

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

Parte I<sup>a</sup>

## La carta di Smith

### Premessa

Molti anni orsono mi ritrovai a Bolzano al "4° meeting radiotecnico 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 quadrupolo 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 risona, 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  $Z=R+jX$ .



## Teoria

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

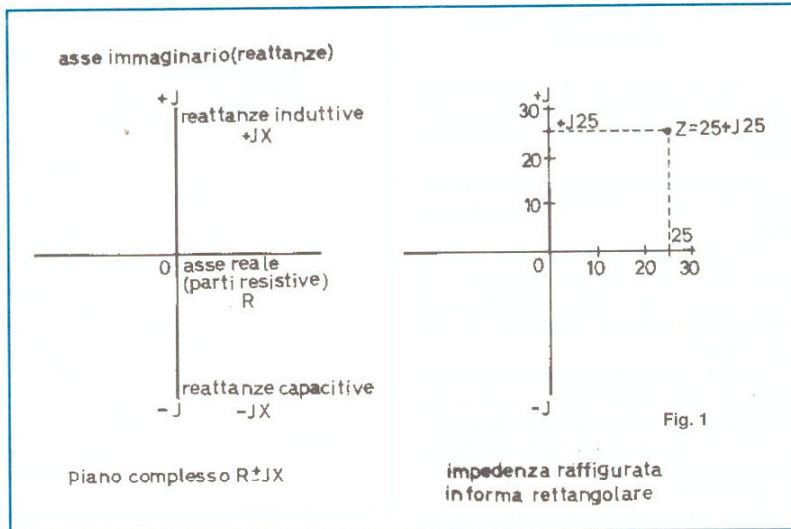
Senza precisare la teoria su cui è stata elaborata, iniziamo a vedere come si usa, e com'è costituita nelle sue parti essenziali.

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.



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

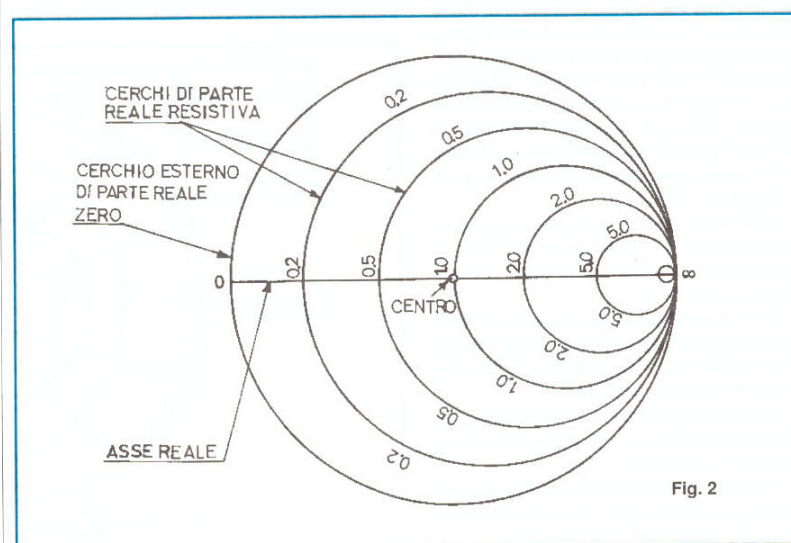
limitato di 7 appena, sono in realtà infiniti e infinito si trova idealmente in un punto.

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.





## 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  $Z=R+jX$ . 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.

E' 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.

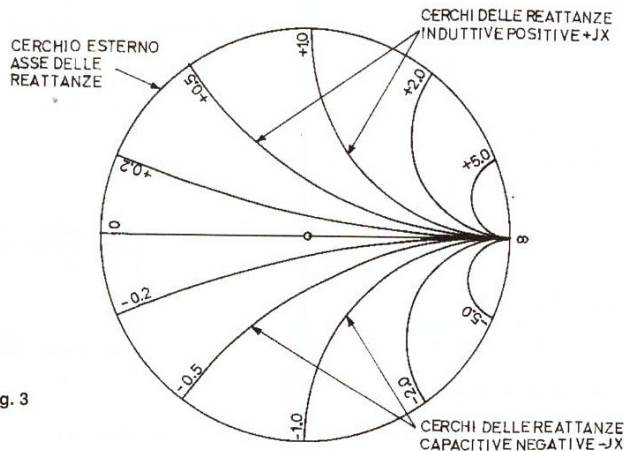


Fig. 3

## 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  $R=0,5$  e di quello di parte reattiva induttiva  $+j0,5$ .

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  $0,088\ \lambda$ .

E' 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

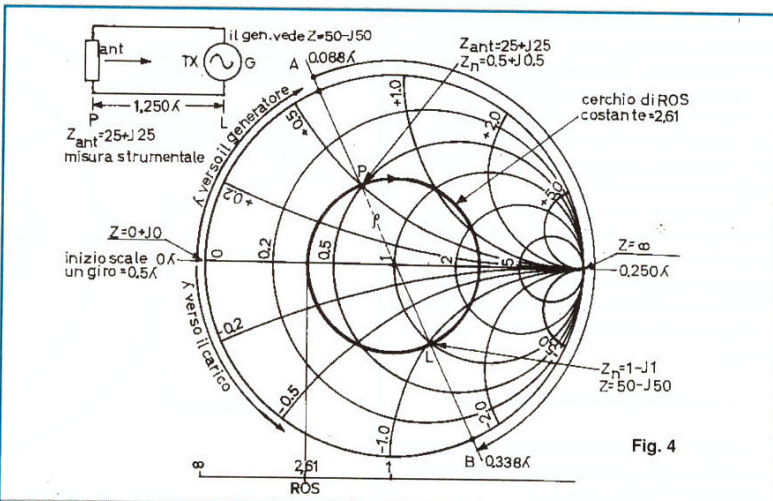


Fig. 4



## Teoria

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-

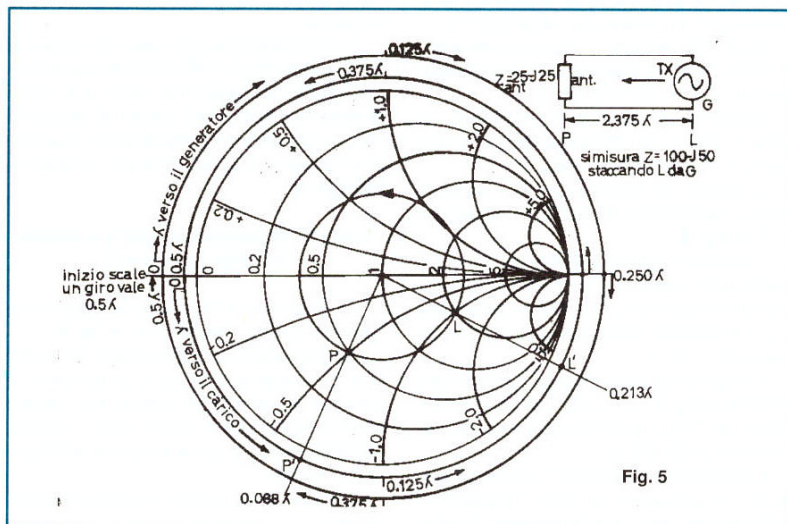


Fig. 5



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-

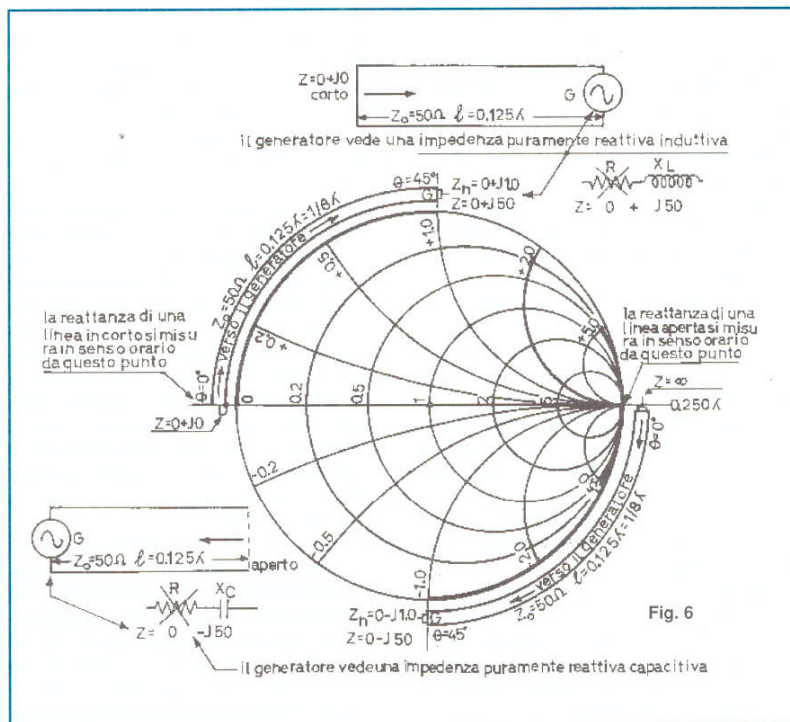


Fig. 6

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  $ROS=\infty$ .



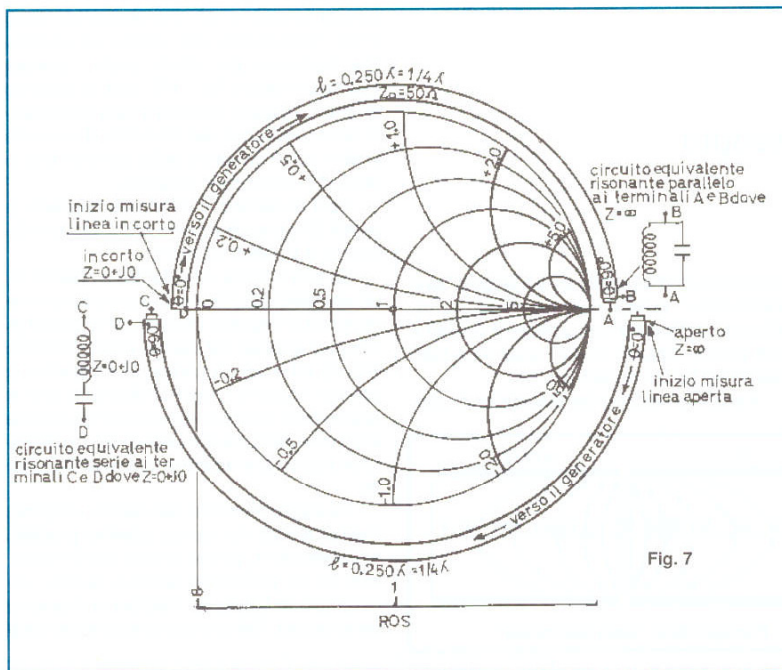


Fig. 7

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 all'asse 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 un 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 al 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. Withe. 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 Goodman, W1DX. QST November 1991
- 14) Measuring Impedance with a Reflection-Coefficient Bridge: by Jack Friedigkeit, 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 • 18CVS

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? E' 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 occorra, 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  $B$  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)

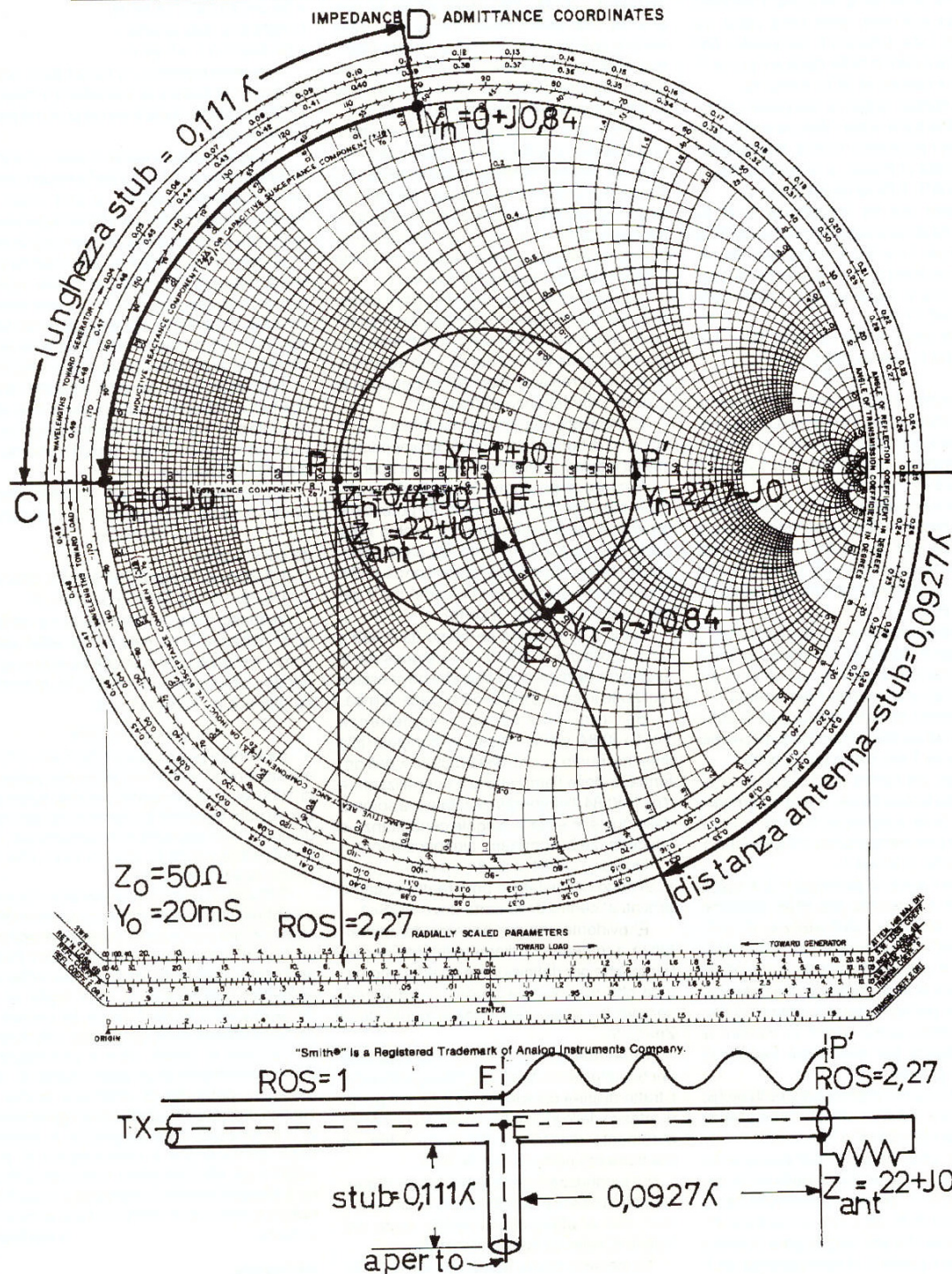
Supponiamo di avere un'antenna che, misurata col ponte di impedenza, abbia a risonanza impedenza  $Z=22+j0 \Omega$  e che il cavo a cui adattarla abbia  $Z_0=50 \Omega$ .

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  $ROS=1$ .



## Teoria

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





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.

$$\text{Quindi: } 1 - j0,84 + j0,84 = 1 + j0$$

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.



Domenico Marini • I8CVS

Via A. de Gasperi 89 - Parco Merola  
80059 Torre del Greco (NA)Parte 3ª  
da R.R. 3/98

## 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  $B_n=-j2,15$ .

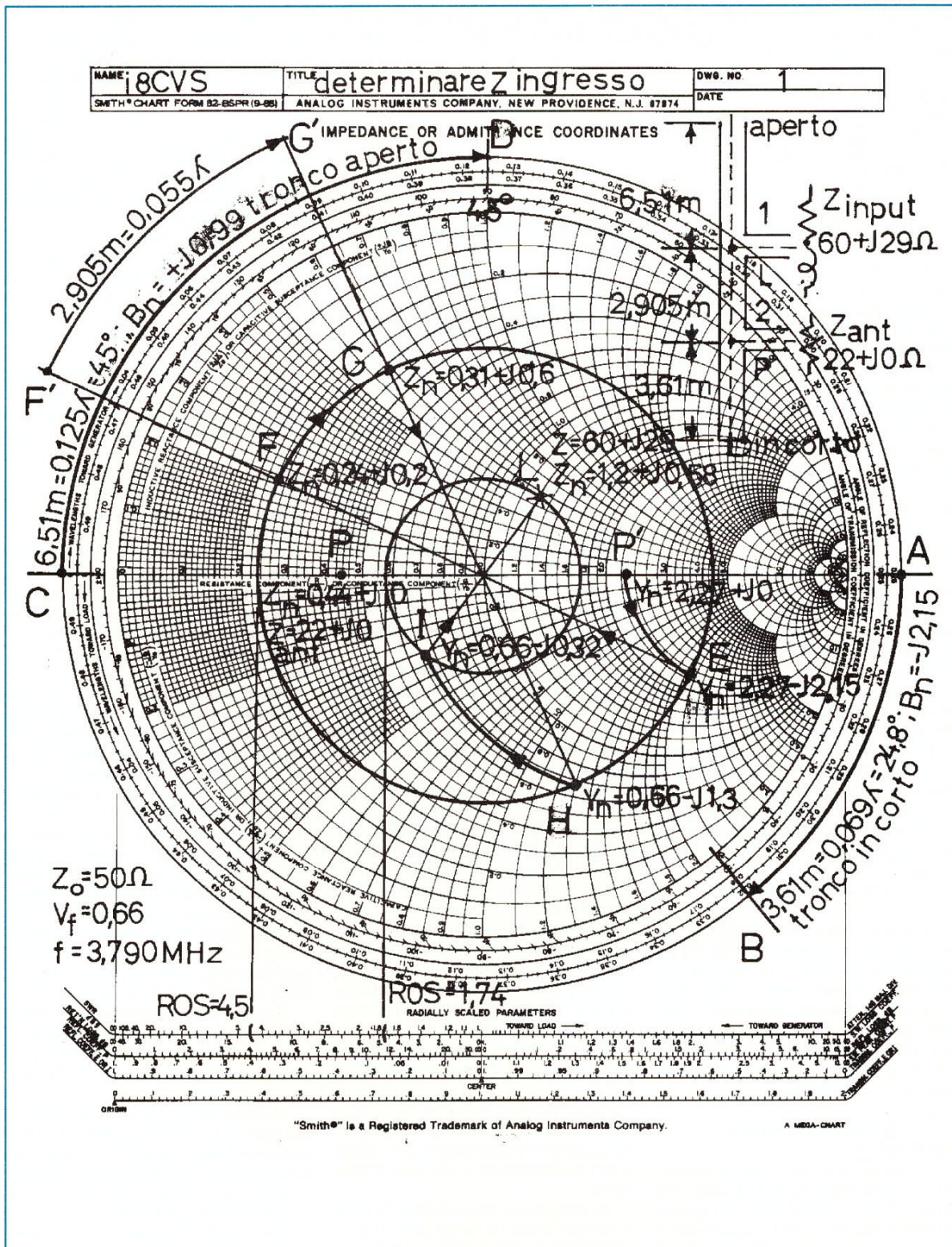
Sommiamo questa suscettanza induttiva all'ammettenza di antenna e otteniamo la nuova ammettenza normalizzata  $Y_n=(2,27+j0)+(0-j2,15)=2,27-j2,15$  che si trova nel punto E della carta.

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



## Teoria





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 rimedia. 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  $W=VI \cos \varphi$  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  $VAR=VI \sin \varphi$ .

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-



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.

Percorriamo  $0,125 \lambda$  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'ammittenza 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 1, 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°, appendice pagg. 221-241.

*Errata corrige*

## Semplice ricetrasmittitore QRP

**I**N RIFERIMENTO al mio articolo apparso su R.R. 4/97 pag. 67 "Semplice rice-trasmittitore QRP", ho rilevato due errori di stampa sullo schema elettrico del progetto.

- 1) il resistore da 47  $\Omega$  porta l'alimentazione positiva direttamente ad un capo del primario di T1; non esiste quindi il "nodo" di collegamento con la pista di massa (vedi circoletto 1).
- 2) i resistori di polarizzazione del mosfet 40673 e piÙ precisamente quello da 10 k $\Omega$  e quello da 220  $\Omega$  sono collegati tra loro ad un capo, nonchÙ al source ed all'elettrolitico da 10  $\mu$ F (vedi circoletto 2); questo punto deve essere contrassegnato con un nodo di collegamento.

**Alberto Carbone, IKIXWW**

