

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

Parte 4^a

La carta di Smith

Premessa

Nella 3^a 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 Zinput 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 Zinput 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 $Zant=R+j0$, 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 $Zant=R+jX$, 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 $Zant=R+jX$, allora la reattanza dell'antenna sarebbe induttiva e quindi l'antenna sarebbe più lunga di quanto occorra per essere risonante a 3,790 MHz.

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

Partendo da $ROS=1$ su Zinput 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 "smon-tare" 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 Zant 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.

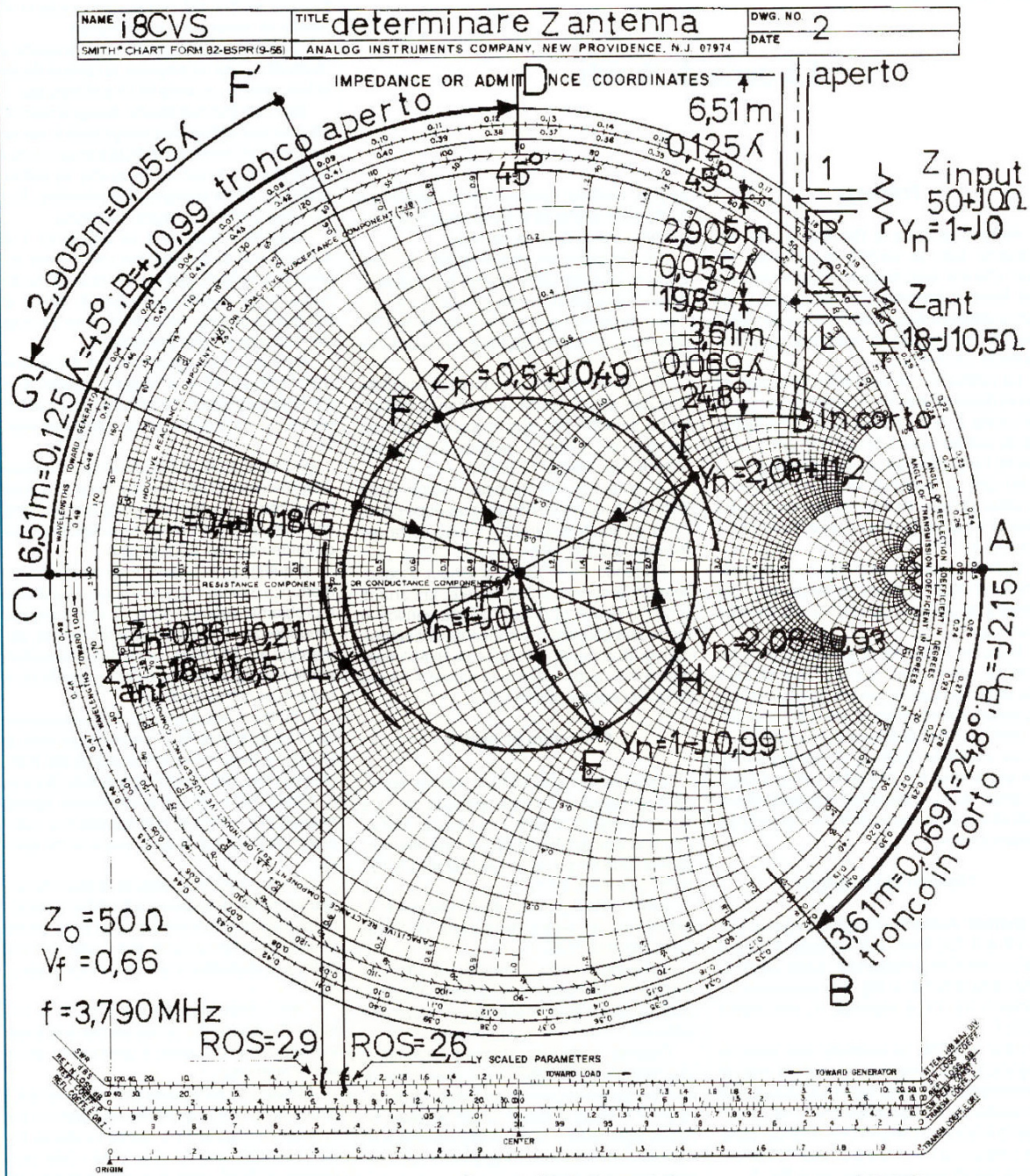
Come si vede, partendo dal presupposto che il disadattamento in ingresso sia nullo e $ROS=1$, conoscendo le lunghezze dei tronchi della rete e la frequenza di lavoro, la carta di Smith permette di determinare senza ambiguità il valore di una impedenza complessa di antenna $Z=R+jX$ usata come carico.

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 Pr 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 Pr e quella incidente Pi , 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.



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 sue 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 $Z_0 \times ROS$ se non 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 50Ω 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 18Ω 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 n 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 1ª su RR 2/98 e parte 3ª 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*

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 troveremmo $ROS=2,76$.

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 Ω 1 W e collegarli in parallelo per ottenere $R=18,5 \Omega$ circa.

Siccome una reattanza induttiva di 8 Ω a 3,790 MHz si ottiene con una induttanza da 336 nH, collegando un resistore da 18,5 Ω con in serie una L da 336 nH avremo 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 Ω 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_{in} 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 $ROS=2,76$.

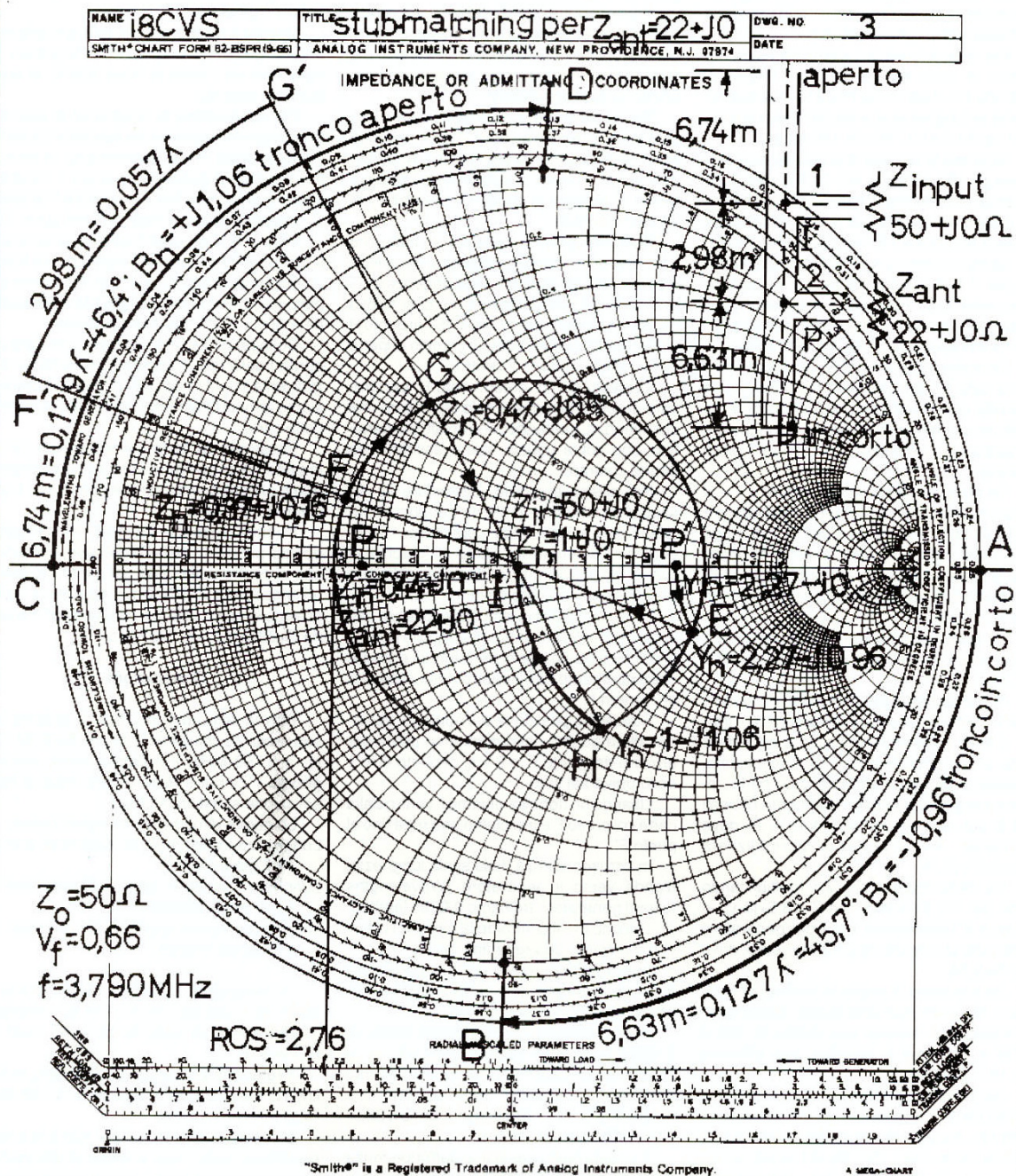
Il return loss ottenuto a 3,790 MHz sulla linea di trasmissione è migliore di -40 dB con ROS inferiore a 1,02.

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

Fig. 3



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 inviando 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 Ω 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 1ª su RR 2/98 e parte 3ª su RR 4/98.

Errata corrige

Radio Rivista 2/98 pag. 41, colonna 1. La riga 26 dal fondo pagina deve correggersi così:

L'accordatore gli mette semplicemente in serie una reattanza $+j50$ ecc.ecc

Sempre a pag. 41 colonna 1. Da riga 19 dal fondo deve correggersi così:

Se misuriamo l'impedenza sul connettore di uscita dell'accordatore troveremo $Z=0+j50 \Omega$.

Ringrazio l'OM che mi ha segnalato i due errori anche se ha dimenticato di scrivermi come correggerli, forse ritenendo la cosa ovvia.

Nel fare le correzioni spero di non avere sbagliato una volta in più.

18CVS

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

Parte 6^a

Come funziona l'Universal Stub

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 troppo, 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 foratoso 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-

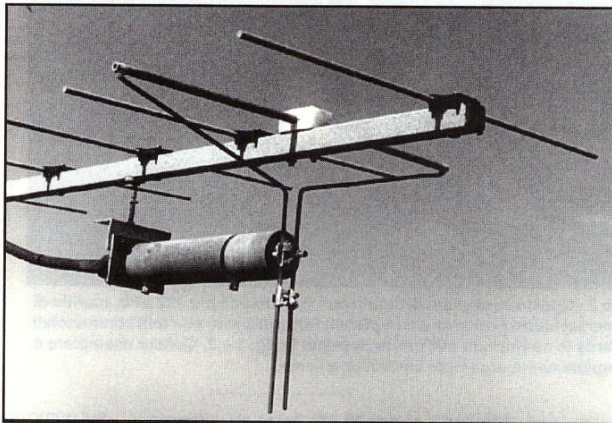


Foto 1 - Il dipolo con delta match, universal stub e bazooka di figg. 1 e 2 montato sulla 21 el. Tonna per 432 MHz. Sono visibili i morsetti di corto e di attacco sul bazooka in posizione definitiva e saldati a stagno dopo la taratura.

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 Ω .

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 Ω , 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

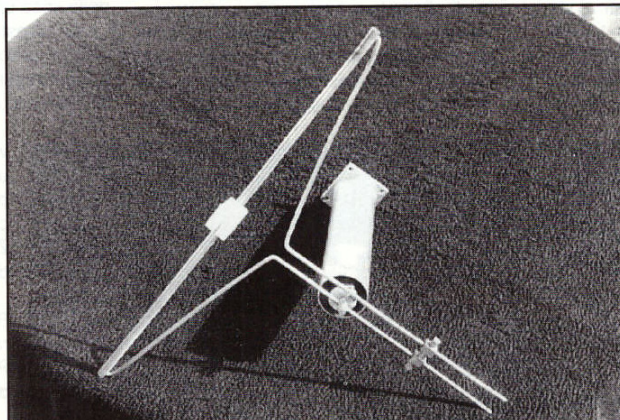


Foto 2 - Questo esemplare di dipolo con delta match per 432 MHz, munito di universal stub e bazooka, è completamente realizzato con tubi commerciali di rame in conformità alle quote riportate in fig. 1 e 2. Questo esemplare è completamente argentato elettroliticamente.

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-

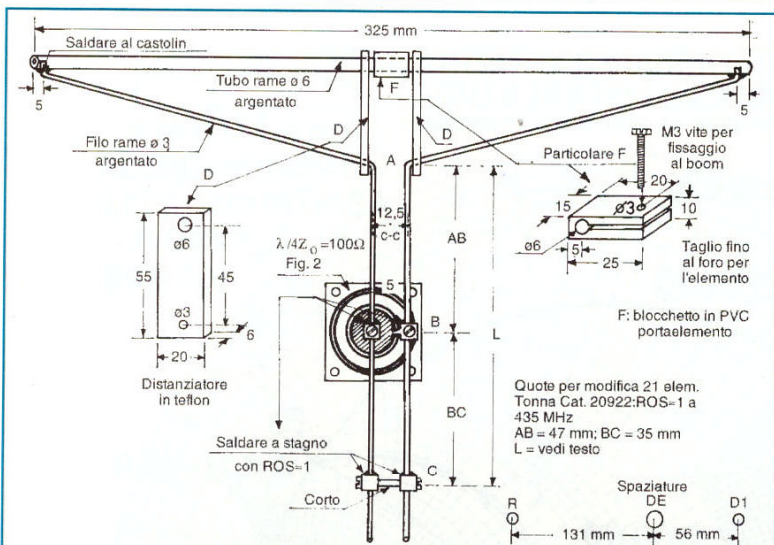


Fig. 1 • Disegno meccanico e costruttivo del dipolo per 432 MHz con delta match e universal stub

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:

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

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 $Z_o=200+j0 \Omega$ 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 abbocchi, 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 $Z_o = 100 \Omega$, 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 tronchesino, 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.

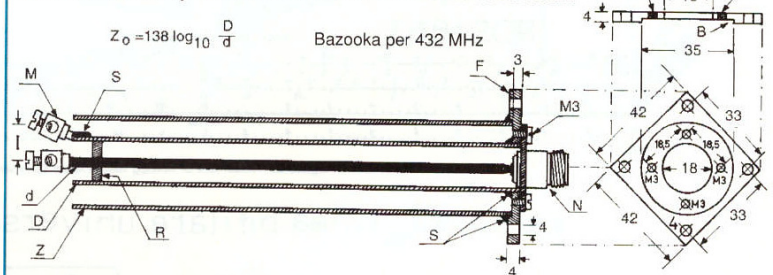
Dentro i morsetti ci possono scorrere i due conduttori della linea bifilare e durante la ricerca del $ROS=1$ i due fili si possono stringere con le viti.

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 \approx 3 mm lungo 177 mm (*)
Z: Tubo di rame 35x33 lungo 167 mm
R: Rondella di teflon \varnothing 16,1 mm
M: Morsetti di ottone mammuth
N: Connettore N tipo M o F e spillo bloccato con
rondella elastica. Radiali IUG 58A/11 KN8-I

Teoria

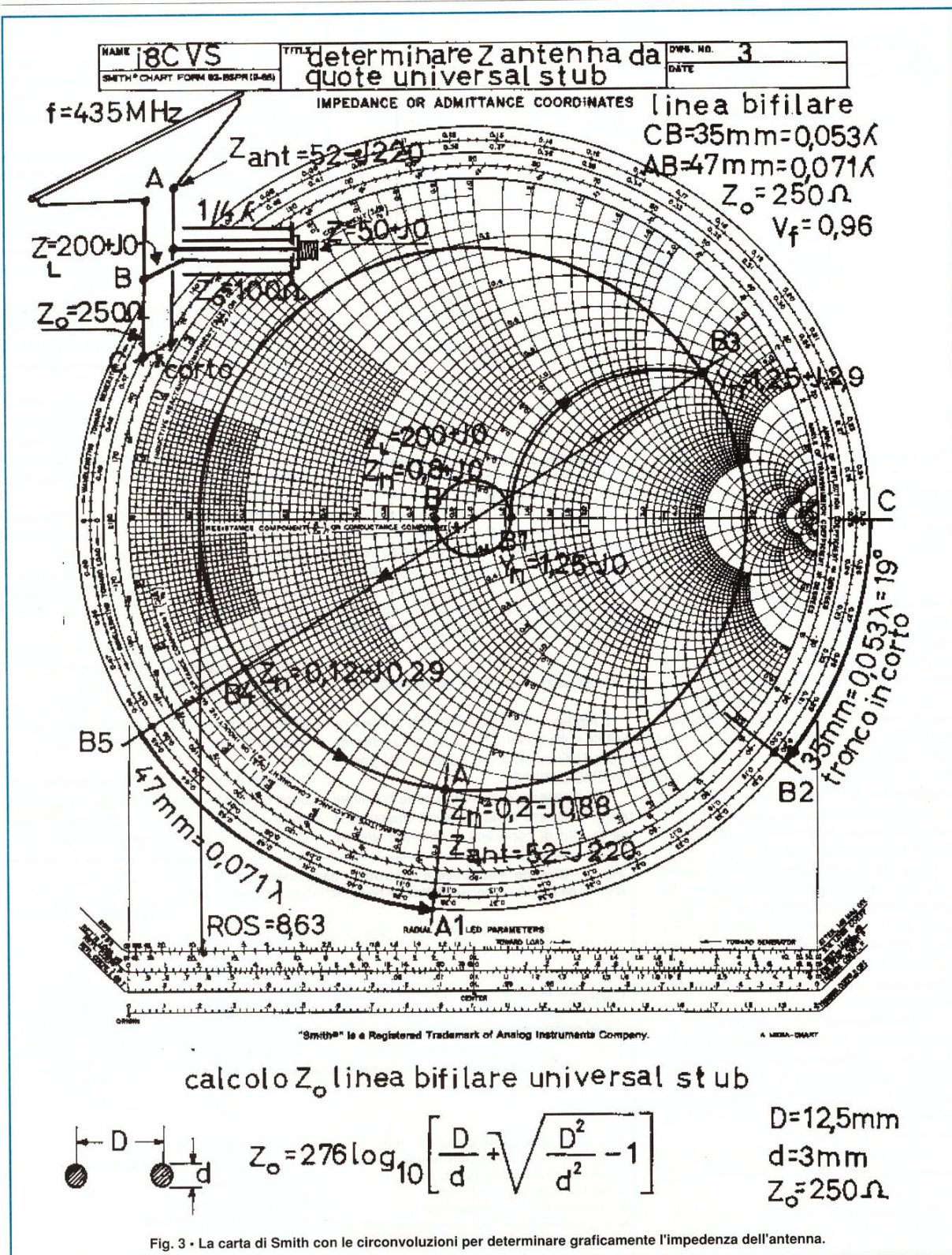


Fig. 3 - La carta di Smith con le circonvoluzioni per determinare graficamente l'impedenza dell'antenna.

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 Ω 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 $1/2$ λ 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 motori 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 Ω .

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 $1/2$ λ descritto da IOJXX 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

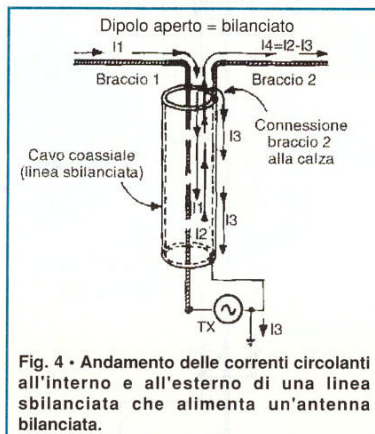


Fig. 4 - Andamento delle correnti circolanti all'interno e all'esterno di una linea sbilanciata che alimenta un'antenna bilanciata.

balun di IOJXX 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 $3,5/66,14=0,053$ λ elettrici che equivalgono a $360 \times 0,053=19$ gradi.

Analogamente, il tronco AB, lungo 47 mm, pari a 4,7 cm, è lungo $4,7/66,14=0,071$ λ 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 Ω 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-

Teoria

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 metteremo in parallelo per ottenere $Z=200+j0$, allora all'ingresso del bazooka, 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 bazooka, 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.

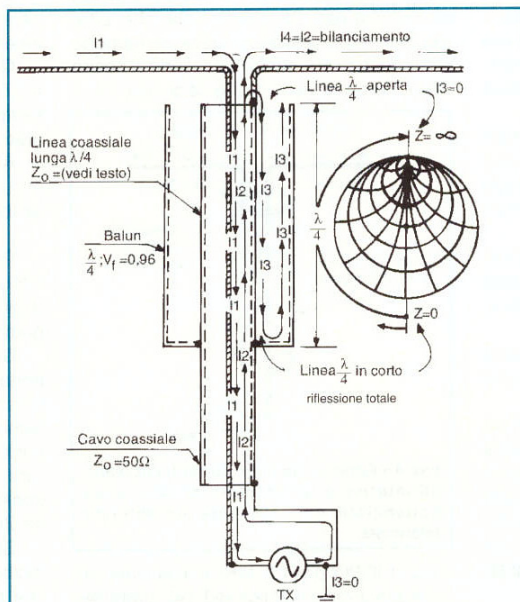


Fig. 5 • Andamento delle correnti all'interno e all'esterno di una linea sbilanciata munita di balun che alimenta un'antenna bilanciata. La carta di Smith mostra i punti del balun lungo $1/4$ lambda in cui l'impedenza è zero nel punto di corto con la calza del cavo e circa infinita al lato aperto.

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 bazooka, 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'impeden-

Teoria

Questo programma contiene anche moltissimi RF Tools che lo rendono indispensabile per chi ama cimentarsi coi problemi sulla RF verso i quali purtroppo, oggi, 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.

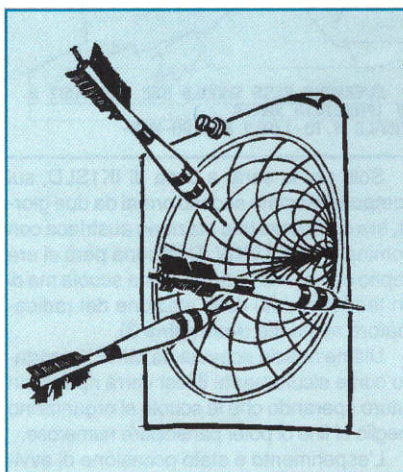
Non ultimo, un ringraziamento a I5MJL che mi ha fatto testare il semplice programma Smith-3 da lui scritto e che intende dedicare ai Soci della Sezione ARI di Lucca.

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 1ª su RR 2/98 e parte 3ª 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.



*Soci
collaborate!*