la linea, allora vuol dire che se metto un rosmetro in qualunque punto della linea, o se l'allungo o l'accorcio, il ROS misurato non può cambiare.

E allora non è vero che, mettendo il rosmetro in un nodo di tensione, misuro un  $ROS = 1$  e infatti la riprova è che in questo caso specifico, la carta di Smith dice sempre,  $ROS = 2,61$  su tutta la linea.

In realtà allungando o scorciando la linea, il ROS può cambiare per i seguenti motivi.

1) Noi stiamo analizzando una linea ideale senza perdite e il ROS resta costante per qualunque lunghezza. In una linea reale, con perdite, il ROS misurato col rosmetro deve sempre aumentare man mano che ci allontaniamo dal TX e andiamo verso l'antenna. Ciò è evidente perché la potenza riflessa  $P_r$  è maggiore ai morsetti di antenna e minore al TX in quanto è stata attenuata dal cavo nel viaggio di ritorno antenna-TX. Allora in questo caso, non è giustificato però che allungando la linea il ROS misurato aumenti e diminuisca periodicamente.

2) Quando si misura il ROS si usa un rosmetro che ha dentro un accoppiatore direzionale. Questo dispositivo, che meriterebbe un Nobel, riesce a separare e misurare, indipendentemente una dall'altra, la potenza incidente  $P_i$  da quella riflessa  $P_r$ . Il rosmetro fa la misura del ROS sentendo contemporaneamente le due potenze  $P_r$  e  $P_i$  senza tener conto della tensione o della corrente totale risultante dovute all'onda stazionaria. Il rosmetro misura le due componenti  $P_r$  e  $P_i$  che sono costanti su ogni punto della linea, ma non misura la risultante delle due che è la tensione o la corrente dell'onda stazionaria. Di ciò si parlerà più in dettaglio in futuro. Se allungando o accorciando la linea il ROS cambia periodicamente, il motivo è quest'altro:

3) Quando si usano sistemi di antenne bilan-

ciate, alimentandole con cavo che è una linea sbilanciata, se non si usano buoni baloon o non si usano affatto, la corrente che percorre la superficie interna della calza dal TX al semidipolo dove è collegata la calza, prende due strade. Una parte va al semidipolo e un'altra ritorna al TX percorrendo la superficie esterna della calza. In queste condizioni, la calza irradia ed equivale ad una antenna in parallelo al semidipolo collegato alla calza. Allungando o accorciando il cavo, si cambia ovviamente l'impedenza di questa nuova antenna e quindi quella di tutto il sistema. Se dunque, allungando o accorciando il cavo il  $ROS = 1$ , allora vuol dire che abbiamo adattato al TX l'impedenza di tutto il sistema che ha effettivamente  $ROS = 1$ , includendo l'antenna voluta e l'antenna parassita compresa, che è la superficie esterna della calza del cavo. Tuttavia, giammai il ROS può aumentare e diminuire perché spostando lo strumento sulla linea, questo va a leggere la tensione dell'onda stazionaria sui nodi e sui ventri in punti diversi della linea. Il sistema di misurare il ROS misurando la tensione "totale" col voltmetro RF o la corrente "totale" con l'amperometro a filo caldo, si usava sulle linee aperte prima dell'invenzione dei cavi coassiali e dell'accoppiatore direzionale. La tensione o la corrente però si misurava fra due punti sulla linea distanti esattamente  $1/4$  d'onda fra loro e la misura si faceva misurando tensione o corrente su ventri e nodi dell'onda stazionaria. Anche di questo si parlerà nelle prossime puntate.

4) Allungando o accorciando il cavo il ROS può aumentare o diminuire quando l'accoppiatore direzionale è scarsamente direttivo, ossia quando non riesce a sepa-

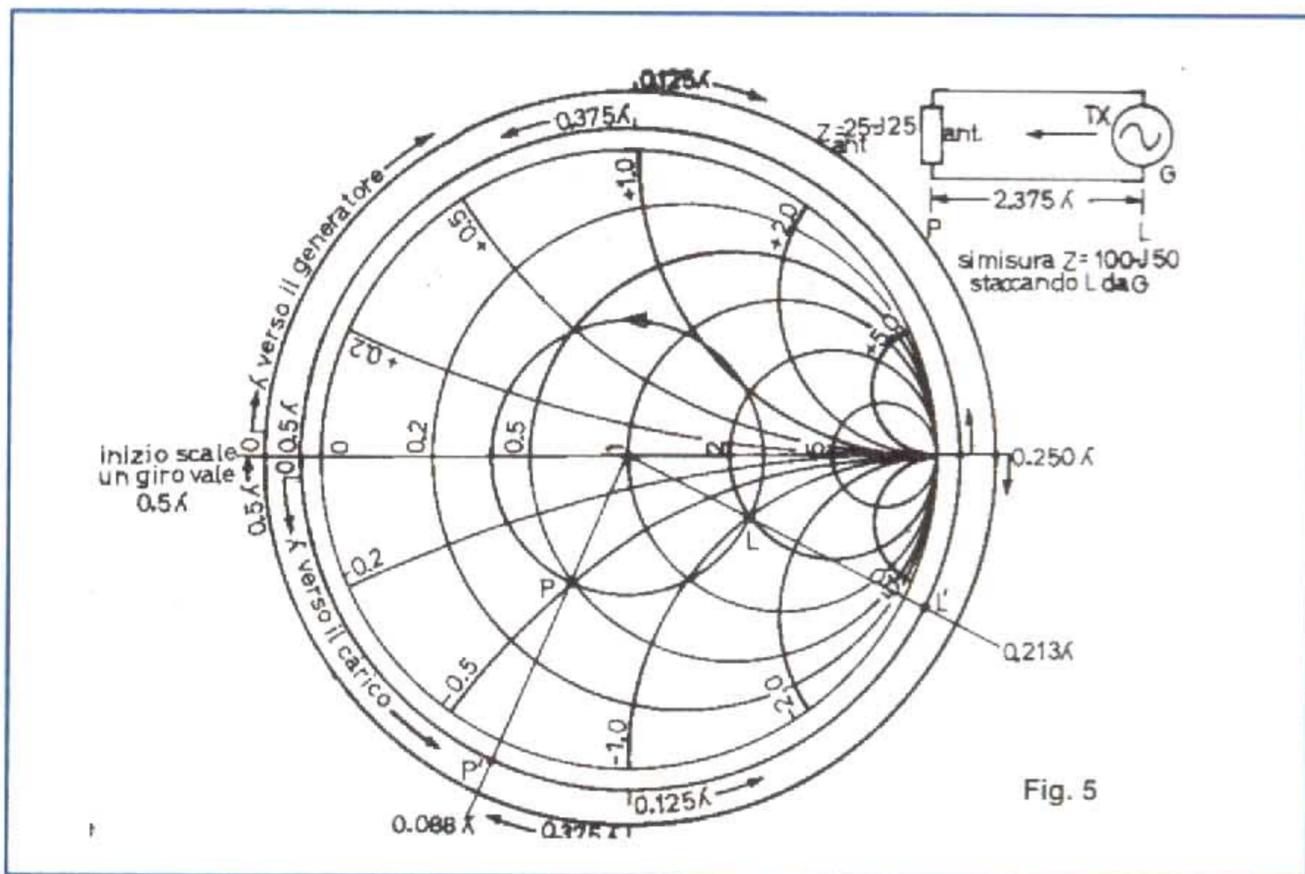


Fig. 5

rare, con buon isolamento, la potenza incidente  $P_i$ , da quella riflessa  $P_r$ . In questo caso le due potenze riescono a sommarsi vettorialmente, ciascuna con la propria fase, e allora la risultante è una corrente o tensione, che appartenendo all'onda stazionaria, ci falsa la misura.

## Dal generatore al carico (fig. 5)

Con riferimento a **fig. 5**, facciamo ora un altro esercizio e supponiamo di avere un ponte di impedenza, di avere staccato il connettore dal TX e aver misurato l'impedenza al connettore del cavo che risulta essere  $Z=100-J50 \Omega$ .

Normalizziamo questa impedenza ai 50 ohm della linea dividendola per 50. Si otterrà l'impedenza normalizzata  $Z_n=2-J1$  come risulta nel punto L della carta.

Ci proponiamo di determinare l'impedenza dell'antenna che viene alimentata da una linea in cavo da  $Z_0=50 \Omega$  e lunga  $2,375 \lambda$ .

Col compasso prendiamo il raggio dal centro al punto L e tracciamo il cerchio di ROS costante (**fig. 5**).

Il ROS, anche in questo caso, è 2,61. Tracciamo ora la congiungente fra il centro della carta e il punto L fino ad arrivare sulla scala delle lunghezze d'onda verso il carico che si trova sul cerchio esterno della carta. Siamo arrivati in L' dove leggiamo  $0,213 \lambda$  dal carico.

E' evidente che questa volta, essendo nota l'impedenza vista dal generatore, ci dovremo muovere in senso antiorario verso il carico incognito che è l'antenna di cui vogliamo determinare l'impedenza.

Siccome  $2 \lambda$  sono 4 giri completi della carta, che ci fanno ritornare sempre in L', li eliminiamo, e ci resterà da camminare in senso antiorario solo per  $0,375 \lambda$ .

A partire da L' fino ad arrivare a  $0,250 \lambda$ , percorriamo la differenza, ossia  $0,037 \lambda$ .

Da  $0,250 \lambda$  e fino a  $0,5 \lambda$  percorriamo altri  $0,250 \lambda$ . In totale abbiamo percorso esattamente  $0,037+0,250=0,287 \lambda$ .

Siccome noi dobbiamo percorrere in tutto  $0,375 \lambda$ , la differenza da percorrere risulta  $0,375-0,287=0,088 \lambda$ .

A partire da inizio scala  $0 \lambda$  verso il carico, percorriamo  $0,088 \lambda$  e arriveremo in P' di **fig. 5**.

Tracciamo ora la congiungente fra P' e il centro della carta. Sul cerchio del ROS costante intercetteremo il cerchio di parte reale 0,5 e il cerchio di parte immaginaria reattiva capacitiva  $-J0,5$ .

L'impedenza normalizzata della nostra antenna sarà  $Z_n=0,5-J0,5$  e denormalizzando per  $50 \Omega$ , moltiplicando tutto per 50 troviamo  $Z=25-J25 \Omega$ .

Cosa abbiamo dimostrato? Semplicemente che in presenza di ROS, l'impedenza dell'antenna viene continuamente trasfor-

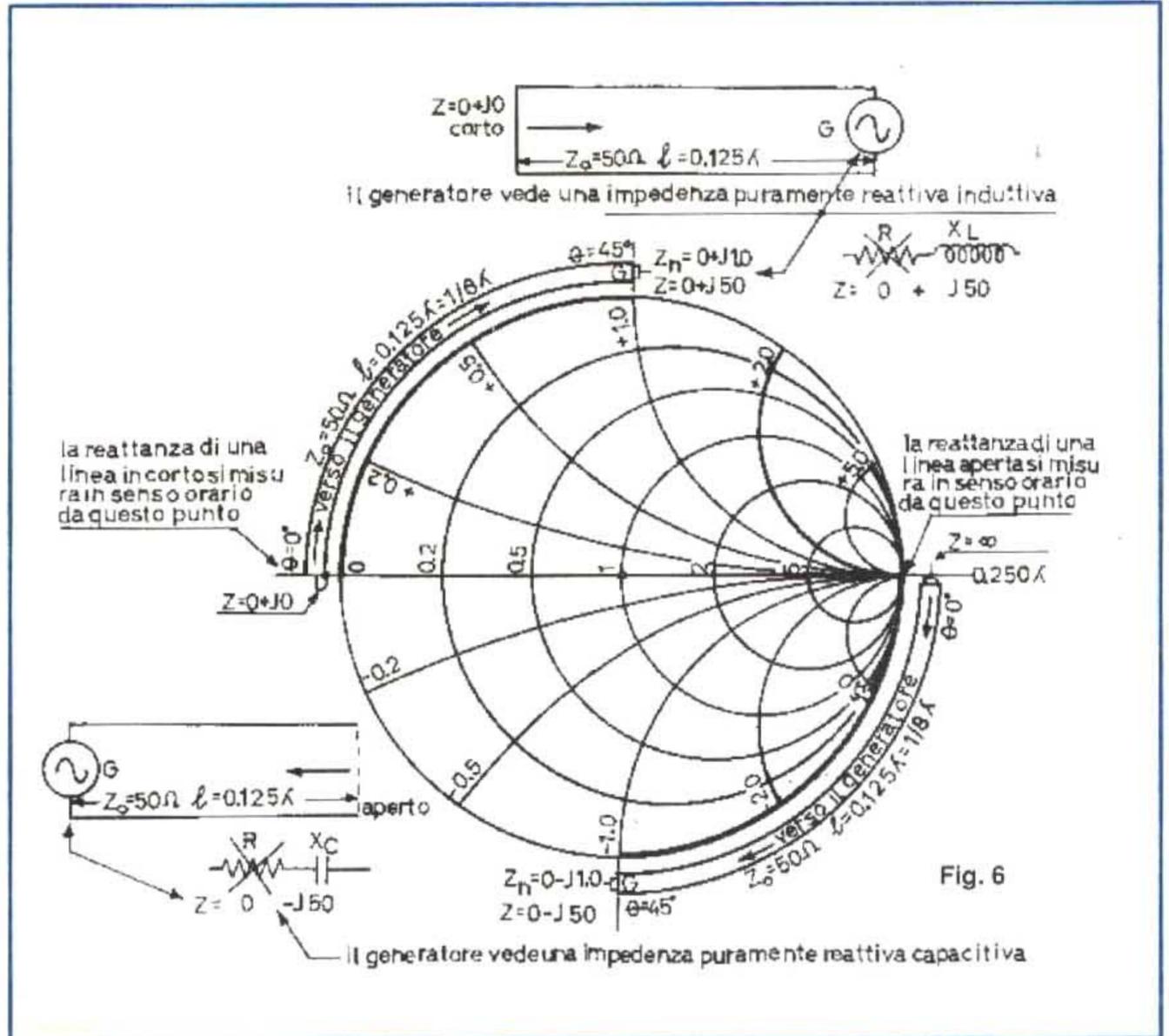


Fig. 6

mata sia in parte resistiva che reattiva lungo tutta la linea. Questi infiniti valori di impedenza  $R \pm jX$  sono tutti sul cerchio del ROS e si ripetono uguali a ogni mezza lunghezza d'onda mentre il ROS resta costante comunque spostando il rosmetro sulla linea, allungando o accorciando il cavo, eccezion fatta per gli effetti delle attenuazioni. Come si vede anche da questo esempio banale, muovere i primi passi sulla carta di Smith è molto facile, anche se in seguito il camminarci diverrà più difficile ma più divertente e motivante come il fare una partita a scacchi con se stessi.

Ciò vale sia sulla carta vera e propria che su un programma al PC che simula la carta e rende le operazioni più veloci ma lascia sempre la vincita della partita al giocatore perché l'obiettivo è sempre quello di arrivare al centro in 1, e nel modo più semplice e intelligente.

## Linee di trasmissione aperte e chiuse in corto (figg. 6 e 7)

Ovvero linee di trasmissione usate come elementi reattivi. Osserviamo la **fig. 6**.

Se prendiamo un tratto di cavo da  $Z_0=50 \Omega$  e lo chiudiamo in corto a un'estremo, lo abbiamo sistemato in pratica sul cerchio esterno della carta di Smith dove a sinistra, sull'asse reale, la parte resistiva dell'impedenza è zero.

Ciò è evidente avendo un corto impedenza zero.

Come si vede dalla carta, il punto di corto giace sull'asse reale, in cui anche le reattanze sono zero e quindi l'impedenza del corto si scrive  $Z=0+j0$ .

Se ora camminiamo sul cerchio esterno della carta, in ogni punto di questo la parte reale resistiva continuerà ad essere zero mentre variando la lunghezza del cavo, cambia solo la reattanza. Questa reattanza sarà induttiva  $+jX$  sopra l'asse reale e capacitiva  $-jX$  al disotto.

E' quindi evidente che in ogni punto della linea, troveremo solo delle impedenze puramente reattive di tipo  $Z=0+\pm jX$ .

Se nel caso specifico, la lunghezza del tronco in corto è  $0,125 \lambda$ , ovvero di lunghezza  $45^\circ$ , l'impedenza normalizzata che otteniamo all'estremo aperto della linea sarà data dalla intersezione fra il cerchio di parte reale zero e il cerchio di reattanza induttiva  $+j1,0$  e quindi sarà  $Z_n=0+j1,0$ .

L'impedenza denormalizzata moltiplicando tutto per 50 è  $Z=0+j50 \Omega$ .

Questa è l'impedenza che sarebbe vista da un generatore a cui si attacchi un tronco di linea lungo  $0,125 \lambda$ , pari a  $1/8 \lambda$  e chiuso in corto all'altro estremo.

Siccome l'impedenza è di  $50 \Omega$  puramente reattivi induttivi e giacché una reattanza non assorbe potenza, tutta la potenza erogata dal generatore torna indietro e il ROS è infinito.

Ciò è evidente in **fig. 7** dove si vede che la perpendicolare, tangente al cerchio esterno della carta, cade su  $ROS=\infty$ .

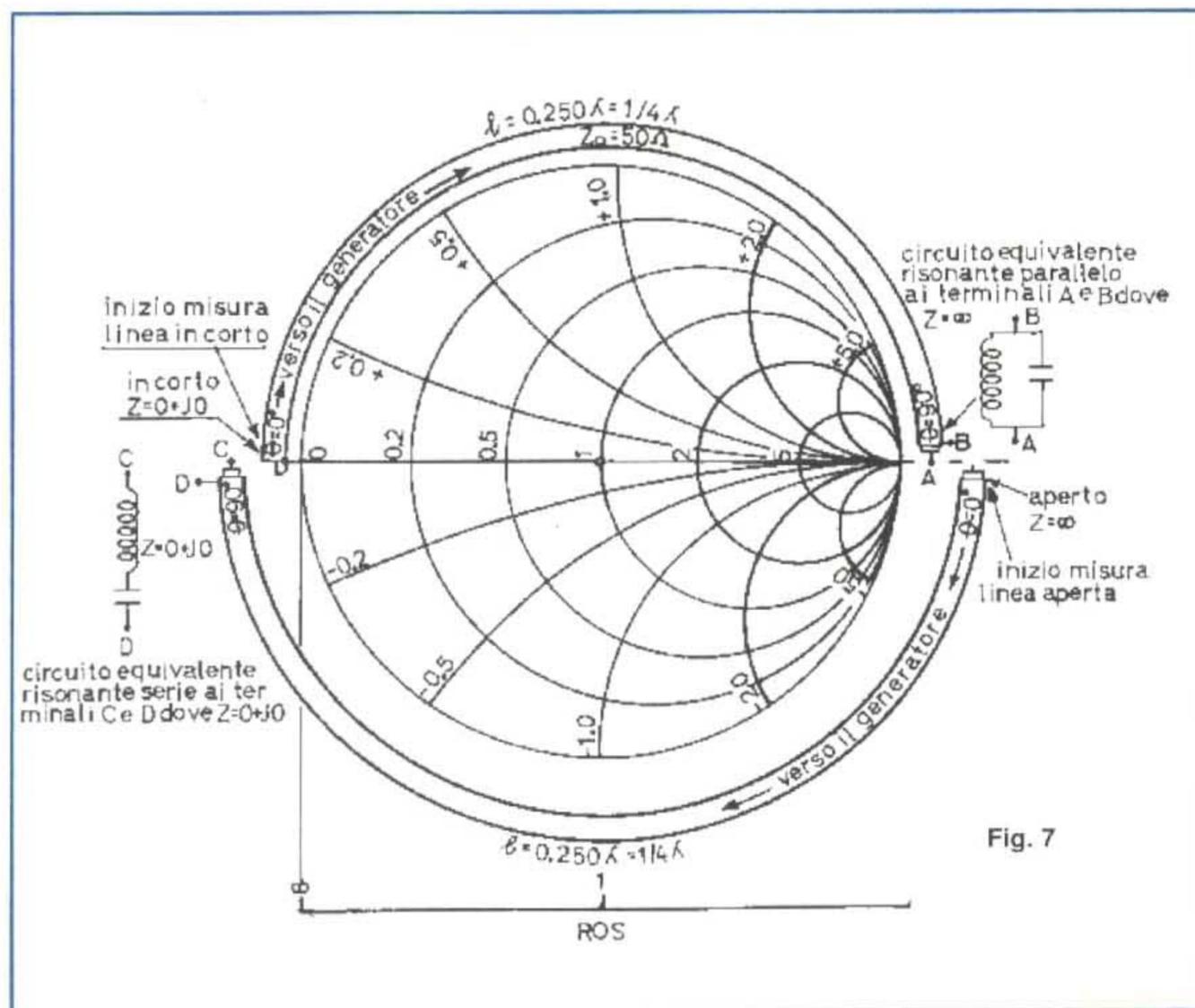


Fig. 7

Il circuito equivalente di questo tronco di linea è una induttanza la cui reattanza pura è  $X_L = 50 \Omega$ . Questo è il motivo per cui, nel disegno, il simbolo R della parte resistiva, considerando un circuito ideale, è stato cancellato.

Passando alla linea aperta da  $Z_0 = 50 \Omega$  di fig. 6, si vede che, partendo dall'asse reale a destra di impedenza infinita, e camminando verso il generatore in senso orario per  $0,125 \lambda$ , l'impedenza trovata all'estremo aperto opposto e vista da un generatore è  $Z = 0 - j50$ .

Anche in questo caso abbiamo a che fare con una impedenza puramente capacitiva,  $Z = 0 - j50$  la cui reattanza è  $50 \Omega$  e perciò questo tratto di linea aperta lungo  $1/8 \lambda$ , equivale a una capacità.

Passando ora a fig. 7, i concetti non cambiano, ma si vede che le linee sono lunghe  $0,250 \lambda$ , ossia un quarto d'onda.

Consideriamo il tratto chiuso in corto a un estremo dove  $Z = 0 + j0$ . Camminando verso il generatore per tutta la lunghezza, arrivando al circuito aperto troveremo l'intersezione fra l'asse reale di impedenza infinita e il cerchio di reattanza infinita, che nella carta non si vede in quanto è idealmente un punto.

Qui l'impedenza è infinita e questo tronco di linea equivale a un circuito risonante parallelo in cui le due reattanze, induttiva e capacitiva a risonanza, sono uguali.

Se ora camminiamo indietro, per  $0,125 \lambda$  verso il carico, a  $45^\circ$ , troveremo una impedenza normalizzata  $Z_n = 0 + j1$ , 0 che denormalizzata è  $Z = 0 + j50$ .

Questa è una impedenza puramente reattiva induttiva e si trova al centro della linea a  $45^\circ$  dal corto. Questo è l'unico punto in cui può esistere una reattanza da  $50 \Omega$ , ossia di valore numericamente uguale all'impedenza caratteristica  $Z_0$  del cavo.

Ma attenzione. Se ci attacchiamo in questo punto, quello che ci attacchiamo vedrà una impedenza puramente reattiva induttiva di  $Z = 0 + j50 \Omega$  e non una impedenza caratteristica del cavo da  $Z_0 = 50 \Omega$ .

La linea sottostante aperta ricalca lo stesso ragionamento con la variante che, partendo da linea aperta sull'asse reale a destra dove l'impedenza è infinita, e camminando in senso orario verso il generatore, alla fine della linea ci troveremo su cerchio di parte reale zero e cerchio di parte reattiva zero, ossia su  $Z = 0 + j0$  e quindi su un corto.

L'unico circuito con C ed L che rappresenta un corto è un circuito risonante serie, dove appunto le due reattanze, uguali e contrarie, si cancellano a vicenda, ed essendo il circuito ideale, e quindi senza R, la corrente è infinita. Se quindi ci attacchiamo il generatore, avremo potenza totale riflessa e ROS infinito.

Come vedremo, queste linee vengono usate come stub per realizzare sistemi di adattamento di impedenza.

## Conclusioni

Queste considerazioni servono per familiarizzarsi a ragionare sulle linee di trasmissione e con tutte le imprecisioni, errori ed omissioni, è auspicabile che aprano un

dialogo fra i Soci su questa materia così affascinante, affinché anche l'autore possa imparare qualcosa di più, e sbagliare di meno.

Continua

## Bibliografia

- 1) The ARRL Antenna Book: 15th Edition, Chapter 28, Smith Chart Calculations e Chapter 24 Transmission Lines.
- 2) The ARRL Handbook 1991: Chapter 2-22 Reactance and Impedance.
- 3) Reflections, Transmission Lines and Antennas: by M. Walter Maxell, W2DU. ARRL Catalog N° 2995
- 4) Antenna Impedance Matching: by Wilfred N. Caron. Published by the ARRL Cat. N° 2200
- 5) Note sull'accoppiamento di antenne: di Piero Moroni, I5TDJ. Radio Rivista 2/94
- 6) Esempio di impiego del ponte di impedenza: di Alessandro Galeazzi, I3GZI. Radio Rivista 1/77
- 7) Le Linee: di Gianfranco Verbana, I2VGO. Radio Rivista 5/93
- 8) The Smith Chart: an endangered species?: by Joseph F. Witte. Microwave Journal November 1979
- 9) An Inside Picture of Directional Wattmeters: by Warren B. Bruene, W0TTK. QST April 1959
- 10) Handbook of Coaxial Microwave Measurements: by David A. Gray. Gilbert Engineering, copyright 1968 by GenRad, Inc.
- 11) Impariamo a usare la carta di Smith: di Giuseppe Beltrami. CQ Elettronica 8/1974
- 12) Using Smith Diagrams: by Erich Stadler, DG7GK. VHF-Communications 1/84
- 13) My Feed Line Tunes My Antenna! by Byron Goodmann, W1DX. QST November 1991
- 14) Measuring Impedance with a Reflection-Coefficient Bridge: by Jack Priedigkeit, W6ZGN. QST March 1983
- 15) A Simple Approach to Antenna Impedances: by Jerry Hall, K1TD. QST March 1983
- 16) The Imperfect Antenna System and How it Works: by Stan Gibilisco, W1GV. QST July 1979
- 17) Another Look at Reflections, Part 7: by M. Walter Maxell W2DU/W8KHK. QST August 1976
- 18) What is your real standing wave ratio?: by John Battle, N4OE. QST Nov. 1979
- 19) Do You Need an Antenna Tuner?: by Steve Ford, WB8IMY. QST January 1994
- 20) Potenza incidente, riflessa, dissipata. di Piero Moroni, I5TDJ. Radio Rivista 3/80
- 21) Dagli abachi ai calcolatori tascabili: di Luciano Marzilli, I3MLU. Radio Rivista 9/97
- 22) Graphic Method for Calculating Z: by A. J. Harwood, G4HHZ. QEX May 1995
- 23) Microonde, di Giuseppe Dilda: Libreria Editrice Universitaria Levrotto & Bella. Torino

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

## La carta di Smith

Parte 2<sup>a</sup>

### Premessa

Nella puntata precedente, usando la carta di Smith, abbiamo visto che se un carico come un'antenna è disadattato rispetto alla linea che lo alimenta, camminando sul cerchio di ROS costante, lungo la linea di trasmissione si incontrano infinite impedenze  $Z=R\pm jX$  con parti resistive e reattive diverse in ogni punto del cerchio e quindi della linea.

Considerando per ora che la linea sia ideale, senza perdite, abbiamo toccato con mano che, facendo un giro completo del cerchio del ROS, ossia ad ogni mezza lunghezza d'onda dal carico, le impedenze lungo la linea si ripetono sempre uguali, e abbiamo anche visto che il ROS sulla linea, in ogni suo punto, resta costante.

In questa puntata ci proponiamo di fare un esercizio per adattare a un cavo di impedenza caratteristica  $Z_0=50\ \Omega$ , l'impedenza di un'antenna che alla sua frequenza di risonanza presenta impedenza  $Z=22+j0\ \Omega$  e che perciò determina sul cavo un  $ROS=50/22=2,27$  (fig. 1).

Su R.R. 2/98 abbiamo già visto che i tronchi di linea aperti o in corto a un'estremo, si comportano come impedenze di tipo puramente reattivo, che in funzione della loro lunghezza possono essere di tipo induttivo o capacitivo  $Z=0\pm jX$ . Questi tronchi di linea, chiamati "stub", che sono delle reattanze, vengono messi in parallelo alla linea e in ben determinati punti di questa, dove la reattanza dovuta al ROS del carico è uguale ma di segno contrario a quella propria dello stub.

Siccome la reattanza sulla linea e quella dello stub hanno uguale valore ma sono di segno contrario, la reattanza esistente in quel punto della linea viene cancellata ma, per ottenere l'adattamento di impedenza a  $Z=R+j0$ , dove  $R$  è uguale alla  $Z_0$  del cavo, lo stub deve essere messo in parallelo al cavo a una distanza ben precisa a partire dal carico e in un punto in cui la parte resistiva dell'impedenza sul cerchio del ROS è uguale all'impedenza caratteristica  $Z_0$  della linea.

Questo punto, dove attaccare lo stub sulla linea, si trova nell'intersezione fra il cerchio di parte reale che passa per il centro della carta e il cerchio del ROS. La carta di Smith permette di determinare graficamente, in frazioni di lunghezza d'onda elettrica, la distanza fra i morsetti di antenna e la posizione dello stub sulla linea. Determinato il punto

di attacco dello stub, se, per esempio, l'impedenza caratteristica del cavo è  $Z_0=50\ \Omega$ , e se lo stub ha reattanza uguale e contraria per cancellare quella introdotta dal ROS, l'impedenza vista dal generatore TX nel punto di attacco dello stub diverrà puramente resistiva  $Z=50+j0\ \Omega$ . Vedere fig. 1 in basso.

In queste condizioni, sul tratto di linea fra il TX e il punto di attacco dello stub, avremo  $ROS=1$ .

Nel restante tratto di linea, fra lo stub e l'antenna, resta lo stesso  $ROS=2,27$ , ossia quello che c'era in precedenza, e dovuto al disadattamento esistente fra  $Z$  antenna e  $Z_0$  del cavo.

Riassumendo, per adattare l'antenna al cavo, partendo dall'antenna, bisogna determinare il punto dove il cerchio del ROS interseca il cerchio di parte resistiva passante per il centro. Ciò serve a trovare la distanza dall'antenna dove attaccare lo stub in parallelo al cavo.

Successivamente, in funzione della reattanza  $+jX$  oppure  $-jX$  esistente in quel punto, e che dipende dall'entità del ROS e dalla natura del carico, occorre determinare la lunghezza dello stub e stabilire se questo deve essere chiuso in corto o aperto all'estremo opposto affinché fornisca una reattanza di valore uguale ma di segno contrario a quella esistente nel punto di attacco sulla linea.

Usando la carta di Smith, tutto ciò risulta molto più facile a fare che a dire.

Negli esercizi precedenti, abbiamo sempre camminato sul cerchio del ROS lungo la linea e quindi abbiamo usato la carta di Smith come "carta impedenze".

Quando sulla linea si incontra un tronco "stub" o un elemento circuitale che è in parallelo alla linea, bisogna passare da carta impedenze a "carta ammettenze".

Quando si supera lo stub e si ritorna a camminare sulla linea, bisogna ritornare a "carta impedenze".

Cosa è l'ammettenza che si scrive con  $Y$  e si misura in siemens? È semplicemente l'inverso dell'impedenza  $Z$  e sulla carta di Smith l'ammettenza si trova sempre sul cerchio del ROS, ma nel punto diametralmente opposto a quello dell'impedenza considerata. Questa conversione, che la carta di Smith esegue in modo semplicissimo, facilita enormemente tutti i calcoli.

Ogni volta che si trova un tronco in parallelo, per convertire impedenza in ammettenza, è molto facile e basta passare diametralmente sul cerchio del ROS dal punto impedenza fino a raggiungere il punto opposto del cerchio passando per il centro della carta.

Similmente, per passare da ammettenza ad impedenza e tornare a camminare lungo il cavo, bisogna passare diametralmente opposti sul cerchio del ROS, passando per il centro.

Quando si passa da impedenza ad ammettenza bisogna ricordare che la parte reale resistiva  $R$  dell'impedenza prende il nome di conduttanza, che si scrive con  $G$ . Di con-

seguenza i cerchi di parte reale resistiva  $R$  diventano cerchi di conduttanza  $G$ .

Le reattanze  $jX$  prendono il nome di suscettanze e si scrivono con  $JB$ , ma, cosa importante da non dimenticare, è che le suscettanze cambiano di segno rispetto alle rispettive reattanze.

In altre parole, i cerchi di parte reattiva induttiva  $+jX$ , che nell'impedenza  $Z$  si trovano sopra l'asse reale della carta, nell'ammettenza  $Y$  diventano cerchi di suscettanza capacitiva  $+JB$  mentre i cerchi di parte reattiva capacitiva  $-jX$  che nell'impedenza  $Z$  si trovano sotto l'asse reale della carta, nell'ammettenza  $Y$  diventano cerchi di suscettanza induttiva  $-JB$ .

In generale, una impedenza con reattanza induttiva si scrive  $Z=R+jX$  e la corrispondente ammettenza che ha suscettanza induttiva si scrive  $Y=G-jB$ . Queste indicazioni sono già scritte sulla carta di Smith, vera e propria che usiamo nei presenti esercizi e, tenendone conto, la carta può essere usata come si vuole, ossia, solo come carta impedenza, solo come carta ammettenza, o in modo misto, come carta impedenza e ammettenza, passando da una all'altra quando occorre, transitando diametralmente opposti sul cerchio del ROS passando per il centro.

La conversione da impedenza  $Z$  ad ammettenza  $Y$ , che la carta di Smith esegue in modo grafico così semplice ed elementare, facilita enormemente i calcoli in quanto, per eseguire un semplice adattamento di impedenza fra antenna e linea, la carta può essere usata da chiunque, anche da chi non conosce le formule da usare per mettere in parallelo due impedenze complesse come avviene usando gli stub.

Per esempio, siccome la carta di Smith converte direttamente le impedenze in ammettenze, l'ammettenza totale di due ammettenze messe in parallelo fra loro, ossia, quella sulla linea e quella dello stub, è semplicemente, come vedremo, la somma delle singole conduttanze  $G$  e delle singole suscettanze  $JB$  tenendo conto dei segni, e queste somme si fanno a mente.

Ciò fatto, per ritornare a carta impedenza basta attraversare semplicemente il cerchio del ROS. Senza scendere in eccessivi approfondimenti, che verranno da soli col tempo, l'unico modo per comprendere l'uso della carta di Smith e le semplici relazioni esistenti fra impedenza  $Z$  e ammettenza  $Y$  è cominciare col fare un semplice esercizio.

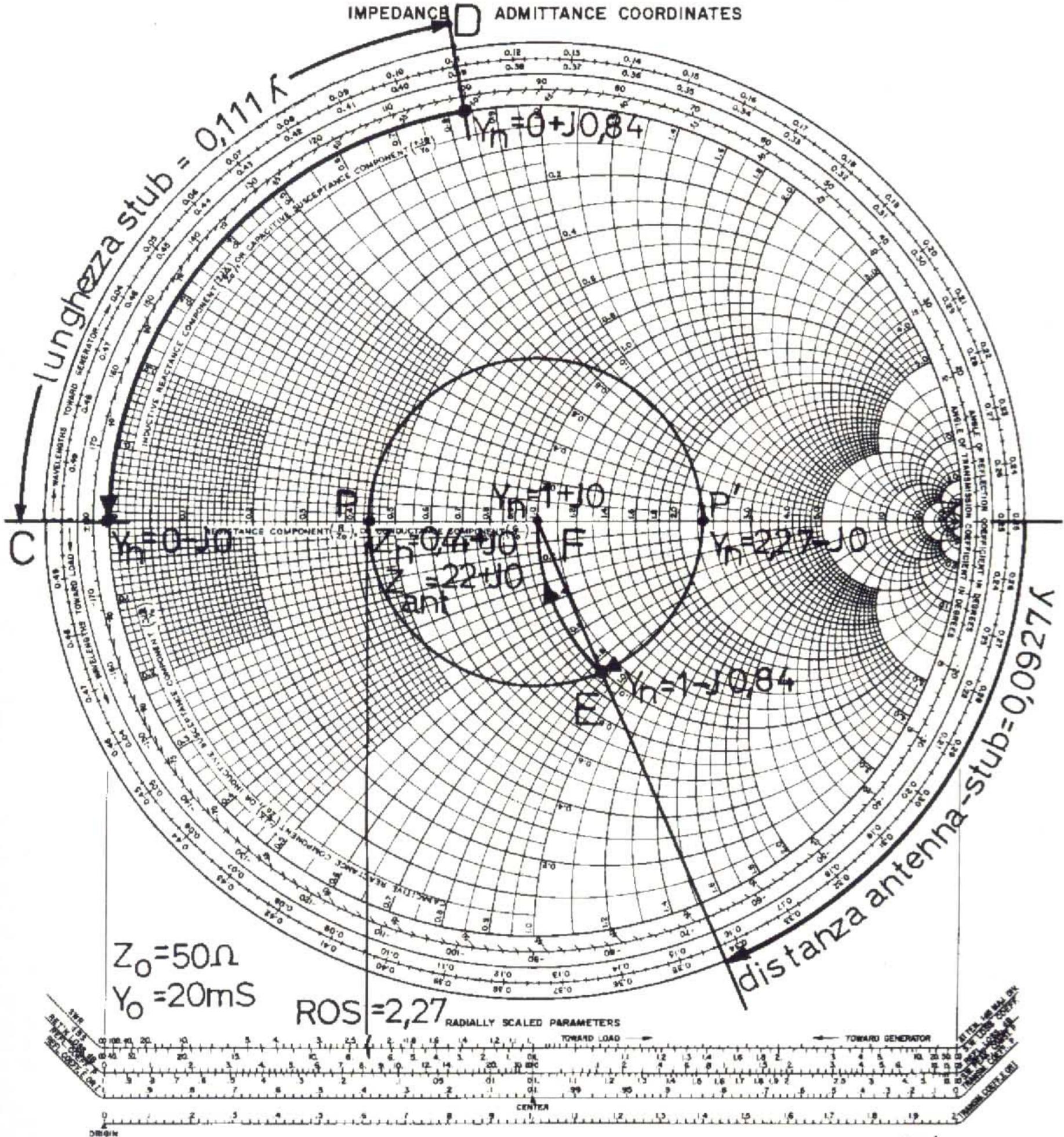
### Adattamento di impedenza con Stub (fig. 1)

Supponiamo di avere un'antenna che, misurata col ponte di impedenza, abbia a risonanza impedenza  $Z=22+j0\ \Omega$  e che il cavo a cui adattarla abbia  $Z_0=50\ \Omega$ .

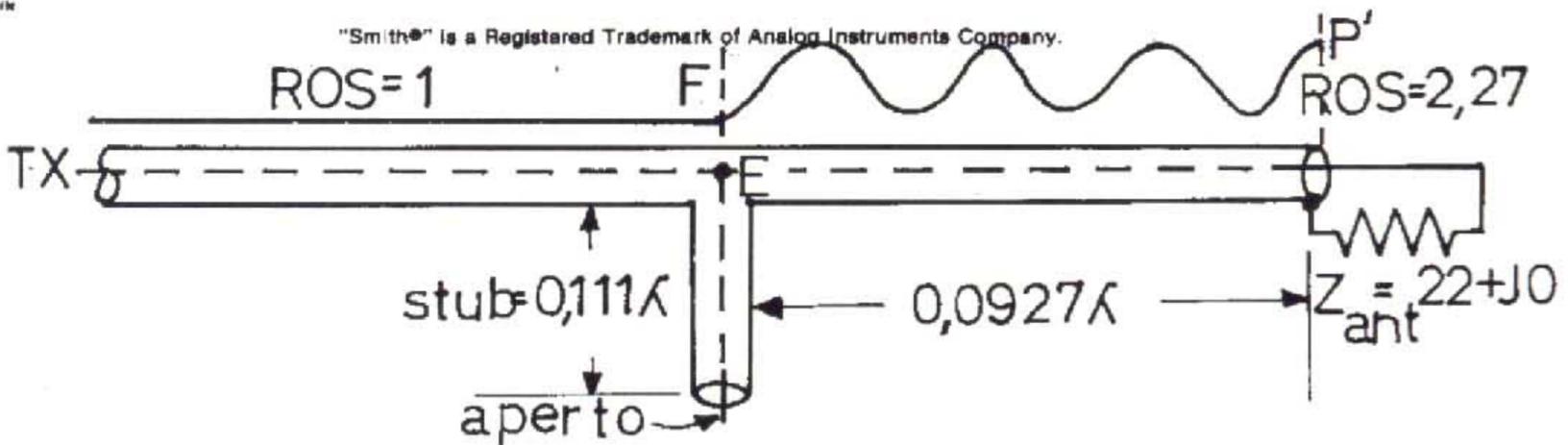
Anche se, alla frequenza di lavoro, l'antenna è risonante, il ROS è  $50/22=2,27$  e vogliamo adattarla al cavo in modo da avere  $ROS=1$ .

NAME <b>i8CVS</b>	TITLE <b>adattamento con stub</b>	DWG. NO <b>0</b>
SMITH® CHART FORM 82-BSPR (9-66)	ANALOG INSTRUMENTS COMPANY, NEW PROVIDENCE, N.J. 07974	DATE

IMPEDANCE  $\square$  ADMITTANCE COORDINATES



"Smith®" is a Registered Trademark of Analog Instruments Company.



Con riferimento alla carta di Smith in **fig. 1**, normalizziamo questa impedenza ai 50  $\Omega$  del cavo dividendola per 50.

L'impedenza normalizzata è  $Z_n=0,44+J0$  ed essendo puramente resistiva, l'abbiamo posizionata sull'asse reale della carta nel punto P in 0,44. Usando il compasso, con apertura fra il centro della carta e il punto P, tracciamo il cerchio di ROS costante.

Con lo stesso raggio di compasso, misuriamo il ROS sulla scala inferiore della carta che riporta i parametri scalati radialmente, ossia la scala in basso, a sinistra di **fig. 1**, marcata SWR. Il ROS risulta 2,27.

Passiamo ora da impedenza in P ad ammettenza attraversando il cerchio del ROS passando per il centro fino al punto diametralmente opposto in P'. L'ammettenza normalizzata che si legge sull'asse reale della carta è  $Y_n=2,27-J0$ .

Come si vede, anche l'inverso dell'impedenza  $Z_n$  ha lo stesso valore, ossia:

$$1/0,44 = 2,27$$

L'ammettenza dell'antenna in P', anziché trovarla graficamente, l'avremmo potuta anche calcolare con facilità. Siccome l'ammettenza è l'inverso dell'impedenza,  $1/22 \Omega$  è uguale a 0,0454 siemens.

Per normalizzare sulla carta questa ammettenza, basta moltiplicare conduttanza e suscettanza per  $Z_0$  della linea. Quindi  $Y_n=(0,0454 + J0) \times 50 = 2,27+J0$  che risulta anch'essa in corrispondenza del punto P' opposto a P.

Per determinare il punto di attacco dello stub, partiamo dal punto P', che è l'ammettenza di antenna, e girando sul cerchio del ROS in senso orario verso il generatore TX, dove dobbiamo andare, fermiamoci in corrispondenza del punto E che interseca il cerchio di conduttanza 1 che passa per il centro.

Partendo dal centro della carta, tracciamo una retta passante per E fino ad arrivare alla scala delle lunghezze d'onda verso il generatore (wavelengths toward generator), e ci troveremo in 0,343  $\lambda$ .

Siccome il punto di partenza P' è in 0,250  $\lambda$ , in realtà sul cerchio del ROS abbiamo percorso solo la differenza  $0,343-0,250=0,0927 \lambda$ . Questa è la distanza in lunghezze d'onda elettriche fino al punto in cui attaccare lo stub partendo dall'antenna.

Siccome parliamo genericamente di lunghezze d'onda, questi valori in frazioni di  $\lambda$  valgono per qualunque frequenza useremo in pratica.

Giacché il punto E interseca anche il cerchio di suscettanza induttiva  $-J0,84$ , l'ammettenza normalizzata nel punto E è  $Y_n=1-J0,84$ .

Come si vede da **fig. 1**, per passare dal punto E ed arrivare al centro della carta per ottenere ROS=1, bisogna percorrere l'arco di cerchio del ROS da E fino al centro in F.

E' evidente che per raggiungere il centro bisogna che il punto E si sovrapponga ad F sull'asse reale e ciò si ottiene cancellando la

suscettanza induttiva  $-J0,84$  presente sulla linea in E, mettendole in parallelo in quel punto uno stub che abbia suscettanza capacitiva di valore assoluto uguale, ma di segno contrario  $+J0,84$ . Per determinare la lunghezza dello stub e stabilire se questo deve essere aperto o in corto all'estremità opposta, andiamo a trovare il cerchio di suscettanza capacitiva  $+j0,84$  che si trova nel punto D e al disopra dell'asse reale della carta.

Siccome lo stub presenta solo suscettanza capacitiva e parte reale 0, dobbiamo lavorare sul cerchio esterno di parte reale 0 e dove nel punto D l'ammettenza normalizzata è  $Y_n=0+J0,84$ . Questa è l'ammettenza di ingresso dello stub ed è quella che verrà messa in parallelo a quella esistente nel punto E della linea per raggiungere il centro F.

La lunghezza dello stub e il tipo di carico al suo estremo opposto, si trova camminando in senso antiorario sulla scala delle lunghezze d'onda verso il carico, fino ad arrivare sull'asse reale resistenza/conduttanza in C dove l'ammettenza è  $Y_n=0-J0$ .

E' evidente che se l'ammettenza è 0, ci troviamo di fronte a un circuito con impedenza infinita e quindi lo stub deve rimanere aperto.

Per fare un paragone "simbolico" ma efficace, siccome lo stub è aperto, se potessimo guardarci dentro mettendo un occhio nella parte aperta, allora in fondo alla parte opposta da collegare alla linea vedremmo  $0+J0,84$ . Ovviamente l'occhio non lo "vede" ma il generatore TX lo "vede" e come.

Da D a C abbiamo percorso da 0,389 a 0,5  $\lambda$ , ossia  $0,5-0,389=0,111 \lambda$  e questa è la lunghezza elettrica dello stub che deve essere realizzato in cavo con  $Z_0=50 \Omega$  come la linea.

Se, ora, lo stub con ammettenza  $Y_n=0+J0,84$  viene messo in parallelo alla linea nel punto E, che dista 0,0927  $\lambda$  dall'antenna, e dove l'ammettenza normalizzata è  $Y_n=1-J0,84$ , l'ammettenza totale è la somma delle due e in essa le singole conduttanze e suscettanze si sommano algebricamente.

Quindi:  $1-J0,84 + J0,84 = 1+J0$  e, avendo cancellato le parti reattive, siamo arrivati al centro della carta dove ROS=1.

E' evidente che per passare da ammettenza a impedenza diametralmente per un punto, che per definizione è un ente geometrico che non occupa spazio, ci troveremo sempre al centro nello stesso punto dove  $Z_n=1+J0$ .

Denormalizzando a 50  $\Omega$ , moltiplicando per 50, otterremo  $Z=50+J0$ . Ciò significa che il tratto di linea compreso fra il TX e il punto di attacco dello stub è terminato su un carico puramente resistivo di 50  $\Omega$  che offre un adattamento perfetto con ROS=1.

Le lunghezze d'onda considerate in questo esempio sono "lunghezze d'onda elettriche" che si ottengono tenendo conto del fattore di velocità della linea usata.

Se per esempio la frequenza fosse 3,790 MHz, e usassimo cavo RG-213 con fattore di

velocità=0,66 avremmo:

$$\lambda = 300/3,790 = 79,155 \text{ m}$$

$$\lambda \text{ elettrici} = 79,155 \times 0,66 = 52,242 \text{ m}$$

$$\text{Distanza P'-F, antenna stub} =$$

$$= 52,242 \times 0,0927 = 4,84 \text{ m}$$

$$\text{Lunghezza stub aperto} =$$

$$= 52,242 \times 0,111 = 5,80 \text{ m.}$$

In questo esempio, lo scopo dello stub è quello di cancellare la suscettanza induttiva  $-J0,84$  esistente sulla linea nel punto di attacco dello stub.

A questo scopo, invece di usare un tronco di linea aperto di 0,111  $\lambda$  che fornisce suscettanza capacitiva  $+J0,84$ , si può usare un condensatore che fornisca la corrispondente reattanza capacitiva alla frequenza di lavoro.

A volte ciò può essere conveniente perché a frequenze non troppo basse, specie con stub aperti, l'uso di un condensatore variabile, in parallelo alla linea, al posto dello stub, permette di regolare esattamente la capacità fino ad avvicinarsi il più possibile a ROS=1.

Nel nostro caso, denormalizziamo la suscettanza capacitiva  $+J0,84$  dello stub dividendola per l'impedenza caratteristica  $Z_0=50 \Omega$  del cavo con cui è fatto lo stub e otterremo:  $0,84/50=0,0168$  siemens.

La reattanza capacitiva  $X_c$  dello stub è l'inverso, ossia  $1/0,0168=59,52 \Omega$  e quindi:

$$X_c = 1/6,28 \times f \times C$$

da cui si ricava

$$C = 1/6,28 \times f \times X_c \text{ e per } 3,790 \text{ MHz si ottiene:}$$

$$C = 1/6,28 \times 10^6 \times 3,790 \times 59,52 = 705 \text{ pF}$$

In questo caso, un condensatore variabile di capacità così elevata sarebbe poco conveniente da usare, anche perché supponendo solo una potenza di 300 W, la tensione efficace fra le armature è:

$$V = \sqrt{300 \times 50} = 122 \text{ V}$$

Il valore di picco sale a  $122 \times 1,41 = 173 \text{ V}$ , ma saliremo a 315 V di picco con potenza di 1000 W. I condensatori variabili surplus a più sezioni reperibili in commercio non raggiungono tale capacità e isolamento per cui è preferibile usare lo stub in cavo che fra l'altro ha perdite inferiori.

Tuttavia, in pratica, è preferibile misurare e contrassegnare la lunghezza teorica dello stub calcolato sulla carta, ma è bene tagliarlo un 5% più lungo e poi, controllando il ROS, accorciarlo, tagliandolo un po' alla volta col seghetto, controllando a ogni taglio se la convergenza a ROS=1 tende ad andare in corrispondenza della lunghezza calcolata.

La carta di Smith, oltre a permettere il dimensionamento di un adattamento di impedenza, permette di effettuare anche la verifica di sistemi di adattamento già esistenti, e in funzione delle lunghezze in  $\lambda$  degli elementi che li compongono si può stabilire se, alla frequenza nominale di lavoro, il disadattamento in ingresso e in uscita è nullo o meno, come vedremo nella prossima puntata.

(continua)

## Bibliografia

Riferirsi a quella in calce alla Parte 1ª su RR 2/98.

## La carta di Smith

### Premessa

Arrivati alla terza puntata siamo ormai in condizione di muoverci sulla carta di Smith in modo più spedito e quindi faremo degli esercizi più complessi, come il verificare le prestazioni di reti di adattamento di impedenza già esistenti.

Per leggere agevolmente il testo e guardare contemporaneamente la carta di Smith è consigliabile fare una fotocopia di **Fig. 1**.

Supponiamo di aver misurato l'impedenza di un'antenna che alla frequenza di risonanza di 3,790 MHz, ha  $Z=22+J0 \Omega$ .

Se collegassimo direttamente questa antenna al cavo di discesa, con impedenza caratteristica  $Z_0=50 \Omega$ , il ROS sarebbe  $50/22=2,27$ .

Per adattare l'impedenza di antenna alla linea di trasmissione e ottenere su questa  $ROS=1$ , o il più possibile prossimo a 1, è stato realizzato un "Universal Stub" che figura disegnato in alto a destra sulla carta di Smith di **Fig. 1**.

In questa rete, la linea di trasmissione da  $Z_0=50 \Omega$  che va al generatore TX è collegata all'ingresso 1 denominato Zinput.

Il connettore di antenna con  $Z=22+J0 \Omega$  a 3,790 MHz è collegato sull'uscita 2 denominata Zant.

L'impedenza di antenna, essendo puramente resistiva è stata raffigurata col simbolo di una resistenza.

### I termini del problema

Usando la carta di Smith, vogliamo verificare se chiudendo l'uscita 2 su  $Z=22+J0 \Omega$  e alimentando l'ingresso 1 col generatore a 3,790 MHz, il disadattamento in 1 risulta nullo.

Se il disadattamento risulterà nullo, inserendo un rosmetro su Zinput, dovremo misurare  $ROS=1$  sulla linea di trasmissione. Se invece il disadattamento non risulterà nullo, sulla linea avremo  $ROS>1$ .

### Procedura di verifica

Gli elementi noti sono l'impedenza di antenna misurata col ponte di impedenza e che risulta  $Z=22+J0 \Omega$ . Abbiamo tutte le lunghezze dei tronchi costituenti la rete di adattamento, il tipo di cavo di impedenza caratteristica  $Z_0=50$

$\Omega$ , il suo fattore di velocità  $V_f=0,66$  e la frequenza di lavoro pari a 3,790 MHz.

Questi dati sono riportati su **Fig. 1** in basso a sinistra.

Per fare la verifica immaginiamo che inizialmente la rete di adattamento non esista e che l'unico elemento disponibile sia l'antenna collegata al morsetto di uscita 2 Zant, e che qui si possa attaccare anche il generatore TX.

Per verificare la rete di adattamento, cominciamo a costruirla partendo dall'antenna attaccandoci, uno alla volta, tutti i tronchi che compongono la rete e osservando man mano, per ogni tronco aggiunto, tutti i valori di impedenza e di ROS che si incontrano sulla carta di Smith durante il percorso dall'antenna collegata in 2, fino alla linea sull'ingresso 1.

La verifica fornirà come risultato finale l'impedenza e il ROS che si hanno al morsetto di ingresso 1 Zinput dove è collegato il generatore TX.

Per prima cosa cominciamo a collegare in parallelo all'antenna il solo tronco lungo 3,61 metri che è chiuso in corto all'estremo opposto e giacché il tronco è in parallelo all'antenna, useremo la carta di Smith come carta ammettenza.

Successivamente, dovremo partire dal carico antenna in 2 e camminare in senso orario verso il generatore TX collegato in 1 percorrendo il tronco compreso fra 2 e 1, lungo 2,905 metri, ma essendo questo tronco in serie, dovremo passare prima da carta ammettenza a carta impedenza.

Arrivati finalmente all'ingresso in 1, bisognerà attaccarci in parallelo anche il tronco aperto lungo 6,51 metri.

Siccome il tronco aperto è in parallelo, dovremo passare di nuovo da carta impedenza a carta ammettenza.

A questo punto, avendo collegato fra loro tutti gli elementi componenti la rete di adattamento, il carico  $Z=22+J0 \Omega$ , collegato sul morsetto di uscita 2, farà vedere all'ingresso 1 del quadripolo l'impedenza incognita e il ROS sulla linea di trasmissione che ci proponiamo di determinare e verificare graficamente.

Se l'impedenza Zinput risulterà  $Z=50+J0 \Omega$  saremo arrivati al centro della carta, il disadattamento all'ingresso 1 sarà nullo, e

sulla linea di trasmissione da  $Z_0=50 \Omega$  collegata sull'ingresso 1, misureremo  $ROS=1$ .

Risulta evidente che aggiungendo all'antenna, uno per volta, i vari tronchi della rete, e andando verso il generatore a 3,790 MHz collegato in 1, potremo verificare sulla carta di Smith cosa avviene in ogni ramo della rete e potremo conoscere nel suo interno tutti i valori di impedenza e di ROS che si hanno partendo dalla porta 2 fino ad arrivare alla porta 1 del quadripolo.

Le perdite nella rete di adattamento risultano tanto minori per quanto, nel progetto del quadripolo stesso, si riesce a tenere basso il ROS nei vari tronchi che lo costituiscono.

### Esecuzione della verifica

Con riferimento a **Fig. 1** normalizziamo l'impedenza di antenna  $Z=22+J0$  all'impedenza  $Z_0=50 \Omega$ , con cui è fatta sia la rete che la linea, dividendo tutto per 50 e otterremo  $Z_n=0,44+J0$ .

Posizioniamo questa impedenza puramente resistiva nel punto P che si trova a sinistra sull'asse reale della carta in corrispondenza di 0,44.

Ora dobbiamo mettere in parallelo all'antenna il tronco in corto che è lungo 3,61 metri e quindi passiamo da carta impedenza in P a carta ammettenza sul punto diametralmente opposto P', dove l'ammettenza normalizzata dell'antenna risulta  $Y_n=2,27+J0$ , e infatti  $1/0,44=2,27$ .

Per mettere in parallelo a  $Y_n=2,27+J0$  la suscettanza data dal tronco di linea in corto lungo 3,61 metri, pari a  $0,069 \lambda$  a 3,790 MHz, bisogna determinare graficamente la natura e il valore di tale suscettanza.

Siccome il tronco è in corto a un estremo, partiamo da suscettanza infinita in A e camminiamo sul cerchio esterno della carta dove la conduttanza è  $G=0$  e giriamo in senso orario verso il generatore per  $0,069 \lambda$ .

Giacché il punto A si trova a  $0,250 \lambda$  verso il generatore, aggiungendovi  $0,069 \lambda$ , si arriva a  $0,319 \lambda$  nel punto B.

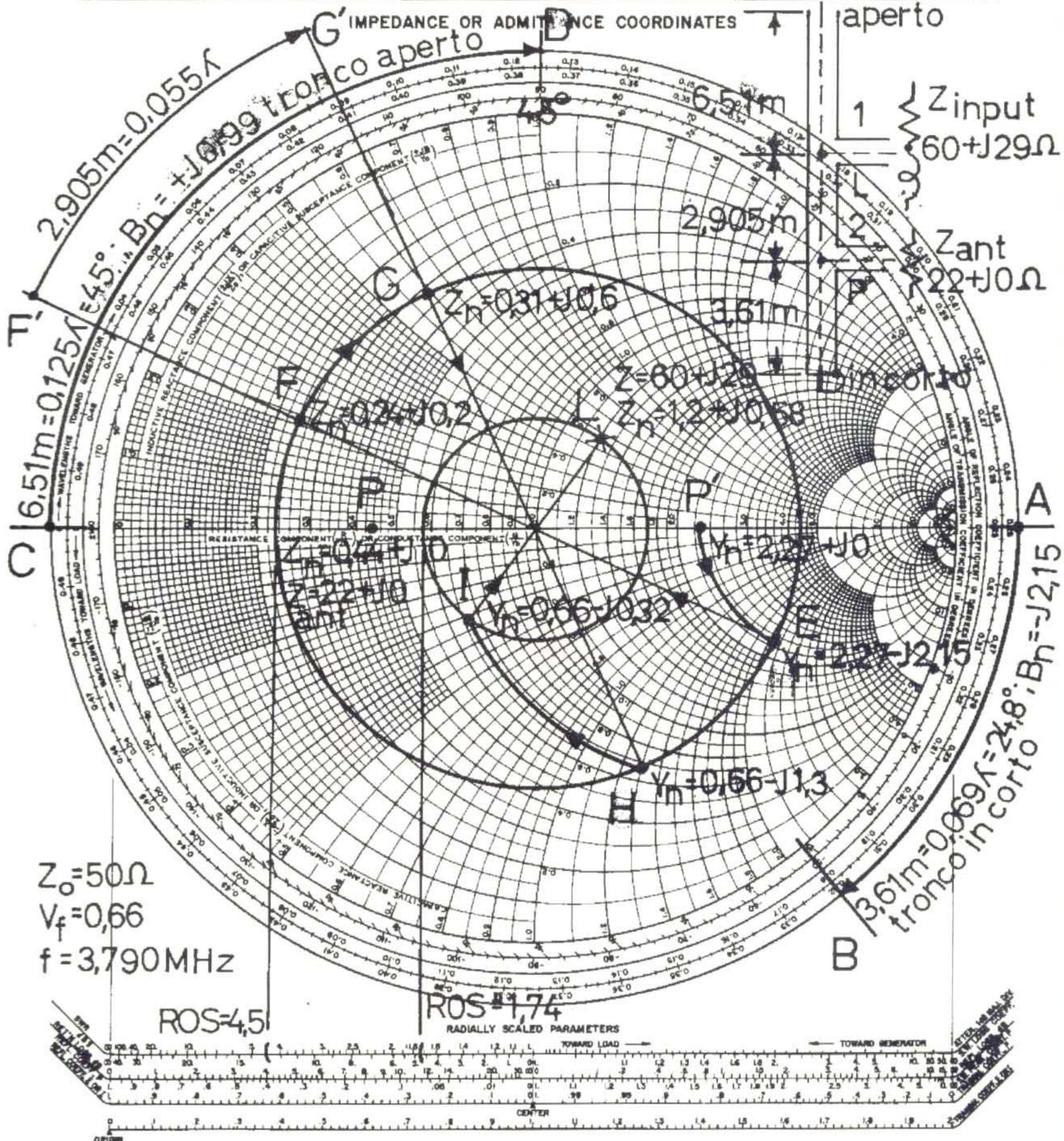
Sul cerchio esterno della carta e in corrispondenza di B, troviamo il cerchio di suscettanza induttiva normalizzata  $B_n=-J2,15$ .

Sommiamo questa suscettanza induttiva all'ammettenza di antenna e otteniamo la nuova ammettenza normalizzata  $Y_n=(2,27+J0)+(0-J2,15)=2,27-J2,15$  che si trova nel punto E della carta.

Come si vede, il conto è facile e si può fare a mente. Inoltre trovare il punto E sulla carta, equivale ad aver percorso l'arco di conduttanza costante normalizzata  $G_n=2,27$  camminando da P' fino ad E dove si interseca l'arco di suscettanza induttiva  $-J2,15$ .

Ora, in pratica, la situazione è come avere un connettore a T a cui sono collegati tutti

NAME: i8CVS	TITLE: determinare Z ingresso	DWG. NO: 1
SMITH® CHART FORM 82-BSPR (9-88) ANALOG INSTRUMENTS COMPANY, NEW PROVIDENCE, N.J. 07874		DATE:



"Smith®" is a Registered Trademark of Analog Instruments Company.

A MEGA-CHART

insieme, l'antenna, il generatore TX e anche il tronco lungo 3,61 metri che è in corto all'estremo opposto e che resta lì appeso.

Se, in queste condizioni, alimentiamo il generatore TX a 3,790 MHz, alla sua uscita avremo del ROS. Determinare graficamente questo ROS sulla carta di Smith è molto facile.

Usando il compasso, con apertura fra il centro della carta e il punto E, tracciamo il cerchio di ROS costante.

Sempre sulla carta di Smith, usando la stessa apertura di compasso, misuriamo il ROS sulla scala SWR dei parametri scalati radialmente che si trova in basso.

Mettendo il compasso sul centro 1 della scala, e marcando la sua apertura alla sinistra, troveremo  $ROS=4,5$ .

Successivamente, per camminare dal connettore di antenna 2 fino al connettore del TX in 1, bisogna percorrere il tronco in serie lungo 2,905 metri pari a  $0,055 \lambda$ , e prima di farlo, occorre passare da carta ammettenza in E a carta impedenza in F passando diametralmente opposti per il centro del cerchio del ROS.

In F l'impedenza normalizzata è  $Z_n=0,24+J0,2$  e se moltiplichiamo tutto per 50 troviamo che in F c'è un'impedenza  $Z=12+J10 \Omega$ .

Questa è l'impedenza a cui è stata trasformata quella dell'antenna  $22+J0 \Omega$ , attaccandoci in parallelo ai suoi morsetti il tratto di linea in corto lungo 3,61 metri.

Per andare dal punto F fino all'ingresso 1, bisogna camminare in senso orario sul cerchio del ROS verso il generatore per 2,905 metri, che è la lunghezza del tronco di linea pari a  $0,055 \lambda$  a 3,790 MHz. Ciò è semplice.

Partendo dal centro della carta tracciamo una retta passante per F fino ad arrivare a F'.

Questa retta interseca la scala delle lunghezze d'onda verso il generatore (wavelengths toward generator) in corrispondenza di  $0,034 \lambda$ . Sommando a questo valore gli  $0,055 \lambda$  del tronco lungo 2,905 metri, ci troveremo in  $0,089 \lambda$  verso il generatore ed esattamente nel punto G'.

Tracciamo ora una retta che va da G' fino al centro della carta. Intersecheremo finalmente il cerchio del ROS in G dove si trova l'impedenza normalizzata  $Z_n=0,31+J0,6$ .

Se denormalizziamo questa impedenza, moltiplicando tutto per 50, otterremo che nel punto G l'impedenza è  $Z=15,5+J30 \Omega$ .

Questa è l'impedenza vista dal generatore collegato nel punto 1 della rete dove si attacca la linea di alimentazione da  $Z_0=50 \Omega$  ma senza averci messo ancora in parallelo il tronco di linea aperto lungo 6,51 metri.

Ovviamente, in queste condizioni, alimentando l'antenna a 3,790 MHz in 1, il ROS

sulla linea sarà sempre 4,5 trovandosi questa nuova impedenza sempre sullo stesso cerchio di ROS costante.

Qui conviene aprire una parentesi che non c'entra con l'esercizio ma è utile fare qualche riflessione, giacché in presenza di ROS, dopo aver allungato il cavo di 2,905 metri e l'aver trovato lo stesso  $ROS=4,5$  potrebbe sorprendere qualche lettore.

Molti OM sono abituati a visualizzare che in presenza di ROS, a causa delle onde stazionarie, allungando o accorciando la linea, il rosmetro venga a trovarsi in punti sempre diversi rispetto a ventri e nodi di tensione dell'onda stazionaria e per questo motivo il rosmetro debba misurare ogni volta dei valori diversi di ROS.

Giacché molti OM credono che il rosmetro senta la tensione dell'onda stazionaria, avendo percorso 2,905 metri in più, si sarebbero aspettati di trovare e misurare un ROS diverso da 4,5 nel punto G.

Fortunatamente, anche da questa verifica risulta in modo inequivocabile che anche allungando il cavo, supposto senza perdite, il ROS sulla linea resta costante.

Ciò è evidente perché lungo tutto il cerchio del ROS, che rappresenta mezza lunghezza d'onda di linea, ci sono infiniti punti con impedenze differenti, ma ognuna di queste determina sempre lo stesso ROS delle altre.

Ciò dimostra che non è vero che le misure esatte di ROS vanno fatte inserendo il rosmetro in punti distanti mezza lunghezza d'onda elettrica dal carico, con lo scopo di inserire il rosmetro in punti nei quali l'impedenza dell'antenna si ripete sempre uguale.

Accorciando o allungando la linea supposta ideale e correttamente terminata, anche se disadattata, il ROS non cambia, e non cambia perché gli accoppiatori direzionali dei rosmetri, degni di questo nome, non sono sensibili alla tensione totale o corrente totale dell'onda stazionaria sulla linea.

Qualcuno osserverà che però in pratica, accorciando o allungando la linea, talvolta capita di vedere ROS diversi.

Ciò è vero, ma la colpa non è del rosmetro, che per misurare il ROS non misura direttamente l'onda stazionaria, ma soltanto le sue componenti che sono la potenza incidente  $P_i$  e quella riflessa  $P_r$ .

In realtà, gli accoppiatori direzionali, e perciò si chiamano direzionali, misurano indipendentemente una dall'altra  $P_i$  e  $P_r$  ma non la loro somma vettoriale che genera l'onda stazionaria.

Questa misura direzionale di  $P_i$  e  $P_r$  è possibile perché la potenza incidente  $P_i$ , non conoscendo mai la natura del carico che incontrerà al termine della linea, vede sempre e soltanto la  $Z_0$  del cavo pari a  $50 \Omega$ , e

quindi  $P_i$  ha sempre tensione e corrente in fase fra loro **in ogni punto della linea**.

Viceversa, la potenza riflessa  $P_r$ , qualunque sia la natura del carico e l'entità del disadattamento e in conseguenza del ROS, ha sempre tensione e corrente sfasate fra loro di 180 gradi, **in ogni punto della linea**.

Questa differenziazione di fase fra  $P_i$  e  $P_r$  è la proprietà fisica che rende possibile all'accoppiatore direzionale di separare fra loro la  $P_i$  dalla  $P_r$  e misurarle separatamente **in ogni punto della linea**.

Siccome il rosmetro fa la misura sulle potenze  $P_i$  e  $P_r$ , è impensabile che sulla linea ci siano punti in cui il ROS cambia perché la potenza prima diminuisce e poi riammenta. Se così fosse non sarebbe più valido il principio di conservazione dell'energia, il che è assurdo.

Va detto inoltre che in corrente alternata la potenza attiva è  $W=VI \cos \phi$  e nella potenza riflessa  $V$  ed  $I$  sono **sempre** sfasate di  $180^\circ$  fra loro.

Siccome  $\cos 180^\circ = -1$ , molti OM credono erroneamente che a causa del segno meno la potenza riflessa  $P_r$  che ne risulta non sia potenza attiva.

Alcuni pensano addirittura che sia potenza swattata, anche se swattata è un termine improprio per chiamare la potenza reattiva che non produce lavoro.

Anche questa credenza è inesatta perché in corrente alternata la potenza reattiva si misura in voltampere reattivi  $VAR=VI \sin \phi$ .

Siccome  $\sin 180^\circ = 0$ , ne consegue che anche  $VAR=0$  e quindi, nella potenza riflessa  $P_r$ , la potenza reattiva o swattata è nulla.

Da ciò si deduce che  $P_r$  è una potenza attiva in cui il segno meno indica soltanto che la potenza riflessa circola in senso contrario alla potenza incidente, e circola cioè dal carico disadattato verso il generatore, proprio come se il carico disadattato fosse un altro generatore che manda potenza attiva in senso contrario alla potenza erogata dal TX.

Che la potenza riflessa  $P_r$  è potenza attiva è dimostrato anche dal fatto che questa potenza fa muovere l'indice del rosmetro e quando è elevata brucia gli strumenti, e fino a prova contraria non si è mai visto compiere un lavoro a una potenza swattata.

Conclusa la necessaria divagazione, torniamo alla carta di Smith, dove si vede che per finire la verifica basta aggiungere in parallelo all'ingresso 1 il tronco di linea aperto lungo 6,51 metri.

Per fare ciò bisogna passare prima da impedenza del punto G alla rispettiva ammettenza che si trova sul cerchio del ROS, diametralmente opposta a G nel punto H, dove si legge che l'ammettenza normalizzata è  $Y_n=0,66-J1,3$ .

Per fare la somma delle ammettenze dobbiamo vedere quanto vale la suscettan-

## Teoria

za relativa al tronco di linea aperto lungo 6,51 metri, pari a circa  $0,125 \lambda$  o 45 gradi a 3,790 MHz.

Partiamo da suscettanza zero o linea aperta che si trova nel punto C sull'asse reale della carta ammettenza.

Per corriamo  $0,125 \lambda$  sul cerchio esterno della carta, camminando in senso orario sulla scala delle lunghezze d'onda verso il generatore fino ad arrivare al punto D dove incontriamo il cerchio di suscettanza capacitiva normalizzata del tronco che risulta  $B_n = +j0,99$  e in pratica  $+j1$ .

Questa suscettanza capacitiva, che ha segno più, va sommata algebricamente alla suscettanza induttiva normalizzata  $B_n = -j1,3$  che ha segno meno e che si trova nell'ammettenza del punto H.

Lo scopo finale dell'adattamento di impedenza è ovviamente quello di cancellare le due suscettanze  $-B$  e  $+B$ , il che avviene con la somma algebrica se queste suscettanze sono di valore uguale e segno contrario.

Nel contempo bisogna dimensionare la rete facendo in modo che anche la conduttanza  $G$ , che è la parte reale dell'ammettenza, cada al centro della carta in 1 in modo che sia  $Y_n = 1 + j0$ .

Se ciò avviene, la rete è dimensionata in modo da ottenere un perfetto adattamento di impedenza e infatti, se  $Y_n = 1 + j0$ , siamo arrivati al centro della carta e quindi sulla linea di trasmissione avremo  $ROS = 1$ .

Nel nostro caso la somma algebrica della suscettanza induttiva  $-j1,3$  nel punto H con quella capacitiva  $+j0,99$  del tronco aperto danno:  $-j1,3 + (+j0,99) = -j0,32$ .

Partiamo ora dal punto H e camminiamo sul cerchio di conduttanza costante  $G = 0,66$ ,

ma fermiamoci nell'intersezione che questo cerchio di parte reale fa col cerchio di suscettanza induttiva  $-j0,32$  e ci troveremo nel punto I dove l'ammettenza normalizzata risulta  $Y_n = 0,66 - j0,32$ .

Col compasso centrato in 1 al centro della carta e raggio in I, tracciamo il cerchio del ROS costante, che misurato sulla scala SWR dei parametri scalati radialmente nella parte inferiore di **fig. 1**, risulta  $ROS = 1,74$ .

Siccome non abbiamo altri elementi da aggiungere alla rete, passiamo da ammettenza del punto I alla rispettiva impedenza normalizzata passando diametralmente nel punto L dove  $Z_n = 1,2 + j0,58$ .

Denormalizzando questa impedenza, moltiplicando tutto per i  $50 \Omega$  della  $Z_0$  del cavo, la verifica mostra che l'impedenza della rete di adattamento nel punto di attacco del generatore TX è  $Z = 60 + j29 \Omega$ , anziché  $50 + j0 \Omega$  come voluto.

Questa impedenza con parte reattiva induttiva è raffigurata all'ingresso 1 della rete come una parte reale resistiva di  $60 \Omega$  con in serie una parte reattiva induttiva  $+j29 \Omega$  rappresentata da una induttanza.

Questa è l'impedenza finale che vede il generatore quando la rete è chiusa in 2 su un carico puramente resistivo di  $Z = 22 + j0 \Omega$  a 3,790 MHz e che dà luogo a  $ROS = 1,74$  sulla linea di trasmissione.

### Conclusione

Se la rete di adattamento fosse stata dimensionata esattamente per adattare un'antenna con  $Z = 22 + j0$  a 3,790 MHz con una linea di trasmissione da  $Z_0 = 50 \Omega$ , facen-

do la verifica saremmo dovuti arrivare al centro della carta dove  $Z = 50 + j0 \Omega$ .

Siccome siamo arrivati su  $Z = 60 + j29 \Omega$ , siamo fuori bersaglio e invece di  $ROS = 1$  abbiamo ottenuto  $ROS = 1,74$ .

Per ottenere  $ROS = 1,74$  abbiamo realizzato una rete di adattamento nel cui interno c'è  $ROS = 4,5$ , il che è fonte di perdite tanto maggiori quanto più grande è l'attenuazione propria a  $ROS = 1$  del cavo usato.

Senza usare la rete di adattamento e collegando direttamente l'antenna alla linea di trasmissione da  $Z_0 = 50 \Omega$ , il ROS sulla linea sarebbe stato  $50/22 = 2,27$ . Sarebbe da verificare se ciò avrebbe comportato perdite minori.

Naturalmente non è detto che la rete di adattamento non funzioni, e dato che le reti passive sono bidirezionali, ci sarà pure un'impedenza complessa di carico  $Z = R + jX$  incognita, che chiusa in 2, quando il generatore a 3,790 MHz è collegato in 1, dia disadattamento nullo all'ingresso e  $ROS = 1$  sulla linea.

Ciò è quanto la carta di Smith permette di verificare e che vedremo alla prossima puntata.

Con l'occasione ringrazio gli amici Giorgio, IW3AFT e Orlando, IN3KIZ della Sezione ARI di Bolzano per avermi inviato molto materiale bibliografico anche inedito sulla carta di Smith, che è stato molto utile per approfondire questa analisi.

*(continua)*

### Bibliografia

Riferirsi a quella in calce alla Parte 1<sup>a</sup> su RR 2/98  
Antenne, linee e propagazione, di Nerio Neri I4NE, volume 1<sup>o</sup>, appendice pagg. 221-241.

## La carta di Smith

### Premessa

Nella 3<sup>a</sup> puntata di RR 4/98 a pag. 31, avevamo fatto la verifica di un "universal stub" che era stato progettato per adattare a una linea di trasmissione da  $Z_0=50 \Omega$  un carico rappresentato da un'antenna per 3,790 MHz, la cui impedenza misurata col ponte risultava  $Z=22+j0 \Omega$ .

La verifica con la carta di Smith di pag. 32 aveva determinato che collegando l'antenna sull'uscita 2 dell'universal stub il disadattamento sull'ingresso 1  $Z_{input}$  non era nullo in quanto l'impedenza vista dal generatore era  $Z=60+j29 \Omega$  anziché  $Z=50+j0 \Omega$  come avrebbe dovuto essere, e pertanto sulla linea di trasmissione avevamo  $ROS=1,74$  anziché 1.

La conclusione a cui giungemmo era che l'universal stub non era dimensionato per adattare un carico  $Z=22+j0 \Omega$  a una linea da  $Z_0=50 \Omega$ .

Siccome ogni rete di adattamento è reversibile, ora ci proponiamo di fare un altro utile esercizio con la carta di Smith, ossia di procedere alla rovescia e fare una successiva verifica che ci permetta di trovare l'impedenza incognita  $Z=R+jX$  di quell'antenna, che alimentata a 3,790 MHz con lo stesso universal stub, determina disadattamento nullo all'ingresso e quindi  $ROS=1$  sulla linea di trasmissione.

### I termini del problema

**Ipotesi** • Abbiamo collegato un generatore, TX a 3,790 MHz, sull'ingresso 1  $Z_{input}$  dell'universal stub disegnato, in alto a destra sulla carta di Smith in **fig. 2** e, inserendo un rosmetro fra TX e ingresso 1, misuriamo  $ROS=1$ .

Oltre al ROS, gli elementi noti sono le lunghezze dei tronchi costituenti la rete di adattamento, che sono fatti in cavo coassiale di impedenza caratteristica  $Z_0=50 \Omega$ , conosciamo il fattore di velocità  $V_f=0,66$  del cavo e la frequenza di lavoro pari a 3,790 MHz. Anche questi dati sono riportati in **fig. 2**

**Tesi** • Usando la carta di Smith ci proponiamo di trovare l'impedenza dell'antenna che, alimentata a 3,790 MHz, usando questa rete di adattamento, determina  $ROS=1$  sulla linea di trasmissione.

**Osservazioni** • Se l'impedenza incognita dell'antenna risulterà  $Z_{ant}=R+j0$ , ossia sen-

za parti reattive, l'antenna sarà risonante a 3,790 MHz anche se la parte reale R dell'impedenza fosse diversa da  $50 \Omega$ .

Se l'impedenza dell'antenna risulterà  $Z_{ant}=R+jX$ , ossia con parte reattiva induttiva oppure capacitiva, l'antenna non sarà risonante neppure se la parte reale R dell'impedenza dovesse risultare casualmente  $50 \Omega$ .

Più esattamente, se dovesse risultare che  $Z_{ant}=R+jX$ , allora la reattanza dell'antenna sarebbe induttiva e quindi l'antenna sarebbe più lunga di quanto occorre per essere risonante a 3,790 MHz.

Al contrario, se dovesse risultare che  $Z_{ant}=R-jX$ , allora la reattanza sarebbe capacitiva e l'antenna sarebbe troppo corta per risonare a 3,790 MHz.

Partendo da  $ROS=1$  su  $Z_{input}$  e conoscendo le dimensioni della rete, la carta di Smith ci permette di fare questa verifica in modo semplicissimo e consente di determinare graficamente la parte reale R dell'impedenza e in modo univoco la natura e l'entità della sua parte reattiva  $\pm jX$ .

### Procedura di verifica

Abbiamo misurato  $ROS=1$  sull'ingresso 1 della rete e quindi l'impedenza vista dal TX è  $50 \Omega$  puramente resistivi. Per questo motivo Z è stata indicata col simbolo di una resistenza in quanto nel punto 1 il generatore a 3,790 MHz vede  $Z=50+j0 \Omega$ .

Indichiamo il punto 1 della rete con P' e mettiamolo al centro della carta di Smith dove appunto  $ROS=1$ .

Tenendo acceso il generatore TX in 1, dobbiamo cominciare, per così dire, a "smontare" l'universal stub, togliendo un pezzo alla volta tutti i suoi tronchi componenti.

Quando si tolgono elementi circuitali a una rete, bisogna camminare sulla carta di Smith in senso antiorario, andando dal generatore TX verso il carico antenna, determinando ogni volta i valori di impedenza e di ROS che si vedono sull'ingresso 1 con ciascun tronco in meno.

Avendo ipotizzato che il disadattamento in ingresso 1 è nullo, dopo aver tolto tutti gli elementi della rete, troveremo l'impedenza complessa di quell'antenna che ci interessa e che determina sulla linea di trasmissione  $ROS=1$  a 3,790 MHz. Partiamo dall'ingresso  $Z_{ant}$  in 1, e per prima cosa togliamo alla rete

di adattamento il tronco aperto lungo 6,51 m e siccome questo è in parallelo all'ingresso 1 bisogna partire dal centro della carta in P' usandola come carta ammettenza.

Ovviamente, staccando il tronco aperto e restando la rete incompleta, la carta di Smith ci farà vedere un certo ROS sull'ingresso 1.

Staccato il tronco aperto, bisogna camminare verso il carico antenna girando in senso antiorario sul cerchio del ROS percorrendo il tratto di cavo lungo 2,905 m che va dall'ingresso 1, dov'è collegato il generatore, fino all'uscita 2 dov'è collegata l'antenna.

Giacché il tratto che va dal punto 1 al punto 2 è in serie, bisogna camminare sul cerchio del ROS usando la carta di Smith come carta impedenza e quindi, prima di iniziare il percorso, occorre passare da carta ammettenza a carta impedenza.

Arrivati in 2 bisogna staccare il tronco in corto lungo 3,61 m e siccome questo è in parallelo, per staccarlo dobbiamo passare di nuovo da carta impedenza a carta ammettenza.

Ora tutti i tronchi dell'universal stub sono stati staccati e ci troveremo in un punto della carta che ci dà l'ammettenza dell'antenna che volevamo trovare e che determina disadattamento nullo sull'ingresso 1.

A questo punto, passando da carta ammettenza a carta impedenza, avremo risolto il problema determinando in modo grafico l'impedenza incognita dell'antenna che, alimentata a 3,790 MHz, viene adattata perfettamente da questa rete e determina  $ROS=1$  sulla linea di trasmissione.

Come si vede, partendo dal presupposto che il disadattamento in ingresso sia nullo e  $ROS=1$ , conoscendo le lunghezze dei tronchi della rete e la frequenza di lavoro, la carta di Smith permette di determinare senza ambiguità il valore di una impedenza complessa di antenna  $Z=R+jX$  usata come carico.

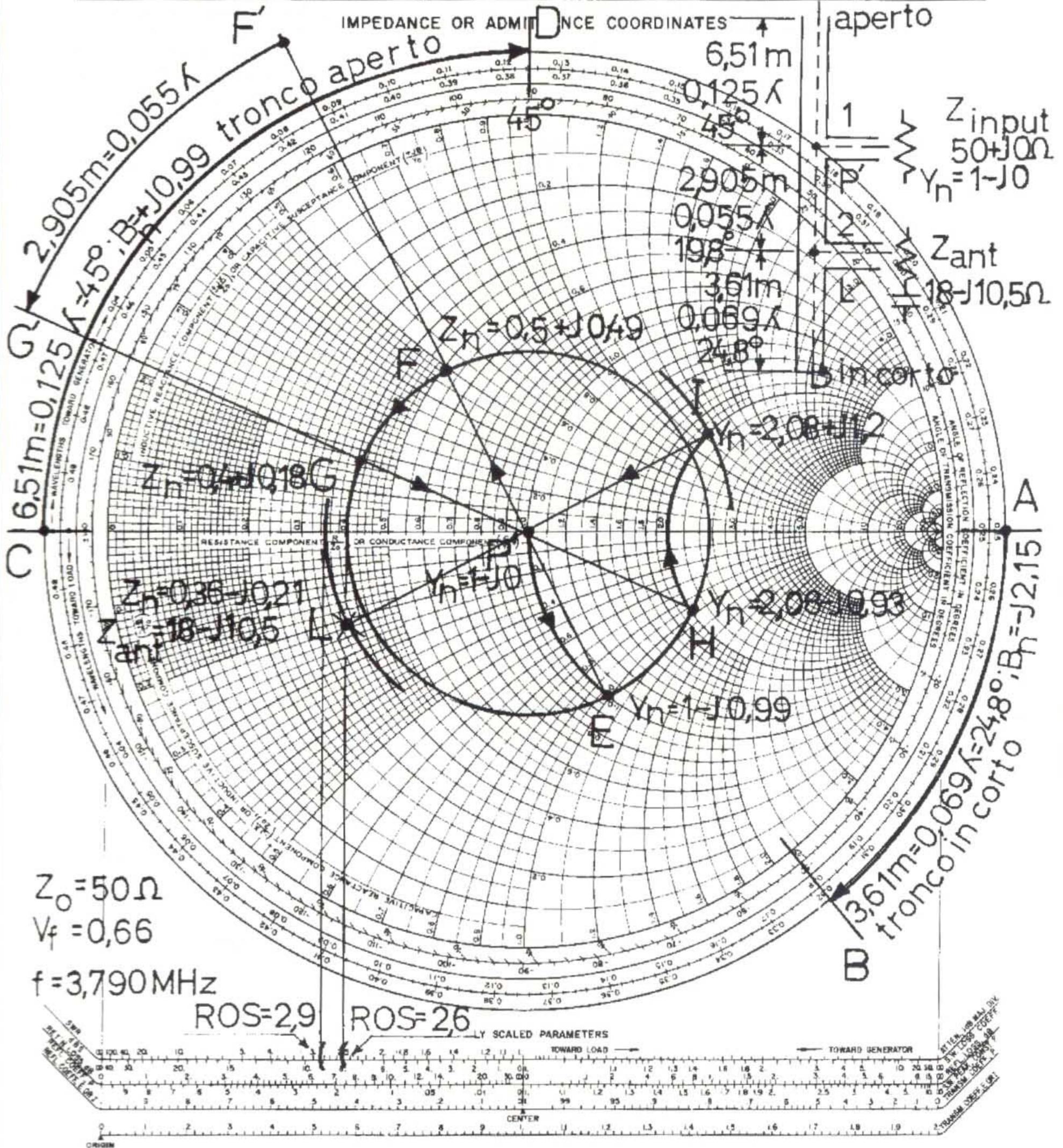
Come vedremo in seguito, si può ottenere una grande precisione nella determinazione grafica dell'impedenza se si terrà conto anche dell'attenuazione che i vari tronchi della rete presentano alla frequenza di lavoro.

Com'è noto, in presenza di ROS, la potenza  $P_r$  riflessa dal carico percorre la linea tornando indietro verso il generatore dove arriva attenuata.

Siccome il coefficiente di riflessione  $RHO$  è dato dalla radice quadrata del rapporto fra la potenza riflessa  $P_r$  e quella incidente  $P_i$ , ne consegue che in una linea reale con perdite, il ROS vero è quello misurato al carico e questo è sempre maggiore di quello che risulta più basso, e apparentemente migliore, se viene misurato al generatore TX in stazione.

Per questo motivo, sulla carta di Smith il cerchio del ROS in una linea con perdite diventa una spirale.

NAME <b>i8CVS</b>	TITLE <b>determinare Z antenna</b>	DWG. NO <b>2</b>
SMITH® CHART FORM 82-BSPR (9-56)	ANALOG INSTRUMENTS COMPANY, NEW PROVIDENCE, N.J. 07974	DATE



"Smith®" is a Registered Trademark of Analog Instruments Company

4 MEGA-CHART

Se, per esempio, partiamo da un ROS=3 misurato al carico, e andiamo in senso orario verso il generatore, dopo aver percorso sulla carta di Smith un determinato tratto di linea con perdite, potremmo trovarci in un punto della carta che, in funzione della lunghezza di linea, potrebbe avere ROS=2 al generatore.

Di conseguenza, a distanza di  $1/2$  lambda dal carico anche l'impedenza non è più uguale a quella del carico, come avviene invece in una linea ideale, ma subisce una trasformazione.

In questo caso la spirale del ROS, partendo dal valore di Z che ha ROS=3 al carico, si stringerà verso il centro avvolgendosi in senso orario fino ad arrivare al valore di Z che ha ROS=2 al generatore.

Nell'esercizio in questione, la frequenza di 3,790 MHz è relativamente bassa, e giacché le lunghezze dei tronchi sono molto limitate, le imprecisioni introdotte dalla determinazione grafica dell'impedenza sono molto piccole e quindi, per non appesantire il problema, le abbiamo trascurate.

Quando invece la frequenza è molto alta e le attenuazioni delle linee sono elevate, bisogna sempre usare la carta di Smith disegnando due cerchi concentrici del ROS.

Quello al carico avrà diametro maggiore e quello al generatore avrà diametro minore ed entrambi rappresentano l'inizio e la fine della spirale.

Il Capitolo 28 dello ARRL Antenna Book "Using a second SWR Circle" descrive nei dettagli il metodo da usare per disegnare i due cerchi del ROS e tener conto anche delle perdite.

## Esecuzione della verifica

Per seguire agevolmente la verifica è consigliabile fotocopiare la **fig. 2**. Ciò evita di girare continuamente pagina per passare dalla lettura del testo alla carta di Smith.

All'ingresso Zinput dell'universal stub, ROS=1 e quindi l'impedenza vista dal generatore collegato in 1 è  $Z=50+j0 \Omega$ .

Per lavorare sulla carta di Smith normalizziamo questa impedenza all'impedenza caratteristica  $Z_0=50 \Omega$  con cui è realizzata sia la rete di adattamento che la linea di trasmissione.

Per normalizzare  $Z=50+j0$  alla  $Z_0$  del cavo, dividiamo tutto per 50 e otterremo che in 1 l'impedenza normalizzata è  $Z_n=1+j0$ . Mettiamo questa impedenza al centro della carta in P'.

Ora dobbiamo togliere alla rete il tronco aperto lungo 6,51 m, siccome questo è in parallelo all'ingresso 1, e per togliere o mettere circuiti in parallelo fra loro bisogna lavorare sulle rispettive ammettenze e non sulle loro impedenze, passiamo subito da impedenza  $Z_n=1+j0$  nel punto P' alla rispettiva ammettenza.

Abbiamo visto che per passare da impedenza ad ammettenza basta saltare al punto opposto del cerchio del ROS passando per il centro. Siccome ROS=1, il cerchio del ROS non esiste perché è un punto.

In conseguenza anche la rispettiva ammettenza si troverà sempre al centro della carta nello stesso punto P' e, come riporta **fig. 2**,  $Z_n=1+j0$  avrà anche ammettenza normalizzata  $Y_n=1-j0$ , che cambia solo di segno. La carta di Smith lavora ora come carta ammettenza.

Adesso dobbiamo staccare dalla rete il tronco aperto lungo 6,51 m pari a  $0,125$  lambda e siccome il tronco è in parallelo all'ingresso 1, per staccarlo bisogna prima determinare graficamente la natura e il valore della sua suscettanza, dopodiché la toglieremo all'ammettenza  $Y_n=1-j0$ .

Per determinare la suscettanza del tronco aperto lungo  $0,125$  lambda, partiamo da suscettanza zero nel punto C in **fig. 2** e camminiamo sul cerchio esterno della carta, dove la conduttanza è  $G=0$ , e giriamo in senso orario verso il generatore per  $0,125$  lambda usando appunto la scala "wavelengths toward generator".

Percorsi  $0,125$  lambda da C, arriveremo nel punto D dove si trova il cerchio di suscettanza capacitiva normalizzata  $B_n=+j0,99$  e in pratica  $+j1$ .

Siccome togliamo il tronco aperto, questa suscettanza capacitiva va sottratta all'ammettenza  $Y_n=1-j0$  relativa all'ingresso 1 della rete che abbiamo messo al centro della carta.

La nuova ammettenza normalizzata della rete priva del tronco aperto sarà:

$$Y_n=(1-j0)-(0+j0,99)=1-j0,99$$

che si sposta nel punto E della carta.

Come si vede il conto è facile e si può fare anche a mente senza usare la calcolatrice.

Per trovare il punto E sulla carta basta percorrere il cerchio di conduttanza costante normalizzata  $G=1$  che passa per il centro e camminare da P' nel senso della freccia fino ad incontrare il cerchio di suscettanza induttiva normalizzata  $B_n=-j0,99$  nel punto della loro intersezione in E.

Qui bisogna fare una importante considerazione. L'ammettenza  $Y_n=1-j0$ , essendo al centro della carta, non ha parti reattive.

Come mai togliendo ad essa la suscettanza capacitiva  $B_n=+j0,99$  del tronco aperto l'ammettenza ha cambiato di segno ed è divenuta  $Y_n=1-j0,99$ , cambiando la sua parte reattiva capacitiva  $B_n=+j0,99$  in una induttiva  $B_n=-j0,99$ ?

Il perché è semplice. Al centro della carta avevamo ROS=1 e il carico era adattato.

Se togliamo alla rete di adattamento un tronco la cui suscettanza capacitiva è  $B_n=+j0,99$ , è evidente che la carta di Smith farà subito vedere nel punto 1 della rete una suscettanza di valore assoluto uguale ma di

segno contrario  $B_n=-j0,99$  e quindi di natura opposta induttiva.

E' evidente che questa parte reattiva induttiva era stata cancellata proprio dal tronco aperto con  $B_n=+j0,99$  di suscettanza capacitiva che ora abbiamo staccato.

Per fare un paragone banale ma efficace, con  $Y_n=1-j0$  eravamo al centro della carta ed era come avere due pesi uguali su due piatti di una bilancia in equilibrio.

Sui due piatti della bilancia avevamo da un lato  $B_n=+j0,99$  e dall'altro lato  $B_n=-j0,99$ .

Togliendo da uno dei piatti il peso  $B_n=+j0,99$ , ecco che la bilancia, si fa per dire, non è più nell'equilibrio  $Y_n=1-j0$ , e così il peso che resta fa scendere in basso il piatto con sopra  $B_n=-j0,99$ .

Ora che abbiamo trovato il punto E, tracciamo il cerchio di ROS costante usando il compasso, con apertura fra il centro della carta e il punto E.

Sempre sulla carta di Smith, usando la stessa apertura di compasso, misuriamo il ROS sulla scala SWR (Standing Wave Ratio) dei parametri scalati radialmente che si trova in basso.

Mettendo la punta del compasso sul centro ROS=1 della scala SWR e marcando la sua apertura alla sinistra, troveremo ROS=2,6.

Per camminare dal connettore di ingresso della rete in 1 fino a quello di antenna in 2, bisogna percorrere il tronco in serie lungo 2,905 metri, pari a  $0,055$  lambda e prima di farlo passiamo da carta ammettenza in E a carta impedenza andando sul cerchio del ROS nel punto F che si trova diametralmente opposto ad E passando per il centro.

In F l'impedenza normalizzata è  $Z_n=0,5+j0,49$  e se moltiplichiamo tutto per 50 troviamo che in F c'è un'impedenza di  $Z=25+j24,5 \Omega$ .

Questa impedenza determina un ROS=2,6 all'uscita del TX collegato in 1 e ciò perché il tronco aperto lungo 6,51 metri è stato staccato.

Per andare dal punto F fino all'antenna in 2 bisogna camminare sul cerchio del ROS per  $0,055$  lambda in senso antiorario verso il carico.

Per determinare la lunghezza di  $0,055$  lambda da percorrere sul cerchio del ROS, partiamo dal centro della carta e tracciamo una retta passante per F fino ad arrivare a F'.

Questa retta interseca la scala delle lunghezze d'onda verso il carico (Wavelength Toward Load) in corrispondenza di  $0,412$  lambda. Sommando a questo valore  $0,055$  lambda, pari a 2,905 metri di cavo da percorrere, ci troveremo in  $0,467$  lambda verso il carico nel punto G'.

Tracciamo ora una retta che va da G' fino al centro della carta e intersecheremo finalmente il cerchio del ROS in G dove si trova l'impedenza normalizzata  $Z_n=0,4+j0,18$ .

Se denormalizziamo questa impedenza moltiplicando tutto per 50, otterremo che nel punto G l'impedenza è  $Z=20+j9 \Omega$ .

Ora siamo arrivati al connettore di antenna in 2, ma è come avere un connettore a T su cui sono attaccati insieme il TX, l'antenna e il tronco in corto lungo 3,61 metri.

A questo punto è bene fare una considerazione. Si vede subito che  $Z=20+j9$  nel punto G, come anche  $Z=25+j24,5$  nel punto F, determinano sempre lo stesso  $ROS=2,6$  proprio perché entrambe le Z si trovano sullo stesso cerchio su cui ci sono tutte le infinite impedenze che danno sempre luogo al medesimo  $ROS=2,6$ .

Ne deriva che da una misura di solo ROS è impossibile risalire al valore di quella specifica impedenza che lo determina, in quanto un rosmetro non misura le sua parte reale e reattiva che invece misura il ponte di impedenza, né misura il coefficiente di riflessione RHO col proprio angolo che si misura invece con l'analizzatore di reti.

In conclusione, dal solo ROS non si può risalire a nessuna delle infinite impedenze che lo determinano perché queste impedenze si trovano sullo stesso cerchio e hanno tutte lo stesso modulo del coefficiente di riflessione RHO in tutti gli infiniti angoli compresi fra  $-180$  e  $+180$  gradi del cerchio.

Allora non è vero, come molti OM credono, che l'impedenza di un'antenna si possa calcolare facendo  $Z_{ant}=Z_0/ROS$ , oppure  $Z_0 \times ROS$  sennò in questo caso, facendo  $50/2,6$  oppure  $50 \times 2,6$  dovrebbe venire come risultato  $Z=20+j9 \Omega$  del punto F e anche  $Z=25+j24,5 \Omega$  del punto G, ma anche ricavare una sola delle due Z dal solo ROS, sarebbe un sortilegio impossibile da fare anche al miglior mago di giochi di prestigio.

Per convincersi che da una misura di solo  $ROS=2,6$  per esempio, non si può risalire all'impedenza che lo determina, proviamo a dimostrare, se possiamo, come si arriverebbe a calcolare che  $Z=25+j24,5$ , senza avere altri elementi che il solo  $ROS=2,6$ .

Ma se l'antenna fosse risonante.... potrebbe obiettare qualcuno, e la parte reattiva fosse zero.... allora sarebbe possibile!

Anche in questo caso sarebbe impossibile trovare l'impedenza perché non potremmo eliminare l'ambiguità e infatti potremmo trovare  $50/2,6=19,2 \Omega$  e quindi normalizzando sulla carta di Smith si otterrebbe  $19,2/50=0,38$  e l'impedenza normalizzata sarebbe  $Z_n=0,38+j0$  che si trova sull'asse reale della carta alla sinistra rispetto al centro.

Facendo invece  $50 \times 2,6=130 \Omega$  e normalizzando, si troverebbe  $130/50=2,6$  e l'impedenza normalizzata sarebbe  $Z_n=2,6+j0$ .

Anche questa impedenza si trova sull'asse reale a destra rispetto al centro in 2,6 ma entrambe le impedenze sono sullo stesso cerchio del ROS, come si vede in **fig. 2**, anche se i relativi punti sull'asse reale non vi sono segnati.

E allora partendo solo dal ROS, quale delle due impedenze sarebbe quella vera e quale la falsa? Dire una o dire l'altra senza

eseguire misure, non avremmo detto una cosa seria, ma avremmo fatto un gioco di prestigio.

Conclusa questa necessaria divagazione, torniamo alla carta di Smith ed essendo giunti nel punto 2 della rete, la cui impedenza è in G, si vede che, per conoscere l'impedenza dell'antenna, ci basta staccare da 2 il tronco di linea in corto lungo 3,61 metri.

Per staccarlo bisogna passare prima, da impedenza del punto G, alla rispettiva ammettenza che si trova sul cerchio del ROS, diametralmente opposta a G, nel punto H, dove si legge che l'ammettenza normalizzata è  $Y_n=2,08-j0,93$ .

Per sottrarre a questa ammettenza il tronco di linea in corto lungo 3,61 metri, pari a  $0,069 \lambda$  a 3,790 MHz, bisogna prima determinare graficamente la sua natura e il valore della sua suscettanza.

Siccome il tronco è in corto a un estremo, partiamo da suscettanza infinita in A e camminiamo sul cerchio esterno della carta dove la conduttanza è  $G=0$  e giriamo in senso orario verso il generatore per  $0,069 \lambda$ .

Giacché il punto A si trova a  $0,250 \lambda$  verso il generatore, sommandoci gli  $0,069 \lambda$ , si arriva a  $0,319 \lambda$  nel punto B.

Sul cerchio esterno della carta e in corrispondenza del punto B, troviamo il cerchio di suscettanza induttiva normalizzata  $B_n=-j2,15$ .

Sottraendo questa suscettanza induttiva all'ammettenza del punto H, otterremo l'ammettenza normalizzata dell'antenna che cerchiamo e quindi:  $Y_n=(2,08-j0,93)-(0-j2,15)=2,08+j1,2$  e ci spostiamo nel punto I.

Il conto può sembrare complicato ma diventa semplice se consideriamo che la conduttanza è sempre costante e pari a 2,08 e quindi basta sottrarre fra loro solo le due suscettanze così:  $-0,93-(-2,15)=1,2$ .

Se il conto fosse poco chiaro, basti pensare che se ho un debito di  $-0,93$  milioni sono più ricco di 1,2 milioni rispetto a uno che ha un debito di  $-2,15$  milioni.

Il fatto che la conduttanza sia rimasta  $G=2,08$  significa che, per passare dal punto H e arrivare al punto I, abbiamo camminato sul cerchio di conduttanza costante  $G=2,8$ , sull'arco H-I e nel senso indicato dalla freccia in **fig. 2**.

Ora la rete di adattamento è stata smantellata e per conoscere l'impedenza dell'antenna basta passare da ammettenza nel punto I alla rispettiva impedenza.

Disegniamo un altro cerchio del ROS con apertura di compasso fra il centro della carta e il punto I, ma non disegniamo un cerchio completo per evitare sovrapposizioni e confusione nella lettura degli altri numeri.

Con apertura di compasso P'-I passiamo diametralmente opposti ad I e siamo in L dove l'impedenza normalizzata dell'antenna cercata è  $Z_n=0,36-j0,21$ .

Denormalizziamo questa impedenza moltiplicando tutto per 50 e otterremo che  $Z_{ant}=18-j10,5 \Omega$ .

Questa è finalmente l'impedenza dell'antenna che, alimentata a 3,790 MHz mediante l'universal stub riportato in **fig. 2**, determina  $ROS=1$  sulla linea di trasmissione da  $Z_0=50 \Omega$  che va dall'uscita 1 della rete al TX.

Usando il compasso con apertura P'-L, sulla scala SWR misuriamo  $ROS=2,9$ . Questo è il ROS che si misurerebbe nell'interno della rete inserendo un rosmetro fra l'uscita 2 e l'antenna, quando la rete è completa e funzionante con  $ROS=1$  al suo ingresso 1.

## Deduzioni

Ne consegue che questo universal stub è dimensionato per adattare a un cavo di impedenza caratteristica  $50 \Omega$  un'antenna non risonante e troppo corta per 3,790 MHz. La sua reattanza capacitiva  $X_c = -j10,5 \Omega$  a 3,790 MHz, equivale ad una capacità di 4000 pF e la sua impedenza è rappresentata da un resistore da  $18 \Omega$  con in serie 4000 pF.

Nella prossima puntata, con l'ausilio della carta di Smith, si cercherà di modificare il dimensionamento dell'universal stub in modo che la rete adatti a  $Z_0=50 \Omega$  un'antenna risonante a 3,790 MHz di impedenza  $Z_{ant}=22+j0 \Omega$  come era nel progetto.

## Conclusione

Riassumendo, nel fare una verifica con la carta di Smith, quando si aggiungono elementi alla rete, come nell'esercizio su RR 4/98, bisogna camminare in senso orario verso il generatore.

Quando invece si tolgono elementi alla rete, come nel presente esercizio, bisogna camminare in senso antiorario verso il carico.

Se, infatti partendo dal punto L in **fig. 2** con  $Z_n=0,36-j0,21$  aggiungessimo ora tutti i tronchi, uno alla volta, girando alla rovescia in senso orario verso il generatore, ritorneremo al centro della carta in P' e ritroveremo  $Y_n=1-j0$ .

Questi esercizi hanno lo scopo di creare un sufficiente background per passare più agevolmente dall'esperienza grafica sul mezzo cartaceo, all'uso di un programma per PC che simula la carta di Smith.

Diversamente qualunque programma sarebbe molto laborioso da gestire e i risultati ottenuti sarebbero difficili da interpretare, specie se mancano gli strumenti di misura per ottenere la conferma sperimentale di quanto graficamente determinato.

(continua)

## Bibliografia

Riferirsi a quella citata in calce alla parte 1<sup>a</sup> su RR 2/98 e parte 3<sup>a</sup> su RR 4/98

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

## La carta di Smith

Parte 5<sup>a</sup>

Lo scopo di questo esercizio è quello di modificare l'universal stub di cui abbiamo parlato nelle precedenti puntate e dimensionarlo in modo che adatti alla linea di trasmissione di impedenza caratteristica  $Z_0=50 \Omega$ , un'antenna per 3,790 MHz, la cui impedenza misurata col ponte risulta  $Z_{ant}=22+j0 \Omega$ .

Lo scopo dell'esercizio è quello di conservare il più possibile la fisionomia di questo universal stub, che in verità lo abbiamo chiamato così in modo improprio. In realtà, l'universal stub non ha il tronco aperto, è realizzato in linea bifilare, il carico antenna è collegato nel punto 1, mentre la linea di trasmissione va collegata in 2 di **fig. 3**. Inoltre, nell'universal stub, il ponticello di cortocircuito e la posizione dove collegare la linea di trasmissione fra il corto e l'antenna, sono scorrevoli e quindi regolabili, anziché essere fissi come nel caso che abbiamo finora trattato.

Tuttavia, la carta di Smith ci permette di analizzare o realizzare qualunque circuito di adattamento comunque complesso o poco comune, come quello di **fig. 3**, "vedendo" i valori di impedenza e di ROS nel suo interno in modo da adottare la strategia più conveniente e razionale per dimensionare i tronchi che lo compongono.

Lo scopo di questo esercizio è partire dal carico con  $Z=22+j0 \Omega$  dell'antenna e modificare la lunghezza originale dei tronchi per raggiungere il centro della carta di Smith, dove  $Z=50+j0 \Omega$ . Arrivati al centro della carta il disadattamento sulla linea di trasmissione da  $Z_0=50 \Omega$  e collegata nel punto 1 della rete sarà nullo e il  $ROS=1$ . Il raggiungimento di questo obiettivo, ossia il centro della carta, con la mossa migliore, è molto simile a una partita a scacchi con se stessi anche perché la soluzione di questo esercizio non è unica, ne esistono altre, e ognuna offre vantaggi e presenta svantaggi diversi.

E' quindi evidente che anche usando un programma che simula la carta di Smith velocizzando le operazioni, la soluzione del problema nel modo migliore e l'interpretazione dei risultati ottenuti sono sempre affidati al cervello dell'uomo.

### I termini del problema

Disponiamo dell'universal stub disegnato in **fig. 1** di pag. 32 (RR 4/98) e lo vogliamo modificare in modo che adatti un'antenna da

$Z_{ant}=22+j0 \Omega$  a 3,790 MHz ad una linea di trasmissione da  $Z_0=50 \Omega$ .

Questa rete di adattamento è realizzata in cavo coassiale da  $Z_0=50 \Omega$  con fattore di velocità  $F_v=0,66$  e le sue dimensioni attuali sono:

- Lunghezza tronco in corto: 3,61 m
- Lunghezza tronco in serie: 2,905 m
- Lunghezza tronco aperto: 6,51 m

### Scopo della modifica

Riferiamoci ora alla carta di Smith (3) di questa puntata.

Si vede che le misure dei tronchi sono diverse da quelle sopra riportate e sono già tutte modificate in modo che collegando il carico  $Z_{ant}=22+j0 \Omega$  in 2, l'impedenza vista in 1 sia  $Z=50+j0 \Omega$  e il disadattamento in ingresso 1 risulti nullo con  $ROS=1$ .

Analizziamo ora i criteri usati per raggiungere questo obiettivo e arrivare al centro della carta di Smith.

### Esecuzione della modifica

Dato il carico antenna  $Z_{ant}=22+j0 \Omega$ , normalizziamo la sua impedenza alla  $Z_0=50 \Omega$  del cavo con cui è fatta la rete di adattamento e la linea di trasmissione.

Dividendo  $22+j0$  per 50 otterremo che l'impedenza normalizzata dell'antenna è  $Z_n=0,44+j0$ .

Anche se l'impedenza dell'antenna è diversa da  $50+j0 \Omega$ , essendo zero le parti reattive dell'impedenza, l'antenna è risonante a 3,790 MHz.

Per questo motivo la parte reale resistiva dell'impedenza normalizzata va collocata sull'asse reale della carta di Smith in corrispondenza di 0,44, nel punto P, dove appunto la parte reattiva dell'impedenza è zero.

Anche se l'antenna è risonante, giacché l'impedenza  $22+j0$  è diversa da quella caratteristica di  $50 \Omega$  del cavo, se colleghiamo il cavo direttamente all'antenna, otterremo un  $ROS=50/22=2,27$ .

Questo  $ROS=2,27$  si legge benissimo sulla carta di Smith misurando la distanza fra il centro e il punto P e riportando la stessa sulla scala SWR in basso dei parametri scalati radialmente.

Per studiare la rete di adattamento che ci consente di avere  $ROS=1$  sulla linea di trasmissione, immaginiamo che questa non esista affatto e cominciamo a costruirla mettendo per prima cosa in parallelo all'antenna  $Z_{ant}$  il tronco in corto attaccandolo nel punto 2.

Siccome il tronco in corto è in parallelo all'antenna, passiamo subito da carta impedenza nel punto P a carta ammettenza nel punto P' passando diametralmente opposti per il centro della carta.

In P' l'ammettenza normalizzata dell'antenna è  $Y_n=2,27-j0$  ma il tronco in corto messo in parallelo fa cambiare la suscet-

tanza  $B_n$  che da  $-j0$  può assumere valori induttivi diversi in funzione della lunghezza del tronco usato.

Facciamo ora alcune importanti considerazioni. Camminando sul cerchio di conduttanza costante  $G=2,27$  possiamo scegliere molte suscettanze induttive.

Partendo da P' e andando verso il punto E, potremmo fermarci prima di E o anche dopo di E.

E' chiaro che, aggiungendo il tronco in corto, dobbiamo camminare sul cerchio  $G=2,27$  e al disotto dell'asse reale, perché il tronco in corto presenta suscettanza induttiva, ma il cerchio di conduttanza costante  $G=2,27$  interseca infiniti cerchi di suscettanze induttive  $B_n$ , e di questi cerchi dobbiamo sceglierne uno solo e quello più conveniente dove mettere il punto E.

Si vede bene che più i cerchi di suscettanza induttiva sono vicini all'asse reale, e più il valore di suscettanza è piccolo ma per ottenere il rispettivo valore, la linea in corto deve essere lunga.

Al contrario, più i cerchi di suscettanza induttiva si allontanano dall'asse reale, e più il valore di suscettanza aumenta, ma per ottenere questo valore il tronco deve essere più corto.

Come si vede da **fig. 3**, se camminiamo da P' e ci fermiamo in E intersechiamo un cerchio di suscettanza induttiva  $B_n=-j0,96$  e questo valore si ottiene usando un tronco in corto piuttosto lungo, ma in compenso, come si osserva sul cerchio del ROS già disegnato, il punto E, essendo vicino a P', determina un ROS molto basso di 2,76.

Se per esempio camminassimo sul cerchio di conduttanza costante  $G=2,27$ , andando oltre il punto E fino a incontrare il cerchio di suscettanza  $B_n=-j4$ , dovremmo fare un tronco in corto piccolissimo ma in conseguenza avremmo un ROS troppo alto di circa 10.

Quando è possibile, la scelta migliore è quella che determina un ROS basso nella rete e che nel contempo, come vedremo, permette di fare agevolmente anche le manovre successive per raggiungere il centro.

Nel nostro esercizio, il punto più conveniente dove mettere E è quello in **fig. 3**.

Riprendiamo il discorso, e con raggio di compasso fra il centro della carta e il punto E tracciamo il cerchio di ROS costante, che misurato sulla scala SWR in basso sui parametri scalati radialmente, risulta 2,76.

Nel punto E si vede che il cerchio di conduttanza costante  $G=2,27$  interseca il cerchio di suscettanza induttiva normalizzata  $B_n=-j0,96$ .

Per determinare quanto deve essere lungo il tronco in corto, andiamo sul cerchio esterno della carta di Smith, individuiamo il cerchio di suscettanza induttiva normalizzata 0,96 e segniamo questo punto con B.

Partiamo ora da suscettanza infinita sull'asse reale in A e, camminando in senso orario verso il generatore, fermiamoci in B.

Siccome A si trova a  $0,250 \lambda$  verso il generatore e il punto B si trova a  $0,377 \lambda$ , la differenza di percorso sarà  $0,377 - 0,250 = 0,127 \lambda$  e questa è la lunghezza che deve avere il tronco in corto espressa in frazioni di lunghezza d'onda.

Per determinare la lunghezza fisica del tronco in cavo da  $Z_0 = 50 \Omega$  e fattore di velocità  $F_v = 0,66$  come RG-213, calcoliamo prima la lunghezza d'onda nel libero spazio che risulta  $300/3.790 = 79,156$  metri.

Siccome la velocità di propagazione dell'energia RF nel cavo RG-213 è solo  $0,66$  volte quella nel libero spazio, la lunghezza di cavo corrispondente a una lunghezza d'onda elettrica è  $79,156 \times 0,66 = 52,243$  m.

Moltiplichiamo ora  $52,243 \lambda$  elettrici per  $0,127 \lambda$  di tronco in corto e otterremo  $6,63$  metri, che è la lunghezza fisica del cavo in corto che fornisce suscettanza induttiva  $B_n = -j0,96$  a  $3,790$  MHz.

Siccome  $52,243$  metri di cavo sono percorsi dalla RF a  $3,790$  MHz nel tempo di un periodo che si compie nei  $360$  gradi di un ciclo, possiamo anche dire che la lunghezza di questo tronco è  $360 \times 0,127 = 45,7$  gradi elettrici.

Se ora prendiamo un connettore a T e ci attacchiamo insieme l'antenna, il generatore a  $3,790$  MHz più il tronco di RG-213 lungo  $6,63$  metri e chiuso in corto all'estremo opposto, è come se fossimo sul cerchio del ROS nel punto E dove l'ammettenza normalizzata è  $Y_n = 2,27 - j0,96$ .

In queste condizioni, se misurassimo il ROS all'uscita del generatore troveremo  $ROS = 2,76$ .

A questo punto, per arrivare all'ingresso 1 dell'universal stub bisogna percorrere il tratto di linea compreso fra i punti 2 ed 1 della rete, ed essendo questo in serie al circuito, passiamo da carta ammettenza a carta impedenza passando diametralmente opposti ad E sul cerchio del ROS fino in F, dove troviamo una impedenza normalizzata  $Z_n = 0,37 + j0,16$ .

Se denormalizziamo  $Z_n$  moltiplicando tutto per  $50$ , troviamo che  $Z = 18,5 + j8 \Omega$  e questa è l'impedenza vista dal generatore attaccato al connettore a T di cui sopra, dove  $ROS = 2,76$ .

Se avessimo la voglia di verificare che la carta di Smith non dice bugie, basterebbe prendere otto resistori antinduttivi da  $150 \Omega$   $1$  W e collegarli in parallelo per ottenere  $R = 18,5 \Omega$  circa.

Siccome una reattanza induttiva di  $8 \Omega$  a  $3,790$  MHz si ottiene con una induttanza da  $336$  nH, collegando un resistore da  $18,5 \Omega$  con in serie una L da  $336$  nH avremmo un carico da  $Z = 18,5 + j8 \Omega$  che, alimentato a  $3,790$  MHz e collegato all'uscita di un rosmetro, darebbe  $ROS = 2,76$ .

Va precisato che nel fare gli esercizi, il passaggio da carta ammettenza a carta impedenza potrebbe essere evitato e tutte le

operazioni si potrebbero fare anche restando sempre su carta ammettenza, semplificando di molto le cose, ma di questo si parlerà nei prossimi esempi.

A questo punto, con l'intento di percorrere il tronco in serie che va dal carico in 2 fino al generatore in 1, camminiamo sul cerchio del ROS dal punto F al punto G girando in senso orario verso il generatore.

Per determinare quanto deve essere lungo il cavo in serie fra i punti 2 ed 1, bisogna stabilire di quanto girare, perché andando dal punto F in senso orario, il nostro scopo è quello di arrivare in un punto strategico del cerchio del ROS.

Nella fattispecie questo punto strategico è G. Il perché è intuitivo in quanto, passando diametralmente opposti da impedenza in G arrivando ad ammettenza in H, ci si ritrova esattamente sul cerchio del ROS nel punto H che è l'unico a intersecare il cerchio di parte reale 1 passante per il centro.

A questo punto, determinato H, per arrivare al centro bisognerà solo cancellare una suscettanza, mettendocene un'altra in parallelo, che abbia uguale valore assoluto ma segno contrario.

Nel nostro esercizio, cancellare la suscettanza induttiva  $-j1,06$  mettendoci in parallelo una suscettanza capacitiva  $+j1,06$ , equivale a percorrere l'arco di cerchio di conduttanza  $G = 1$  che va da H fino al centro in I nel senso indicato dalla freccia.

Una volta capito questo "trucco" ecco che la posizione del punto G è già stabilita perché G è l'unico punto che ci permette di passare diametralmente per il centro della carta per arrivare in H.

Stabilita la posizione del punto G, vediamo allora quanto cavo dobbiamo usare per arrivare dal punto F in 2 fino al punto G in 1 dello universal stub.

Usando un righello, uniamo il centro della carta col punto F e tracciamo una retta fino al punto F'.

In corrispondenza della scala lunghezze d'onda verso il generatore (Wavelengths toward generator), troviamo  $0,0295 \lambda$ .

Uniamo ora il centro della carta col punto G e tracciamo una retta fino in G'.

In corrispondenza di G' e sulla stessa scala delle lunghezze d'onda verso il generatore troviamo  $0,086 \lambda$ .

Sul cerchio del ROS abbiamo percorso  $0,086 - 0,029 = 0,057 \lambda$  e per sapere la lunghezza di cavo RG-213 da inserire fra i punti 2 ed 1 della rete, basta fare  $52,243 \times 0,057 = 2,98$  metri, che corrispondono a  $360 \times 0,057 = 20,52$  gradi elettrici.

A questo punto passiamo dall'impedenza normalizzata  $Z_n = 0,47 + j0,5$  del punto G alla rispettiva ammettenza nel punto H che risulta  $Y_n = 1 - j1,06$ .

Come già detto, essendo la conduttanza  $G = 1$  siamo sul cerchio di parte reale passante per il centro e per arrivarci occorre cancel-

lare solo la suscettanza normalizzata induttiva  $B_n = -j1,06$ , mettendoci in parallelo una suscettanza normalizzata di valore uguale ma segno contrario  $B_n = +j1,06$  e quindi di natura capacitiva.

Questa suscettanza capacitiva si ottiene proprio mettendo in parallelo all'ingresso 1 della rete un tronco di linea aperto al suo estremo opposto.

Per determinare la lunghezza di questo tronco aperto, partiamo da suscettanza zero sull'asse reale in C e camminiamo in senso orario verso il generatore, lungo il cerchio esterno della carta fino a incontrare il cerchio di suscettanza capacitiva  $1,06$  nel punto D.

Dal punto C al punto D abbiamo percorso  $0,129 \lambda$  e quindi la lunghezza del tronco aperto sarà  $52,242 \times 0,129 = 6,74$  metri di cavo RG-213. Questa lunghezza corrisponde a  $360 \times 0,129 = 46,4$  gradi elettrici.

Collegando il tronco aperto in parallelo al punto 1 della rete, l'ammettenza normalizzata diventa  $Y_n = (1 - j1,06) + (0 + j1,06) = 1 + j0$  e così siamo arrivati finalmente nel punto I al centro della carta.

Passando da carta ammettenza a carta impedenza ci troviamo sempre nello stesso punto al centro della carta e quindi  $Y_n = 1 + j0$  diventa  $Z_n = 1 + j0$ .

Denormalizzando  $Z_n = 1 + j0$ , moltiplicando tutto per  $50 \Omega$  della  $Z_0$  del cavo, si ottiene che al centro della carta nel punto I si vede un'impedenza  $Z = 50 + j0 \Omega$  quando e solo quando la sua uscita 2 è chiusa su un carico da  $Z = 22 + j0 \Omega$  a  $3,790$  MHz.

## Conclusioni

Con la rete così modificata, quando la sua uscita 2 è chiusa su un carico  $Z_{ant} = 22 + j0 \Omega$  a  $3,790$  MHz, il disadattamento sull'ingresso 1  $Z_{input}$  è nullo e sulla linea di trasmissione si misura  $ROS = 1$ .

Le nuove dimensioni dei tronchi sono:  
Lunghezza tronco in corto:  $6,63$  metri pari a  $45,7$  gradi elettrici  
Lunghezza tronco in serie:  $2,98$  metri pari a  $20,52$  gradi elettrici  
Lunghezza tronco aperto:  $6,74$  metri pari a  $46,4$  gradi elettrici.

Le lunghezze elettriche dei tre tronchi sono:  $45,7^\circ + 20,52^\circ + 46,4^\circ = 112,62^\circ$  elettrici.

Nel tronco in serie lungo  $2,98$  metri il  $ROS = 2,76$ .

Il return loss ottenuto a  $3,790$  MHz sulla linea di trasmissione è migliore di  $-40$  dB con  $ROS$  inferiore a  $1,02$ .

Siccome questa soluzione non è la sola, risultati con return loss analogo si ottengono anche dimensionando l'universal stub in quest'altro modo:

- Lunghezza tronco in corto:  $5,80$  metri pari a  $40$  gradi elettrici
- Lunghezza tronco in serie:  $2,61$  metri pari a  $18$  gradi elettrici



# Teoria

- Lunghezza tronco aperto: 7,11 metri pari a 49 gradi elettrici.

Le lunghezze elettriche dei tre tronchi sono:  $40^\circ + 18^\circ + 49^\circ = 107^\circ$  elettrici.

Nel tronco in serie lungo 2,61 metri il  $ROS=2,99$ .

Il return loss ottenuto a 3,790 MHz sulla linea di trasmissione connessa in 1 è circa -40 dB, cui corrisponde  $ROS=1,02$ .

Questo esercizio considera che il cavo con cui è fatto l'universal stub sia privo di perdite e quindi l'attenuazione a 3,790 MHz sia 0 dB.

In realtà l'attenuazione di un cavo RG-213 a 4 MHz a  $ROS=1$  è appena 0,4 dB/100 piedi e perciò è tanto piccola che gli errori introdotti disegnando con la matita sulla carta di Smith non sono facilmente apprezzabili, ma per ora l'ottenimento di precisioni estreme esula dallo scopo di questi esercizi.

Utilizzando la carta di Smith vergine, che ognuno può ottenere gratuitamente inviandomi una busta formato 33x23 cm preaffrancata e indirizzata, è possibile esercitarsi in queste verifiche facendosi la mano prima di affrontare il lavoro su un programma per PC di cui parleremo più avanti.

La carta di Smith è anche reperibile presso la ARRL che la fornisce su fogli formato A4 e stampata in rosso.

Ne esistono varie versioni: 1) Standard Smith Chart (quella di fig. 3), Catalogo 1340, ogni 5 pezzi costo \$2; 2) Expanded Smith Chart (for SWRs less than 1,58 to 1), Catalogo 1350, ogni 5 pezzi costo \$2; 3) Smith Chart-labeled with 50  $\Omega$  Center, Catalogo 1341, ogni 5 pezzi costo \$2.

Le richieste vanno indirizzate a:

ARRL Bookshelf - American Radio Relay League - 225 Main Street - Newington, CT 06111 USA.

Il pagamento può essere effettuato con qualunque carta di credito.

## Bibliografia

Riferirsi a quella citata in calce alla parte 1<sup>a</sup> su RR 2/98 e parte 3<sup>a</sup> su RR 4/98.

## Applicazioni della Carta di Smith

### Premessa

Questa puntata potrebbe intitolarsi "Modifica della 21 elementi Tonna per 70 cm" e infatti ci proponiamo di sostituire il suo dipolo originale e fare poi, come esercizio, un'analisi con la carta di Smith per determinare graficamente l'impedenza dell'antenna.

La 21 Elementi Tonna Cat. 20922, che copre 435-440 MHz, è un'antenna commerciale usata con successo da chi fa traffico via satellite Oscar-10 e lo fece via Oscar-13, ma farà un buon lavoro anche con Phase-3D, e montata in polarizzazione orizzontale, rappresenta un buon compromesso per chi lavora satelliti, ma anche troppo e quindi la modifica potrebbe interessare molti OM.

Il modello Cat.20921 da 432-437 MHz, è preferibile in tropo, ma questa modifica del dipolo, con l'uso dell'"universal stub", è adatta a entrambi i modelli.

Il punto debole di questa antenna è il dipolo ripiegato in tondino di alluminio.

Uno dei terminali del dipolo ripiegato è schiacciato con la pressa dentro un foro praticato nel corpo in ottone del connettore N. L'altro terminale viene schiacciato, forato, e pressato sullo spillo di bronzo fosforoso del connettore.

I terminali di alluminio così uniti a pressione su materiali diversi del connettore, vengono fusi dentro un corpo di policarbonato nero che dovrebbe essere ermetico, ma che talvolta si screpola proprio dove il tondino di alluminio entra nel corpo protettivo.

Ciò provoca l'infiltrazione di acqua sul retro del connettore e, in breve tempo, i contatti a pressione fra alluminio, ottone e bronzo si ossidano.

In conseguenza il ROS aumenta e la parte interna della fusione di policarbonato si riempie di incrostazioni di ossido di alluminio dal caratteristico colore bianco che rendono il dipolo inservibile.

Per risolvere il problema, I5TDJ mi suggerì di sostituire il dipolo originale con quello in rame a delta match, tipo DL9KR, da lui usato nella sua 26 elementi per 432 MHz

EME, di cui mi mandò uno schizzo quotato e le cui misure ho riportato in **figg. 1 e 2**.

I risultati ottenuti furono superiori alle aspettative per i seguenti motivi:

- 1) Il dipolo a delta match di **fig. 1** è munito di "universal stub" e quindi si può ottenere ROS=1 circa, su qualunque frequenza si voglia tarare l'antenna fra 432 e 438 MHz.
- 2) Il dipolo è munito di un "bazooka" 1/4 lambda a bassissima perdita che consente di alimentare seriamente un'antenna bilanciata con dipolo ripiegato mediante una linea di trasmissione sbilanciata come un cavo coassiale. Il tubo di alluminio che la Tonna dice di calzare sul cavo in pros-

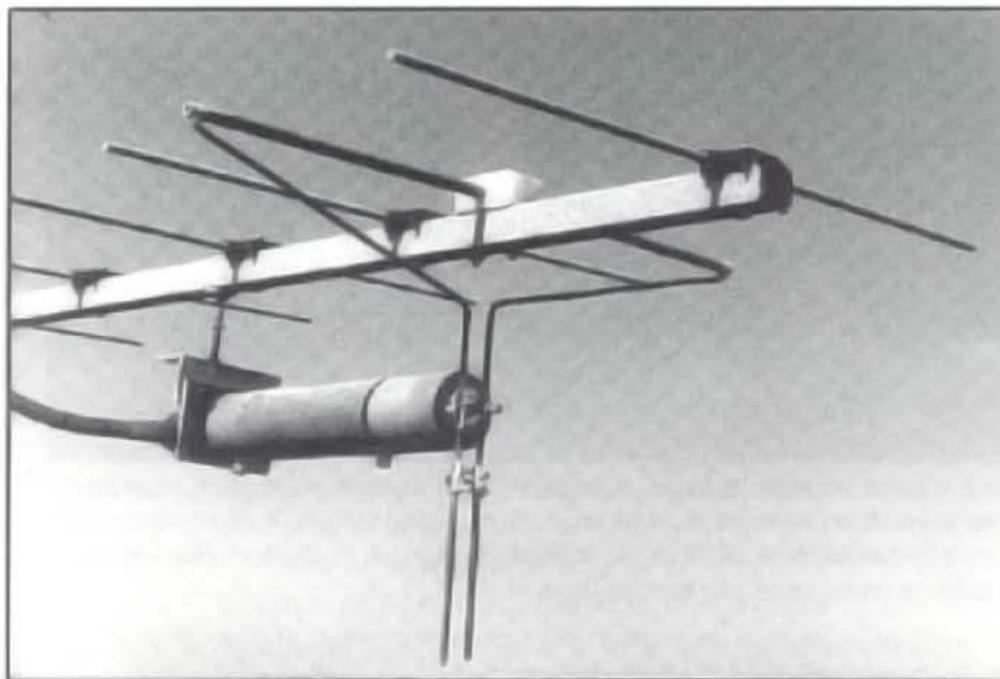


Foto 1 • Il dipolo con delta match, universal stub e bazooka di **figg. 1 e 2** montato sulla 21 el. Tonna per 432 MHz. Sono visibili i morsetti di corto e di attacco sul bazooka in posizione definitiva e saldati a stagno dopo la taratura.

simità del connettore N viene eliminato tanto più che, essendo isolato dalla calza, non si è mai capito come possa funzionare da balun.

- 3) Il bazooka è munito internamente di un trasformatore coassiale lungo 1/4 lambda con  $Z_0=100 \Omega$ , che opera la necessaria trasformazione di impedenza fra universal stub e linea di trasmissione nel necessario rapporto 4/1, ossia  $200/50 \Omega$ .
- 4) La 21 elem. Tonna, modificata con questo dipolo e "bazooka" (**foto 1 e 2**), è ormai in uso da anni nelle antenne di decine di OM satellitari, senza che nel tempo si riscontrasse la minima variazione di ROS o la necessità di interventi di manutenzione per problemi elettromeccanici.

L'uso dell'universal stub fu già descritto da I5TDJ su RR 2/94 pag. 61. Come si vede in **fig. 1**, il nuovo dipolo DE (driving element), è stato posizionato sul boom in modo che l'asse del suo elemento eccitato, in tubo di rame da 6 mm, sia spaziato 131 mm dall'asse del riflettore R e 56 mm dall'asse del primo direttore D1, come riportato a destra e in basso di **fig. 1**.

Queste spaziature sono quelle originali dell'antenna Tonna e, affinché la modifica sia ripetibile, queste vanno rispettate.

La linea bifilare dell'universal stub di **fig. 1** è realizzata con due fili di rame da 3 mm tenuti paralleli con interasse di 12,5 mm fra i centri dei conduttori.

Ponendo  $D=12,5$  e  $d=3$  nella formula riportata in basso nella carta di Smith in **fig. 3**, si ricava che l'impedenza caratteristica della linea bifilare è  $Z_0=250 \Omega$ .

Ad un estremo dell'universal stub è collegato il carico d'antenna mentre l'estremo opposto della linea è chiuso su un ponticello di corto circuito scorrevole.

La linea di trasmissione, che va al TX/RX, viene collegata in un punto intermedio B della linea bifilare tramite un trasformatore coassiale lungo 1/4 d'onda da  $Z_0=100 \Omega$  "con bazooka" lambda quarti come balun.

La posizione giusta del punto B, si trova sperimentalmente e si raggiunge quando si misura ROS=1 sulla linea di trasmissione da  $Z_0=50 \Omega$  che va al TX/RX.

In pratica, facendo scorrere la linea di trasmissione lungo la linea bifilare e facendo scorrere anche il ponticello del corto, le due manovre convergenti portano ad ottenere ROS=1 circa sulla linea di trasmissione da  $Z_0=50 \Omega$ , che rappresenta il punto con impedenza più conveniente per questa misura.

Come si vede, la linea bifilare da  $Z_0=250 \Omega$  dello universal stub è bilanciata, ma il cavo da  $Z_0=50 \Omega$  che va al TX/RX, è una linea sbilanciata e per collegarle insieme è necessario fare due operazioni.

La prima è trovare il punto B sulla linea bifilare dell'universal stub in cui l'impedenza è puramente resistiva e di valore  $Z=200+j0 \Omega$  trasformabile con rapporto 4/1 in  $Z=50+j0 \Omega$  da far vedere al cavo da  $Z_0=50 \Omega$  in **fig. 3** che rappresenta la carta di Smith.

La seconda operazione è passare da linea aperta bilanciata a linea sbilanciata del cavo.

Queste due funzioni vengono svolte da un trasformatore coassiale 1/4 lambda di tubo di rame di impedenza caratteristica  $Z_0=100 \Omega$ , con bazooka 1/4 lambda come balun (**fig. 2**)

## Come funziona il Bazooka

Il bazooka è disegnato meccanicamente in **fig. 2**, è schematizzato elettricamente anche in alto a sinistra sulla carta di Smith in **fig. 3** e anche in **fig. 5**

Il suo disegno costruttivo fu già pubblicato in (1) da i5TDJ per cui si consiglia caldamente di rileggere quest'articolo.

Guardando **fig. 2** si vede che la linea da  $Z_0=100 \Omega$ , lunga 1/4 d'onda, è realizzata con un tubo D di diametro esterno 18 mm ed interno 16 mm mentre il tubo interno d è un comune filo di rame argentato da 3 mm.

L'impedenza caratteristica  $Z_0$  di questa linea coassiale con dielettrico aria, si calcola con la nota formula:

$$Z_0 = 138 \log_{10} (16/3) = 100 \Omega.$$

Il valore di  $Z_0=100 \Omega$  è stato scelto apposta per ottenere un rapporto di impedenza 4/1.

Ciò consente di trasformare una  $Z_i=200+j0 \Omega$  che si applica alla sua entrata B in una  $Z_u=50+j0 \Omega$  che appare sul connettore di uscita e che corrisponde all'impedenza caratteristica  $Z_0=50 \Omega$  del cavo coassiale che va al TX/RX.

In sintesi, guardando **fig. 2**, si vede che il filo da 3 mm collegato allo spillo del connettore N e il tubo da 16x18 mm, di lunghezza 1/4 d'onda, assolvono alla funzione di trasformazione di impedenza da 200 a 50  $\Omega$ .

Questa linea coassiale da  $Z_0=100 \Omega$  è circondata da un tubo esterno di 35 mm lungo anch'esso 1/4 d'onda chiuso in corto sulla flangia del connettore N che funziona da balun, abbreviato per "balance-unbalance".

Il balun impedisce che la corrente RF che circola nel semidipolo collegato alla calza del cavo possa circolare anche sulla superficie esterna della calza irradiandosi.

Per capire l'importanza del balun basta osservare **fig. 4**, che illustra un dipolo aperto e quindi bilanciato, alimentato mediante una linea sbilanciata in cavo coassiale.

La corrente I1 del braccio 1 del dipolo percorre il conduttore interno del cavo, mentre la corrente di ritorno I2, di ugual valore, percorre la superficie interna della calza.

Siccome  $I_1=I_2$  l'interno del cavo non irradia, ma quando I2 arriva alla fine della calza, trova due possibili percorsi.

Uno è il braccio 2 del dipolo e l'altro è la superficie esterna della calza del cavo.

La corrente I3 che scorre sull'esterno della calza si chiude a terra e si irradia utilizzando proprio la calza del cavo come fosse un'antenna marconiana.

Se la terra non c'è, la RF trova il modo di arrivarci comunque attraverso la rete di alimentazione a 220 V o qualunque altro percorso possibile.

Se la calza è lunga multipli dispari di 1/4 d'onda, l'impedenza verso terra è molto alta e I3 è trascurabile.

Se al contrario la calza è lunga multipli di 1/2 d'onda, l'impedenza verso terra è piccola e I3 diventa grande sbilanciando l'antenna.

In queste condizioni, se il telaio del TX, che è collegato alla calza, capita in un ventre di tensione, ecco che avvicinando il microfono alle labbra si sente pizzicare e cambiando magari la lunghezza del cavo, tutto sparisce.

Per quanto detto, la corrente I4 che circola nel braccio 2 del dipolo connesso alla calza è inferiore alla corrente I1 che circola nel conduttore centrale del cavo perché  $I_4=I_2-I_3$ .

Il fatto che la corrente I4 che circola nel

stando la lunghezza del cavo, può condurre a  $ROS=1$ .

Ovviamente, come antenna, questo è un arnese molto discutibile anche se  $ROS=1$  perché la calza irradia, e tutti dovrebbero evitarlo inserendo un balun.

Quando invece intorno al bazooka si monta il tubo esterno del balun, schematizzato in **fig. 5**, la corrente I3, che tende a circolare dal dipolo verso l'esterno della calza, questa volta percorre solo il primo quarto d'onda di calza ma poi trova il corto circuito sul fondo del balun.

Arrivata nel corto circuito, la tensione diventa zero, si ha riflessione totale e la corrente I3 si riflette totalmente all'indietro percorrendo in senso inverso la superficie interna del tubo del balun.

Come si vede in **fig. 5**, nel punto di corto di una linea lunga 1/4  $\lambda$ , l'impedenza è  $Z=0+j0 \Omega$  e siamo sullo zero dell'asse reale

della carta di Smith, riportata piccolina e simbolicamente a fianco del balun.

All'estremo aperto della linea 1/4 d'onda del balun, e dopo mezzo giro in senso orario sulla carta di Smith, siamo invece a impedenza infinita e quindi I3 non può circolare più all'esterno del tubo del balun e perciò non si irradia lungo la calza del cavo.

E' ovvio che la corrente I3 nell'interno del balun non potrà mai essere zero, e per il principio di conservazione dell'energia, ne circolerà quanta ne basta a mantenere impedenza elevata ma non infinita all'estremo aperto del tubo.

Riassumendo, nel balun scorrono due correnti circa uguali ma di senso contrario, una circola

sul primo quarto d'onda esterno della calza e l'altra sulla superficie interna del tubo esterno, lungo anch'esso 1/4 d'onda.

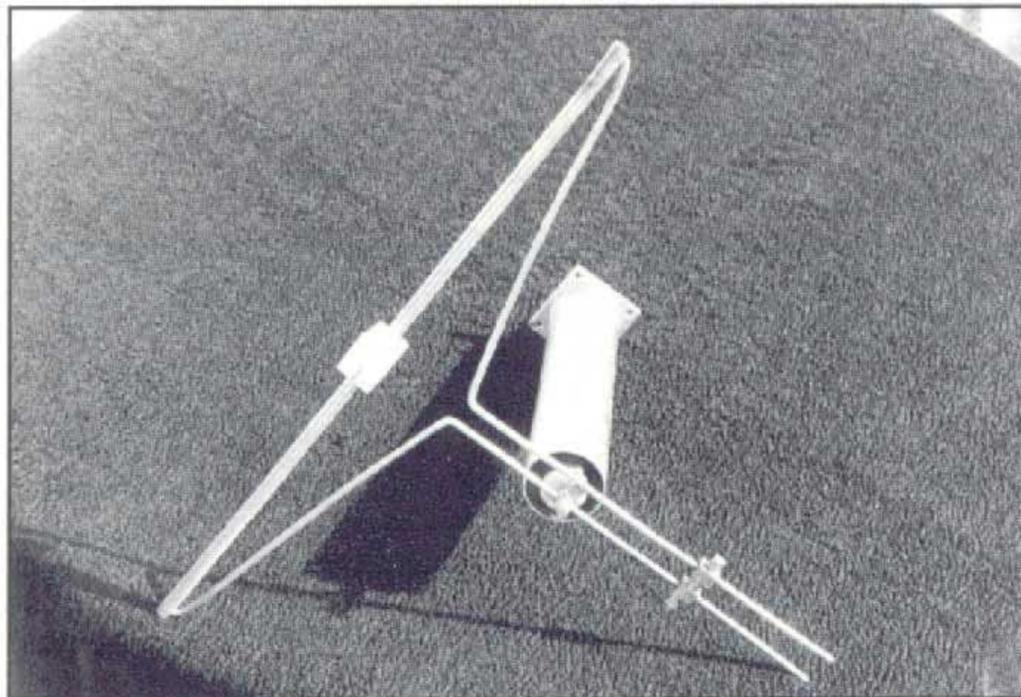
Queste due correnti, circa uguali, percorrono sensi opposti lunghi entrambi 1/4 d'onda, e si cancellano a vicenda.

Chi volesse approfondire questo argomento dovrebbe rileggere l'articolo di i5TDJ, "Un semplice balun" su R.R. 5/86 pag. 47.

Ecco allora che questo bazooka assolve alla duplice funzione di trasformatore di impedenza e permette di passare da linea bilanciata a linea sbilanciata.

Nel nostro caso, avendolo progettato con  $Z_0=100 \Omega$ , ci consente di ottenere anche la trasformazione di impedenza voluta nel rapporto 4/1 di 200/50  $\Omega$ , e infatti la trasformazione di impedenza è una delle proprietà delle linee di trasmissione lunghe 1/4 d'onda.

Se l'impedenza  $Z_u$  che vogliamo vedere all'uscita di una linea lunga 1/4 d'onda è  $50+j0 \Omega$ , e se l'impedenza caratteristica di



**Foto 2** - Questo esemplare di dipolo con delta match per 432 MHz, munito di universal stub e bazooka, è completamente realizzato con tubi commerciali di rame in conformità alle quote riportate in fig. 1 e 2. Questo esemplare è completamente argentato elettroliticamente.

braccio 2 collegato alla calza sia inferiore a quella I1 nel braccio 1 collegato al conduttore centrale del cavo, provoca lo sbilanciamento delle correnti nel dipolo e la deformazione del lobo di radiazione dell'antenna che non è più simmetrico.

In più, giacché la calza irradia, come mostra **fig. 4**, questa diventa parte integrante del sistema radiante, cosicché il ROS cambia al cambiare della lunghezza del cavo, oppure solo toccando la calza.

Questo è il motivo per cui a volte il ROS cambia allungando un po' la linea e, quando allungandola o accorciandola, si riesce a ottenere  $ROS=1$ , ciò non significa che questo sia un ROS falso che dà all'OM un senso di falsa sicurezza.

Si tratta invece di ROS proprio vero, magari proprio  $ROS=1$ , ma è dovuto al fatto che il braccio 2 dell'antenna si ritrova in parallelo la calza che irradia e che diventa parte integrante di un sistema radiante che, aggiu-

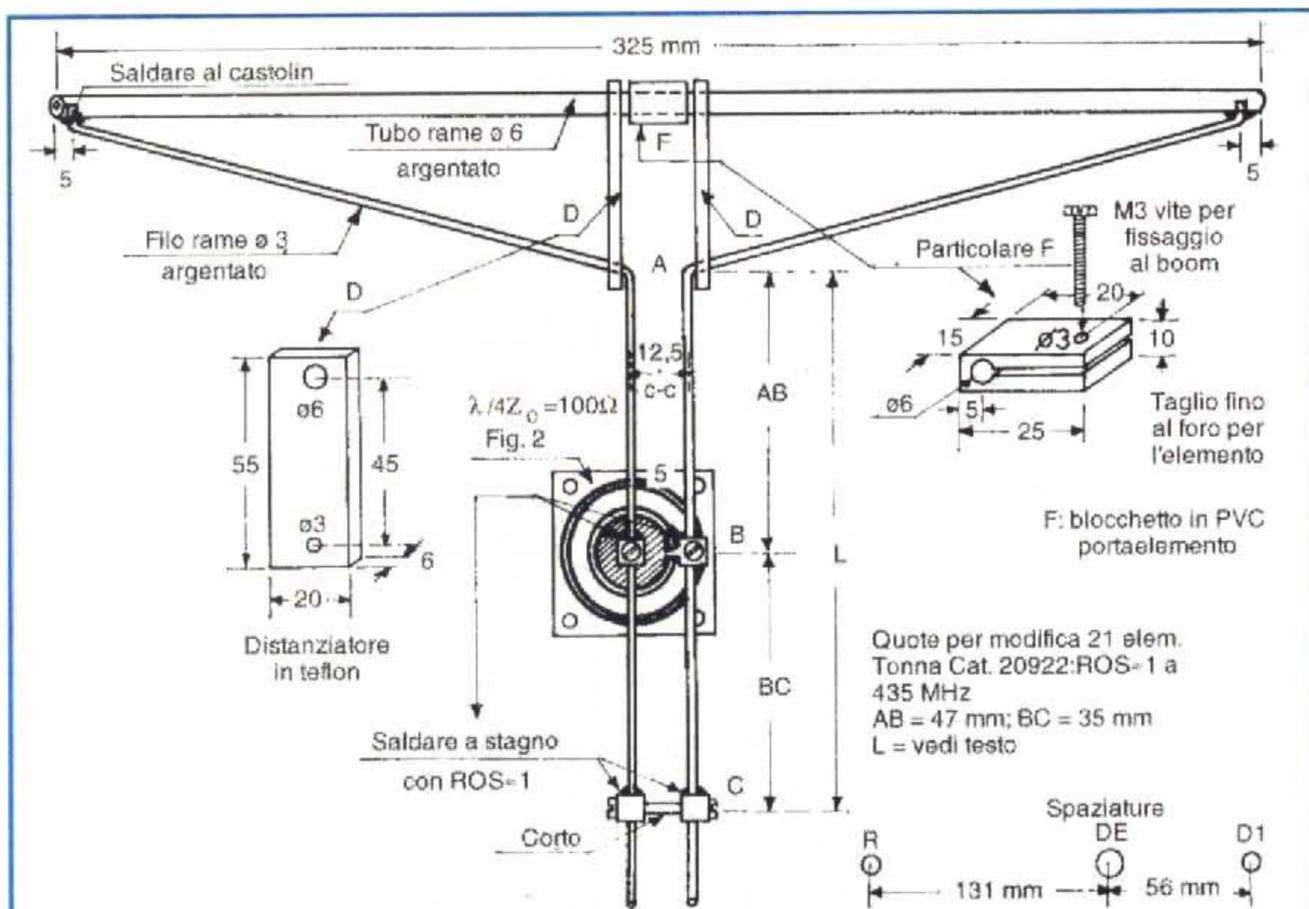


Fig. 1 • Disegno meccanico e costruttivo del dipolo per 432 MHz con delta match e universal stub

questa linea è  $Z_0=100 \Omega$ , allora l'impedenza che bisogna mettere al suo ingresso  $Z_i$  per avere  $Z_u$  in uscita, deve avere il seguente valore:

$$Z_i = Z_0^2 / Z_u = 100^2 / 50 = 200 \Omega$$

E' evidente che il punto B sulla linea bifilare dell'universal stub di fig. 1 e in cui dovremo attaccare il bazooka dovrà presentare una impedenza puramente resistiva  $Z_0=200+j0 \Omega$  e questa si trova sperimentalmente in modo veramente banale.

In pratica, spostando lentamente sulla linea bifilare il punto B su cui è attaccato il bazooka e spostando contemporaneamente in su e giù il punto C del ponticello di corto si troverà la condizione in cui sulla linea di trasmissione da  $Z_0=50 \Omega$  si misura  $ROS=1$  e per noi il problema dell'adattamento di impedenza potrebbe essere completamente risolto e potremmo andare a pesca.

Siccome siamo riflessivi, mentre aspettiamo che il pesce abocchi, pensiamo che quando ciò si verifica, siamo nella condizione di aver trovato necessariamente l'unico punto B sulla linea bifilare dello universal stub in cui il carico all'ingresso B del bazooka è puramente resistivo e la sua impedenza è solo e soltanto  $Z=200+j0 \Omega$ .

Ciò è evidente per il principio di reciprocità in quanto il bazooka la cui  $Z_0=100 \Omega$ , se ha in uscita una  $Z_u=50+j0 \Omega$  che determina  $ROS=1$  sul cavo, deve avere necessariamente al suo ingresso  $Z_i$  un'impedenza puramente resistiva di  $Z=200+j0 \Omega$  e non potrebbe essere diversamente.

Come vedremo, il punto B sarà il punto di partenza di tutti i nostri ragionamenti sulla carta di Smith,

Per riassumere, l'universal stub è una linea di trasmissione lunga  $1/2 \lambda$ , quanto cioè un giro completo della carta di Smith,

e che termina con un corto circuito. Qualunque valore abbia l'impedenza complessa dell'antenna collegata all'estremo opposto del corto, e qualunque sia il valore  $Z_0$  dell'impedenza caratteristica dello universal stub, tutte le impedenze che si possono trovare lungo questa linea bifilare, si trovano anche lungo il rispettivo cerchio del ROS sulla carta di Smith.

### Realizzazione pratica della modifica

Il dipolo a delta match di fig. 1 è anche visibile sulla copertina di R.R. 4/93, che raffigura l'allineamento di quattro yagi per 70 cm EME di I6PNN.

Qui il sistema di alimentazione con linee bifilari è diverso dalla presente descrizione ma la foto di copertina è utile per vedere

come realizzare il montaggio del dipolo sul boom.

Anche le foto 1 e 2 aiutano a vedere come montare il dipolo. Nel mio caso, essendo il bazooka fissato solidamente al boom, è stato possibile eliminare i due distanziatori in teflon al centro del dipolo.

In questi punti la tensione è molto elevata e in una prima versione, non disponendo del teflon, realizzai i due distanziatori in vetronite G-10, ma usando il K2RIW; questi si carbonizzarono in brevissimo tempo, non appena furono sporchi di salmastro e nel contempo bagnati dalla pioggia e la spia del problema fu un improvviso aumento di ROS.

Il rimedio per essere subito operativo fu di tagliare i distanziatori in G-10 col tronchese, e visto che ormai la meccanica di foto 1 reggeva, non ritenni più necessario di sostituirli in teflon.

La foto 1 mostra un angolare di plastica che tiene fissato il bazooka al boom mediante un perno filettato che serve a bloccarlo in opera e a tenerlo parallelo al boom dopo aver fatto la taratura dell'universal stub per il ROS più basso possibile.

Le figg. 1 e 2 evidenziano che il bazooka e il ponticello di corto scorrevole sono dotati di morsetti di ottone forati e con vite.

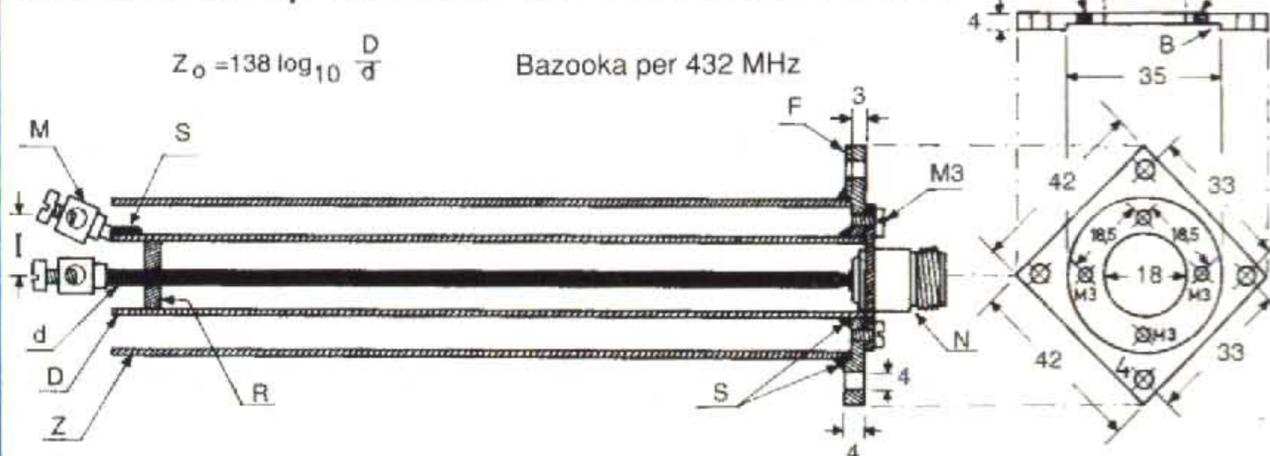
Dentro i morsetti ci possono scorrere i due conduttori della linea bifilare e durante la ricerca del  $ROS=1$  i due fili si possono stringere con le viti.

Questi morsetti si recuperano togliendo la gomma nera vulcanizzata dalle morsettiere mammoth per impianti elettrici.

Quando si costruisce il bazooka, i morsetti di ottone vanno saldati al tubo e al filo usando il cannello col castolin e non a stagno.

Le viti infatti servono solo per ottenere un buon contatto in fase di taratura ma alla fine, come indicato in figg. 1 e 2, i morsetti andranno saldati definitivamente alla linea bifi-

Fig. 2 • Disegno meccanico e costruttivo della linea coassiale 1/4 d'onda da  $Z_0=100 \Omega$  per 432 MHz con bazooka 1/4 d'onda come balun.



- D: Tubo di rame 18x16 lungo 170 mm
- d: Filo di rame nudo  $\phi=3$  mm lungo 177 mm (\*)
- Z: Tubo di rame 35x33 lungo 167 mm
- R: Rondella di teflon  $\phi 16,1$  mm
- M: Morsetti di ottone mammoth
- N: Connettore N tipo M o F e spillo bloccato con rondella elastica, Radiall UG 58A/U KN8-I

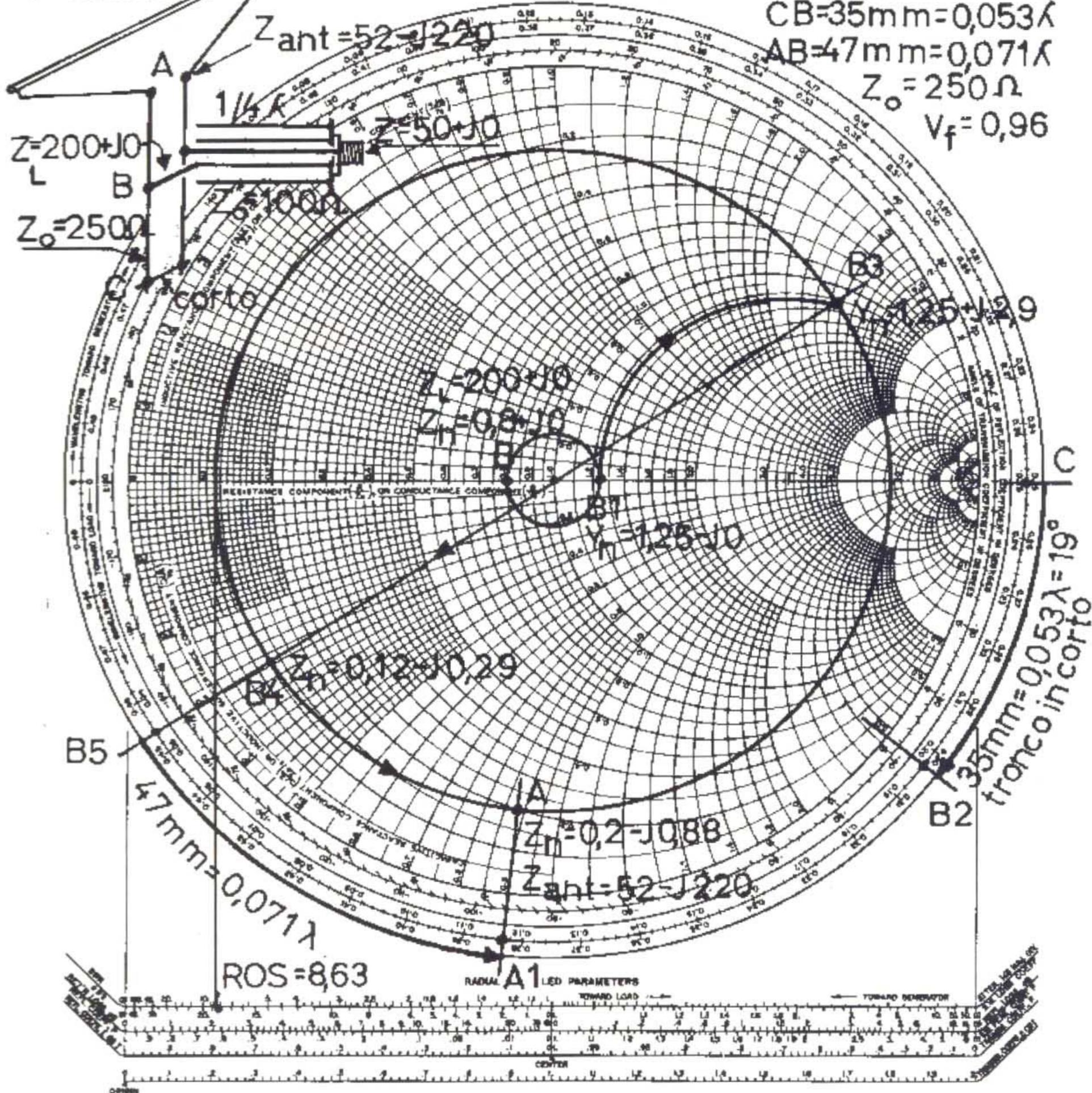
- F: Flangia rame/ottone 42x42x4 mm
- B: Battente  $\phi 35$  mm profondo 1 mm
- I: Interasse fori=12,5 mm
- S: Saldatura a castolin
- Nota: Pezzi tutti argentati
- (\*) consultare testo

NAME <b>i8C VS</b>	TITLE <b>determinare Z antenna da quote universal stub</b>	DWS. NO. <b>3</b>
SMITH CHART FORM 82-BSPR (2-66)		DATE

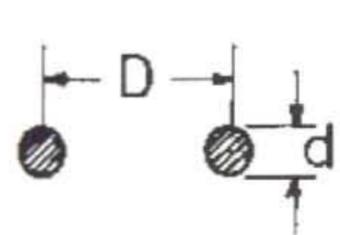
IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

linea bifilare  
 CB=35mm=0,053λ  
 AB=47mm=0,071λ  
 Z<sub>0</sub>=250Ω  
 V<sub>f</sub>=0,96

f=435MHz



calcolo Z<sub>0</sub> linea bifilare universal stub



$$Z_0 = 276 \log_{10} \left[ \frac{D}{d} + \sqrt{\frac{D^2}{d^2} - 1} \right]$$

D=12,5mm  
 d=3mm  
 Z<sub>0</sub>=250Ω

Fig. 3 - La carta di Smith con le circonvoluzioni per determinare graficamente l'impedenza dell'antenna.

lare usando lo stagno e un saldatore potente da almeno 200 W.

Se i morsetti di ottone non fossero saldati a castolin, questi si dissalderebbero subito dai rispettivi tubi a causa della temperatura elevata del saldatore appoggiato sulla linea bifilare.

Per adattare ai 50  $\Omega$  del cavo il nuovo dipolo e specificamente alla 21 elementi Tonna, la linea bifilare dell'universal stub è risultata in pratica molto corta e poi vedremo perché.

Chi volesse usare tale sistema per adattare questo dipolo ad antenne diverse è bene che faccia la linea bifilare lunga circa  $1/2$   $\lambda$  e, a fine taratura, tagli poi col tronchesino la parte di linea che avanza a valle del corto e che non serve più.

Se occorresse mettere in fase due antenne con lo stesso sistema, è necessario che tutti e due i bazooka abbiano i morsetti montati e saldati simmetricamente alle rispettive linee bifilari degli universal stub.

Guardando le due antenne, ponendosi dietro i riflettori, i due conduttori centrali da 3 mm nell'interno dei bazooka vanno collegati entrambi ai fili di sinistra delle due linee bifilari come disegnato in **fig. 1**.

Similmente, i due morsetti collegati ai tubi da 16x18 mm dei bazooka vanno collegati tutti e due ai fili di destra della linea bifilare, come appare in **fig. 1**.

Se si inverte l'ordine dei fili in entrambe le antenne il risultato non cambia e le antenne vengono sempre alimentate in fase.

Se invece il conduttore da 3 mm di un bazooka venisse collegato al filo di sinistra della linea bifilare e il filo da 3 mm dell'altro bazooka venisse collegato al filo di destra della linea bifilare, allora le due antenne non funzionerebbero più perché sarebbero alimentate in opposizione di fase di 180 gradi fra loro.

Nel mio caso, come si vede da **foto 1**, il tubo esterno da 35 mm del balun è dotato di due fori per il drenaggio dell'acqua piovana.

Questi fori sono necessari perché usando rotori di elevazione KR-500, le antenne, a causa del vento, si mettono orientate guardando verso terra di qualche grado.

Questa inclinazione negativa fa riempire i tubi di acqua piovana che, a lungo andare, rovina l'argentatura interna del balun.

In conclusione, chi vuol fare la modifica dovrà realizzare il dipolo seguendo le indicazioni del disegno costruttivo di **fig. 1** aiutandosi con le **foto 1** e **2**.

Bisognerà realizzare anche il bazooka col balun e il disegno costruttivo quotato di **fig. 2** mostra la flangia rigirata di 90 gradi che forma un rombo.

Questa vista, in sezione longitudinale, si è resa necessaria per mostrare alcuni dettagli costruttivi interni del bazooka, che altrimenti sarebbero stati invisibili.

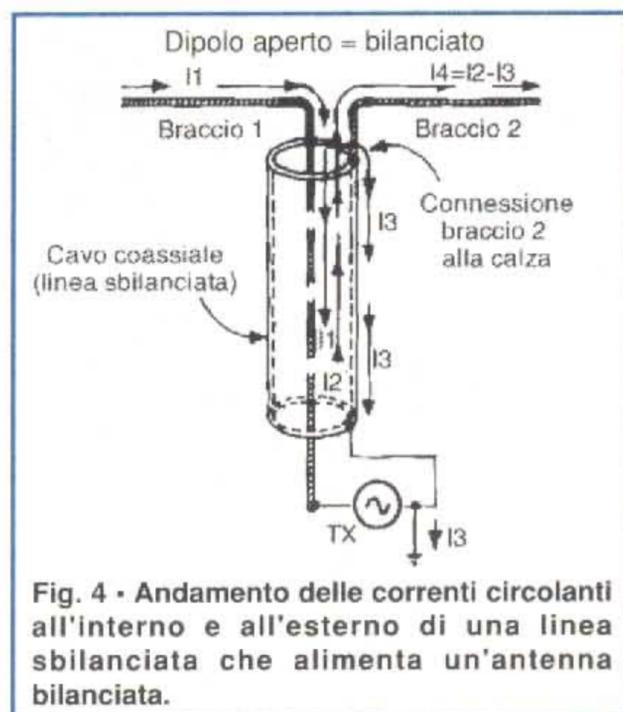
La linea interna  $1/4$  d'onda del bazooka può essere utilizzata anche per ottenere trasformazioni di impedenza diverse.

Lasciando invariato il tubo 16x18 mm, se  $d=5$  mm, allora  $Z_0=70 \Omega$  circa e si può fare la trasformazione di impedenza  $2/1$  da 100 a 50  $\Omega$ .

Se invece  $d=7$  mm allora  $Z_0=50 \Omega$ , non si ottiene alcuna trasformazione, e il dispositivo, ove occorra, si utilizza soltanto come balun.

A fine realizzazione è bene argentare sia il dipolo con tutta la linea dell'universal stub sia il bazooka perché: **argentatura = basse perdite**.

In alternativa al bazooka, la cui realizzazione richiede lavorazione di tornio e saldature a castolin, si può usare il classico balun in cavo coassiale lungo  $1/2$   $\lambda$  descritto da I0JXX a pag. 22 di R.R. 5/98, che, oltre alla simmetrizzazione, fornisce un rapporto di impedenza  $4/1$ , come necessario al nostro caso. Come si vede da **fig. 2** di pag. 22, il



**Fig. 4 - Andamento delle correnti circolanti all'interno e all'esterno di una linea sbilanciata che alimenta un'antenna bilanciata.**

balun di I0JXX per 432 MHz è realizzato con un pezzo di cavo in teflon RG-142 lungo 240 mm sottocalza e il suo abbinamento con questo universal stub risulta allettante.

Per potenze modeste si può usare il cavo semirigido UT-141, il cui dielettrico è PTFE, ossia teflon con  $V_f=0,695$ .

Per 432 MHz la lunghezza del cavo è 241 mm e per 435 MHz è 239,5 mm. Il montaggio risulta facile perché il semirigido si piega a forma di U, dopodiché si infila in due buchi della flangia del connettore mentre la guaina di rame si salda direttamente alla flangia N.

Questo balun dovrà essere dotato di due tubicini scorrevoli sulla linea bifilare e di opportuna staffa di fissaggio al boom.

Ovviamente la procedura della regolazione del ROS resta identica a quella già descritta per il bazooka.

### Verifica dell'impedenza di antenna con la Carta di Smith

Lo scopo della verifica è quello di fare un esercizio e determinare l'impedenza di an-

tenna dalle misure fisiche dei tratti di linea AB e BC dell'universal stub di **fig. 1** e **3**, le cui lunghezze abbiamo misurato dopo aver ottenuto  $ROS=1$  circa sulla linea di trasmissione da  $Z_0=50 \Omega$ .

Il tronco in corto CB risulta lungo 35 mm e il tratto AB fra il dipolo e il bazooka risulta lungo 47 mm.

La frequenza del TX su cui abbiamo tarato l'antenna per  $ROS=1$  è 435 MHz, a cui corrisponde una lunghezza d'onda nel libero spazio di  $300/435=0,689$  m pari a 68,9 cm.

Il fattore di velocità nella linea bifilare in aria è  $V_f=0,96$ , ossia la corrente RF nella linea ha velocità 0,96 volte quella dell'onda elettromagnetica nel libero spazio.

In conseguenza, la lunghezza di linea bifilare corrispondente a una lunghezza d'onda elettrica è  $68,9 \times 0,96=66,14$  cm.

Quindi il tronco in corto CB di 35 mm, pari a 3,5 cm, è lungo  $3,5/66,14=0,053$   $\lambda$  elettrici che equivalgono a  $360 \times 0,053=19$  gradi

Analogamente, il tronco AB, lungo 47 mm, pari a 4,7 cm, è lungo  $4,7/66,14=0,071$   $\lambda$  elettrici corrispondenti a  $360 \times 0,071=25,6$  gradi.

Per seguire meglio la verifica è opportuno fotocopiare la carta di Smith e così si eviterà di girare continuamente le pagine di RR per guardare i cerchi sulla carta e leggere il testo.

Con riferimento allo schema elettrico riportato in alto a sinistra sulla carta di Smith, si rammenta che abbiamo regolato la posizione del bazooka e quella del ponticello di corto sull'universal stub in modo da misurare  $ROS=1$  circa sul connettore del bazooka collegato alla linea di trasmissione da  $Z_0=50 \Omega$ .

Siccome l'impedenza caratteristica del bazooka è  $Z_0=100 \Omega$ , ne consegue che la sua posizione di attacco sulla linea bifilare nel punto B ha necessariamente impedenza puramente resistiva  $Z=200+j0 \Omega$  perché questo bazooka effettua una trasformazione di impedenza nel rapporto  $4/1$ .

In queste condizioni di adattamento di impedenza misurato sulla linea da  $Z_0=50 \Omega$ , il ROS nell'interno del bazooka è  $200/100=2$  mentre sulla linea bifilare dell'universal stub il  $ROS=250/200=1,25$ .

Questi valori di ROS nell'interno della rete sono molto bassi e quindi le perdite sono trascurabili.

Si rammenta che l'impedenza caratteristica della linea bifilare dell'universal stub è  $Z_0=250 \Omega$ , e questa impedenza va messa al centro della carta di Smith in 1.

Normalizziamo ai 250  $\Omega$  della carta l'impedenza  $Z=200+j0 \Omega$  che rappresenta il carico puramente resistivo nel punto di attacco B sul bazooka e il punto di partenza per tutti i nostri ragionamenti.

Dividendo  $200+j0$  per 250 si ottiene l'impedenza normalizzata  $Z_n=0,8+j0$ . Posizio-

niamo il punto B sull'asse reale della carta in corrispondenza di 0,8 e con apertura di compasso fra il centro 1 e 0,8 tracciamo il cerchio di ROS costante dell'universal stub che misurato sulla scala dei parametri scalati radialmente risulta appunto  $ROS=1,25$ .

A questo punto, per risalire all'impedenza dell'antenna nel punto A cominciamo a staccare dall'universal stub il tronco in corto CB determinando graficamente l'impedenza che appare nel punto B col tronco in meno.

In condizioni di adattamento e  $ROS=1$  misurato sulla linea da  $Z_0=50 \Omega$ , nel punto B l'impedenza è puramente resistiva e  $Z=200+j0 \Omega$ , ma se stacciamo da B il tronco in corto CB, che gli mettiamo in parallelo per ottenere  $Z=200+j0$ , allora all'ingresso del bazooca, nel punto B apparirà necessariamente la reattanza che avevamo cancellato. La reattanza che appare ha valore assoluto uguale ma segno contrario a quella propria del tronco in corto.

Siccome il tronco in corto è in parallelo a B, per toglierlo dal circuito bisogna passare da impedenza  $Z_n=0,8+j0$  in B alla rispettiva ammettenza passando diametralmente opposti attraverso il cerchio di  $ROS=1,25$  arrivando in B1 dove l'ammettenza normalizzata è  $Y_n=1,25-j0$ .

Determiniamo subito la natura e il valore della suscettanza del tronco in corto CB che dobbiamo staccare.

Siccome il tronco è in corto, partiamo da suscettanza infinita che si trova nel punto C a destra sull'asse reale della carta di Smith, usata appunto come carta ammettenza.

Nel punto C siamo a 0,250 lambda verso il generatore e sommandoci gli 0,053 lambda del tronco in corto otteniamo 0,303 lambda.

Camminando da C fino a 0,303 lambda in senso orario sulla scala delle lunghezze d'onda verso il generatore, arriviamo nel punto B2 sul cerchio esterno della carta.

In corrispondenza di B2 troviamo il cerchio di suscettanza induttiva 2,9 e quindi la suscettanza normalizzata del tronco in corto CB è  $B_n=-j2,9$  e perciò induttiva.

Per il ragionamento fatto, ne deriva che se stacciamo il tronco in corto dall'ingresso B del bazooca, la suscettanza che appare ai suoi morsetti è di valore uguale ma di segno contrario e quindi capacitiva  $B_n=j2,9$ , e questa si trova al di sopra dell'asse reale della carta ammettenza.

Per vedere dove siamo col tronco in corto staccato, partiamo dal punto B1 e camminiamo sul cerchio di conduttanza normalizzata costante  $G=1,25$  nel senso indicato dalla freccia fino a incontrare il cerchio di suscettanza capacitiva normalizzata  $j2,9$  e ci troveremo nel punto B3 dove l'ammettenza normalizzata è  $Y_n=1,25+j2,9$ .

Con apertura di compasso fra il centro della carta e il punto B3, tracciamo il cerchio di ROS costante, che misurato sulla scala in basso dei parametri scalati radialmente risulta  $ROS=8,63$ .

Questo è il ROS che si avrebbe sulla linea bifilare dell'universal stub col tronco in corto CB staccato.

A questo punto, per arrivare all'antenna, bisogna percorrere il tronco in serie AB e quindi passiamo da carta ammettenza in B3 a carta impedenza in B4, passando diametralmente opposti per il centro del cerchio di  $ROS=8,63$ .

In B4 l'impedenza normalizzata è  $Z_n=0,12-j0,29$ . Partendo dal centro della carta, tracciamo una retta passante per B4 e

za normalizzata dell'antenna nel punto A. Denormalizziamo questa impedenza moltiplicando tutto per 250 e otterremo finalmente che alla frequenza di 435 MHz,  $Z_{ant}=52-j220 \Omega$  e questa è l'impedenza dell'antenna nel punto A sul gamma del dipolo che ci eravamo proposti di determinare graficamente.

Se avessimo usato un analizzatore di reti, avremmo potuto misurare l'impedenza complessa sul cavo da  $Z_0=50 \Omega$  col tronco in corto staccato ma strumentalmente, senza fare questi calcoli, non ci saremmo potuti spingere oltre non essendo possibile inserire accoppiatori direzionali sulla linea bifilare per misurare modulo e fase del coefficiente di riflessione RHO nel punto A del dipolo.

Ne consegue che spesso la soluzione di problemi apparentemente facili da risolvere strumentalmente sono facilmente abordabili anche con mezzi semplici, come una misura di ROS coadiuvata dalle caratteristiche geometriche fisiche delle linee di trasmissione coinvolte nella rete di adattamento.

Il resto si può fare in modo semplice utilizzando una matita, la gomma e la carta di Smith.

## Conclusioni

Con questa puntata ha termine la serie di esercizi sulla carta di Smith, che aveva per tema le linee di trasmissione, e ora dovrebbe essere più facile affrontare molti problemi usando programmi che simulano la carta di Smith sul PC.

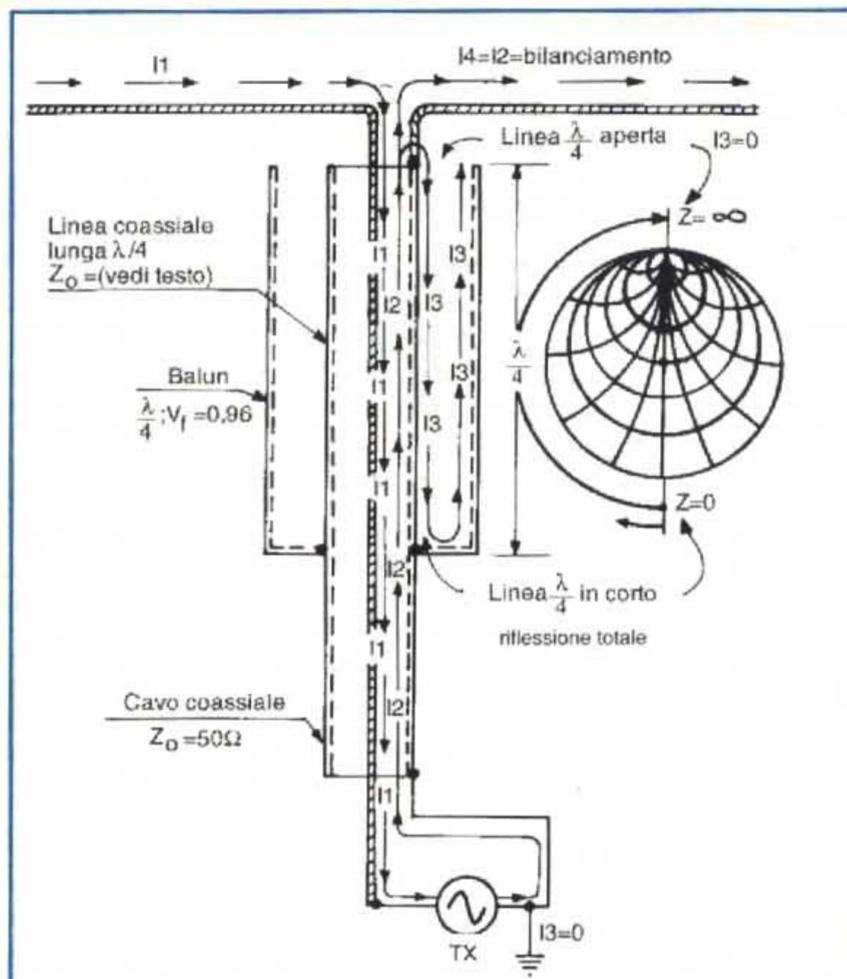
Bisogna dire però che il PC non può risolvere alcun problema se non sappiamo da dove partire e non abbiamo le idee chiare su dove arrivare e su come arrivarci.

Questo è il vero problema che si risolve solo studiando e confrontando i nostri risultati con quelli trovati dagli altri.

Anche se i risultati saranno uguali, le strade seguite saranno quasi certamente diverse e ciascuna di queste contiene sempre qualcosa di nuovo che appartiene all'intelletto degli altri e che non avevamo intuito e questa conoscenza è il vero raggiungimento della meta.

Quindi facciamo finta che la carta di Smith sia una specie di bersaglio per tirassegno da attaccare al muro cercando di mirare sempre al centro.

Fra tanti programmi, il più immediato, comprensibile e agevole da gestire mi sembra essere Z Match for Windows che gira anche su Windows 3.1 ed è disponibile col manuale di istruzioni ed esempi applicativi consultando la pubblicità della rivista VHF Communication.



**Fig. 5 - Andamento delle correnti all'interno e all'esterno di una linea sbilanciata munita di balun che alimenta un'antenna bilanciata. La carta di Smith mostra i punti del balun lungo 1/4 lambda in cui l'impedenza è zero nel punto di corto con la calza del cavo e circa infinita al lato aperto.**

prolungiamola fino ad incontrare B5 e segniamo questo punto sulla scala delle lunghezze d'onda verso il carico.

Siccome abbiamo messo il generatore TX sul connettore del bazooca, il carico dove dobbiamo andare è l'antenna e per arrivarci bisogna camminare per 0,071 lambda del tronco AB girando sul cerchio del ROS in senso antiorario verso il carico partendo da B4.

In B4, cui corrisponde B5, siamo a 0,046 lambda verso il carico e sommandoci gli 0,071 lambda del tratto AB arriviamo in 0,117 lambda nel punto A1.

Congiungendo A1 col centro della carta intersechiamo il cerchio del ROS in A dove  $Z_n=0,2-j0,88$  rappresenta proprio l'impedenza

# Teoria

Questo programma contiene anche moltissimi RF Tools che lo rendono indispensabile per chi ama cimentarsi coi problemi sulla RF verso i quali purtroppo, oggigiorno, l'interesse amatoriale è sentito da pochi.

Infine desidero ringraziare in modo particolare l'amico e maestro I5TDJ per avermi insegnato ad usare con consigli e rimproveri quel poco che ho appreso sulla carta di Smith, scusandomi coi lettori per gli inevitabili errori ed omissioni.

Ringrazio IN3GZI e IW3AFT per avermi incoraggiato a scrivere queste sei puntate inviandomi anche materiale bibliografico prezioso nonché il programma RF Match scritto dall'ing. Giorgio Fontana dell'Università di Trento.

Non ultimo, un ringraziamento a I5MJL che mi ha fatto testare il semplice programma Smith-3 da lui scritto e che intende dedicare ai Soci della Sezione ARI di Lucca.

All'amico I8KCL vada la gratitudine di tanti di noi per aver egli eseguito ad opera d'arte tutti i lavori meccanici e di tornio per accontentare coloro, e sono molti, che hanno effettuato questa modifica all'antenna Tonna.

## Bibliografia

Riferirsi a quella citata in calce alla parte 1<sup>a</sup> su RR 2/98 e parte 3<sup>a</sup> su RR 4/98 e inoltre aggiungere:

- 1) "Note sull'accoppiamento di antenne" di Piero Moroni, I5TDJ, Relazione presentata all'VIII Symposium di Orvieto e pubblicata su RR 2/94, pag. 61.
- 2) "Un semplice balun" di Piero Moroni, I5TDJ RR 5/86, pag. 47.

