

Accoppiamento a stella: ottimizziamo il *branching network*

IN LINEA di principio è possibile utilizzare un'unica antenna con due o più ricevitori e/o trasmettitori contemporaneamente. Con un opportuno circuito combinatorio che garantisce un buon disaccoppiamento tra gli ingressi (duplexer), i segnali dei RTX possono essere contemporaneamente in servizio su un'unica antenna. Occorrono senz'altro buoni filtri di banda e una rete di accoppiamento calcolata opportunamente (branching network).

Nel caso più semplice di un ponte ripetitore amatoriale, si può utilizzare un'unica antenna e un circuito costituito da filtri selettivi (in genere filtri a cavità) che la collega a RX e TX (fig. 1).

Il trasmettitore deve vedere il segnale transitare su linea a $Z_0 = 50 \Omega$ e collegarsi all'antenna con minima attenuazione e ottimo valore di return loss. Però il segnale del TX non deve raggiungere l'ingresso del ricevitore. Questo può essere ottenuto con filtri di banda (per esempio a frequenza f_1 per l'RX e f_2 per il TX) che offrano massima attenuazione all'altra frequenza. Analogamente, in ricezione, il segnale dall'antenna deve raggiungere solo il ricevitore.

Ma non basta. Occorre anche che non ci siano riflessioni alle due frequenze lungo il percorso, e, quindi, bisogna che sia TX sia RX vedano sempre la corretta impedenza di carico.

La presenza di ROS in linea sarebbe assolutamente normale se collegassimo i due filtri al centro stella senza particolari precauzioni. Per evitare tale disadattamento e il conseguente ROS in linea occorre opportunamente calcolare le due lunghezze ℓ_1 e ℓ_2 in modo tale che

per ogni percorso con frequenza di lavoro f_1 , f_2 , la suscettanza dell'altra linea al centro stella sia nulla. Sembra un gioco di prestigio, ma l'analisi matematica conferma che sino a tre apparati esiste una soluzione analitica.

L'impedenza d'ingresso normalizzata di una linea chiusa su un carico qualunque Z_L cambia allontanandosi dal carico, e assume una varietà di valori in funzione del ROS in linea, della frequenza di lavoro (esempio: f_1) e della distanza dal carico (tab. 1).

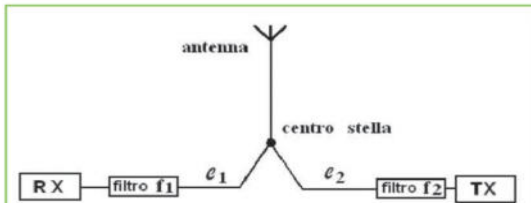


Fig. 1 • Il ricevitore e il trasmettitore sono collegati al centro stella attraverso filtri band-pass e da linee, per esempio di $Z_0 = 50 \Omega$, di lunghezza opportunamente calcolata

Impedenza ed Ammettenza

$$Z = R + jX \quad Y = \frac{1}{Z} = G + jB \quad B = B_C - |B_L|$$

Impedenza ed Ammettenza normalizzata ($Z_0 = 50 \Omega$)

$$z = \frac{Z}{Z_0} \quad y = Y \cdot Z_0$$

Impedenza ed Ammettenza di ingresso di linea con carico Z_L

$$z_i = \frac{Z_L + j \tan(\beta \ell)}{1 + j Z_L \tan(\beta \ell)} \quad y_i = \frac{Y_L + j \tan(\beta \ell)}{1 + j Y_L \tan(\beta \ell)}$$

Tab. 1 • Impedenza e ammettenza normalizzata all'ingresso di linea con attenuazione trascurabile in funzione della sua lunghezza e dell'impedenza del carico

Consideriamo ora un RX a frequenza f_1 (o, anche, un RTX a frequenza f_1). Il filtro f_1 associato lascia transitare la frequenza f_1 su linea L_1 d'impedenza caratteristica 50Ω verso un'antenna che presenta un'impedenza di 50Ω alla frequenza f_1 . La presenza al punto stella del parallelo dell'altra linea causerà, genericamente, la presenza di ROS. Ma, se al centro stella, si riesce a rendere nulla, alla frequenza f_1 , la suscettanza dell'altra linea (L_2 , che lavora a frequenza f_2), il ROS nella linea in considerazione (L_1) rimane unitario e tutta la potenza del TX arriverà all'antenna (se usato in trasmissione, ovvero tutto il segnale in antenna raggiungerà il ricevitore se usato in ricezione). Identiche considerazioni possono essere ripetute per l'altro ramo (L_2) a frequenza f_2 .

Infatti occorre che, per il ramo a frequenza f_1 , al centro stella, la conduttanza sia unitaria, mentre fuori risonanza la suscettanza sia nulla. L'altra linea presenta genericamente una propria suscettanza e, fuori risonanza, la conduttanza è praticamente nulla. Occorre fare in modo, calcolando opportunamente la lunghezza della linea ℓ_2 , che la suscettanza si annulli all'altezza del centro stella.

Con qualche approssimazione molto ragionevole, si riconduce tutto a risolvere un sistema di due equazioni in due incognite (ℓ_1 , ℓ_2)

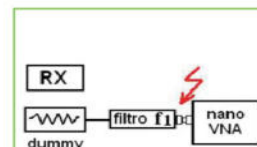


Fig. 2 • Misura dell'impedenza del filtro f_1 , lato centro stella; la misura è da effettuare anche sull'altro ramo L_2

$$\ell_1 = - \frac{\text{atan}(\text{Im}(b_{L1} f_2))}{\beta_2}$$

$$\ell_2 = - \frac{\text{atan}(\text{Im}(b_{L2} f_1))}{\beta_1}$$

dove l'argomento dell'arcotangente (atan) è il coefficiente della parte immaginaria della suscettanza normalizzata vista al carico dalla linea L_1 alla frequenza f_2 , (ovvero: $\text{Im}(b_{L2} f_2)$), tutto diviso per il fattore di fase ($\beta_2 = 2\pi / \lambda_2$). In modo analogo per la seconda equazione, con indici invertiti.

Esempio: in un ponte ripetitore RX-TX le frequenze utilizzate siano $f_1 = 145 \text{ MHz}$ e $f_2 = 145.6 \text{ MHz}$ con l'uso di due buoni filtri a cavità. Si ha: $\beta_1 = 2\pi/\lambda_1 = 3.037$ e $\beta_2 = 2\pi/\lambda_2 = 3.049$.

Occorre misurare l'impedenza presentata dai due filtri (con il RTX sostituito da carico 50Ω) vista dal lato centro stella. Un Nano VNA o

simile è indispensabile per le misure (fig. 2).

Il filtro f_1 sia perfettamente *matched* alla frequenza f_1 (impedenza normalizzata $z_{L1} f_1 = 1 + j 0$) e presenti una impedenza normalizzata alla frequenza f_2 di $z_{L1} f_2 = 0.2 + j 2.0$.

Allo stesso modo si misuri sul lato L_2 le impedenze normalizzate sul filtro f_2 .

Si misuri: $z_{L2} f_1 = 0.6 + j 4.5$. Alla frequenza f_2 si misuri: $z_{L2} f_2 = 1 + j 0$.

Conosciuti questi valori d'impedenza normalizzata, si calcolino i corrispondenti valori di ammettenza normalizzata ($y = 1/z$).

Risulta:

$$\begin{aligned} Y_{L1} f_1 &= 1 + j 0 \\ Y_{L1} f_2 &= 0.05 - j 0.495 \\ Y_{L2} f_1 &= 0.029 - j 0.218 \\ Y_{L2} f_2 &= 1 + j 0 \end{aligned}$$

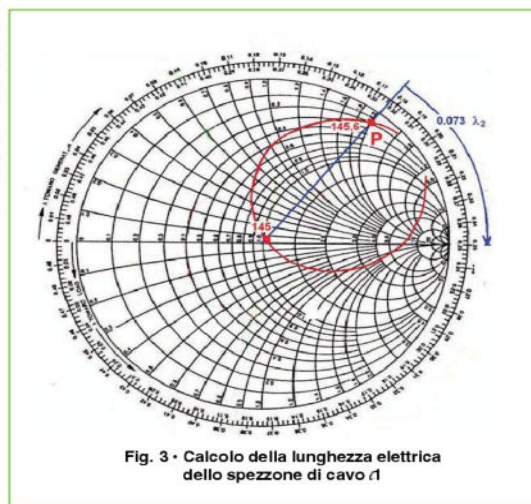


Fig. 3 • Calcolo della lunghezza elettrica dello spezzone di cavo ℓ_1

La parte reale dell'ammettenza, fuori risonanza, può essere considerata praticamente nulla. Così, l'ammettenza, con buona approssimazione, ha solo la componente immaginaria. Si può scrivere:

$$b_{L1} f_2 = -j 0.495$$

$$b_{L2} f_1 = -j 0.218$$

Abbiamo ora tutti i dati per risolvere il sistema:

$$\ell_1 = - \frac{\text{atan}(\text{Im}(b_{L1} f_2))}{\beta_2} = - \frac{\text{atan}(-0.495)}{3.049} = 0.151$$

$$\ell_2 = - \frac{\text{atan}(\text{Im}(b_{L2} f_1))}{\beta_1} = - \frac{\text{atan}(-0.218)}{3.037} = 0.071$$

Il risultato è espresso in metri di cavo con fattore di velocità $v = 1$.

Espresso in lunghezze d'onda si ha: $\ell_1 = 0.073 \lambda_2$ e $\ell_2 = 0.034 \lambda_1$.

Volendo evitare questa matematica, è possibile utilizzare la Carta di Smith. Per prima cosa, basta riportare sulla Carta il valore misurato dell'impedenza normalizzata osservata sulla linea L_1 alla frequenza f_2 , ovvero $z_{L1} f_2 = 0.2 + j 2.0$ (punto P, fig. 3).

Approssimando un poco, occorre prolungare la congiungente il centro con il punto P verso la circonferenza più esterna dove sono presentate le lunghezze d'onda (verso il generatore).

In questo esempio si trova: 0.177. Calcolare ora la distanza in lunghezze d'onda di questo punto dal valore 0.25 (è sull'asse reale, dove l'impedenza è infinita), procedendo in verso orario ("verso il generatore"). Si trova che la distanza è 0.073 lunghezze d'onda (alla frequenza f_2). È questa la lunghezza elettrica dello spezzone di linea ℓ_1 .

Ripetere ora le stesse operazioni sulla Carta con il valore $z_{L2} f_1 = 0.6 + j 4.5$.

Prolungando verso la circonferenza più esterna si troverà il valore 0.216. Si trova che la distanza (clockwise) dal valore 0.25 è: $0.25 - 0.216 = 0.034$ (in lunghezze d'onda alla frequenza f_1). È questa la lunghezza elettrica dello spezzone ℓ_2 .

velocità v del cavo o linea utilizzata. Spesso le lunghezze ottenute sono piccole e non facilmente realizzabili. Però si possono modificare ricordando la proprietà delle linee lunghe $\lambda/2$ elettrici alla lunghezza precedentemente calcolata.

Nei ponti ripetitori le frequenze f_1 ed f_2 sono conosciute e invariabili. Facilmente, con questi accorgimenti, oltre a un perfetto accoppiamento con ottimo valore di return loss, si riesce a ottenere una separazione ulteriore tra RX e TX, in genere, maggiore di 20 dB.

Duplicati RadioRivista, tutto quello che dovete sapere

Arrivano in Segreteria Generale un gran numero di richieste di duplicati di RadioRivista.

Il problema sembrerebbe essere in parte di natura fisiologica, ma in parte anche dovuto a consistenti ritardi nello smistamento delle riviste in taluni compartimenti postali. Vi ricordiamo che come più volte comunicato con altre Circolari, l'invio dei duplicati di RadioRivista, viene effettuato in abbonamento postale, per il quale è prevista la spedizione di un numero minimo di copie. Tale spedizione viene eseguita, per ragioni economiche, nel momento in cui è raggiunto un numero sufficiente di richieste, di norma una sola volta al mese.

Rassicuriamo i Soci che le loro richieste non vengono assolutamente trascurate, ma raggruppate e, successivamente, evase tutte assieme. Vi invitiamo, quindi, a non presentare richiesta di duplicato prima dell'inizio del mese successivo; qualora i mancati recapiti e/o ritardi dovessero ripetersi con frequenza, si suggerisce di presentare un reclamo all'Ufficio Postale locale, utilizzando l'apposita modulistica e facendone pervenire copia alla Segreteria Generale.

info: 0776.566655
Qslitaly
stampa qsl: www.qslitaly.it by iz0nni