

Domenico Marini • I8CVS

Via A. De Gasperi 89 - Parco Merola  
80059 Torre del Greco/NATerminatori interstadio a 50  $\Omega$ 

## Premessa

Sperimentare in VHF e superiori comporta collegare in cascata preamplificatori, filtri e mixer. Questi elementi, scatole magiche, tra cui passiamo buona parte della nostra vita, vengono sempre tarati o ottimizzati individualmente su strumenti, quali analizzatori di spettro e misuratori automatici di cifra di rumore (PANFI), che presentano una impedenza di ingresso di 50  $\Omega$  puramente resistivi su una banda di frequenze estremamente elevata.

Quando in pratica un preamplificatore viene collegato per esempio a un filtro, l'impedenza del filtro è puramente resistiva solo alla frequenza di risonanza sui cui è accordato, ma presenta in ingresso e uscita delle reattanze molto elevate sopra e sotto la risonanza. In queste condizioni, se il preamplificatore non è incondizionatamente stabile, può autooscillare su frequenze generalmente più alte di quella di lavoro. Ciò degrada la cifra di rumore NF e aumenta i prodotti di intermodulazione. Inoltre, quando i filtri vedono all'ingresso e uscita dei carichi reattivi dovuti ad amplificatori loro collegati, per riottenere la massima uscita devono essere ritirati per forza in opera. Anche i mixer doppi bilanciati a diodi, per conservare la loro dinamica, devono avere l'uscita IF terminata su 50  $\Omega$ , sia alla frequenza IF

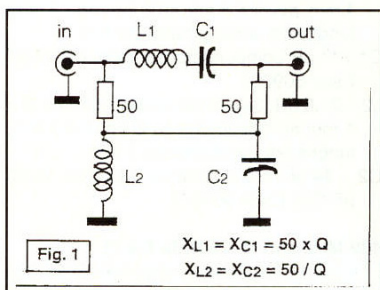


Fig. 1 - Terminatore interstadio a 50  $\Omega$ . Alla frequenza di lavoro passante, L1 e C1 sono risonanti in serie mentre L2 e C2 sono risonanti in parallelo. Sopra e sotto la frequenza di risonanza, l'ingresso e l'uscita risultano chiusi su 50  $\Omega$  resistivi e isolati fra loro. A risonanza le reattanze di L e C sono uguali fra loro e il loro valore deve essere 50 x Q nel circuito serie e 50/Q in quello parallelo. Il valore di Q è discusso nel testo.

voluta ma anche a tutte le altre frequenze che appaiono in uscita.

Il metodo brutale più comunemente usato per calmare le eventuali autooscillazioni è quello di inserire fra uscita e ingresso degli stadi scegliendo il valore in dB più basso possibile degli attenuatori fissi a 50  $\Omega$ , quanto basta a rendere la catena stabile. Ciò è vero, fa vedere meglio i 50  $\Omega$  resistivi, ma il guadagno e la sensibilità diminuiscono.

La soluzione al problema mi fu proposta da I5TDJ, che l'aveva trovata in un articolo di Ham Radio Magazine, February 1977, a firma del noto H. Paul Shuch, WA6UAM. Essa proponeva dei terminatori interstadio a 50  $\Omega$  (foto 1) che presentano attenuazione trascurabile alla frequenza passante su cui risonano ma che funzionano da carichi resistivi a 50  $\Omega$  su una banda molto estesa sopra e sotto la risonanza. Questi terminatori interstadio funzionano perciò come filtri passabanda che hanno, è vero, la caratteristica di far passare la banda di frequenze voluta ma soprattutto dissipare, anziché riflettere al generatore, tutte le frequenze sopra e sotto la risonanza come avviene in un filtro normale. Siccome ho sempre usato abbondantemente e con successo questi terminatori in tutte le applicazioni di convertitori, transverter e preamplificatori a 28,144 e 432 MHz, lo scopo di questo articolo è fare un esempio di calcolo e come costruire in pratica i terminatori documentandoli con misure effettuate, cosa che manca nell'articolo originale di WA6UAM. La teoria di funzionamento fu già accennata su R.R. 10/95 pag. 24 ed alcune applicazioni fisse sono visibili sui drain dei preamplificatori per 144 MHz descritti su R.R. 9/94 e 1/95.

## Funzionamento del circuito

Con riferimento alla fig. 1 di R.R. 10/95 pag. 24, si vede che L1 e C1 formano un circuito risonante

Fig. 2 - Comportamento del terminatore a risonanza, sopra la risonanza e sotto la risonanza, come discusso nel testo.

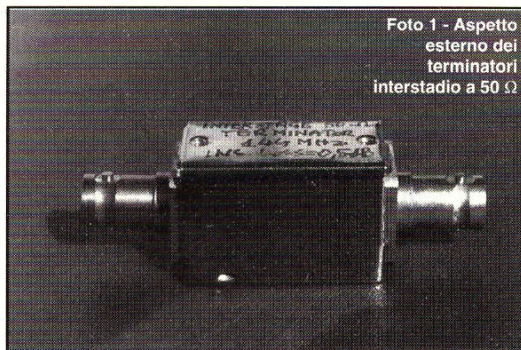
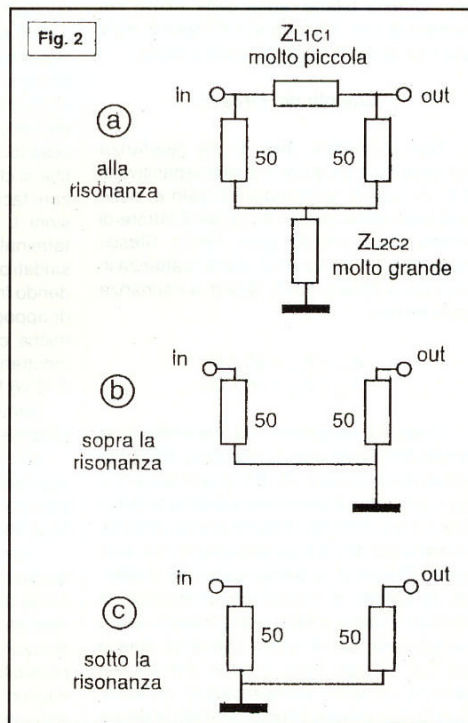
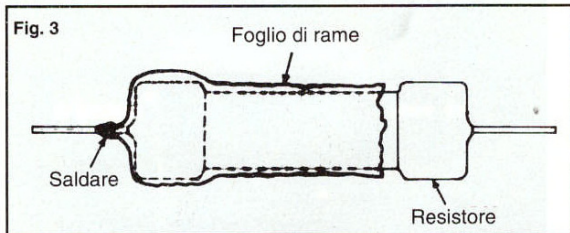


Foto 1 - Aspetto esterno dei terminatori interstadio a 50  $\Omega$

serie che presenta bassa impedenza alla frequenza su cui è accordato, che passa perciò con minima attenuazione dall'ingresso all'uscita. L2 e C2 formano invece un circuito risonante parallelo accordato sulla frequenza passante e perciò la sua impedenza è la massima alla frequenza di risonanza. In conseguenza, L1 e C1, a risonanza sono quasi un cortocircuito che collega fra loro ingresso e uscita che restano isolati da massa in virtù della impedenza elevata di L2 e C2 (fig. 2a). A frequenze molto più alte di quella di risonanza, C1 e C2 si comportano quasi da corto circuito e L1 e L2 da circuito aperto come in fig. 2b. Ne risulta che ingresso e uscita sono bene isolati fra loro, ma entrambi risultano caricati su 50  $\Omega$  resistivi. Molto più in basso della frequenza di risonanza, C1 e C2 si comportano quasi da circuito aperto, mentre L1 e L2 da corto circuito come in fig. 2c. Si vede che ingresso e uscita sono ancora isolati fra loro ma che entrambi sono chiusi su 50  $\Omega$  resistivi. Poco







sopra e sotto la risonanza esiste una condizione intermedia. Nulla infatti in natura può cambiare senza passare per zone di transizione, come ad esempio la penombra è il passaggio fra luce ed ombra. Ciò spiega l'andamento della risposta simile a quella di un filtro per la frequenza passante, dove però sopra e sotto di questa, tutto ciò che non passa non viene riflesso al generatore, bensì dissipato su 50  $\Omega$  resistivi (foto 3, 5 e 7). Se tutto ciò che non passa viene dissipato o quasi, allora vuol dire che ingresso e uscita si vedono fra loro solo per la banda di frequenze passanti e non vedendosi per il resto è come se fossero isolate fra loro sopra e sotto la risonanza. Ciò non è poco. Se il comportamento di L e C al variare della frequenza applicata non fosse chiaro, basta ricordarsi che aumentando la frequenza, in un condensatore la corrente aumenta mentre in una induttanza la corrente diminuisce. Abbassando la frequenza avviene il contrario. Meglio comunque ripassare "Radiotecnica per Radioamatori" di I4NE e "The ARRL Handbook" Chapter-2 Electrical Fundamentals. Questa bibbia, edita dalla ARRL col numero di cat. 1727, costa 30 dollari, dura una vita, e più ci leggi giù e più ti tira su.

## Calcolo del circuito

Alla risonanza (fig. 1), la reattanza induttiva di L1 è uguale a quella capacitiva di C1. In questi terminatori il valore delle reattanze deve essere 50  $\Omega$  per il fattore di merito Q del circuito sotto carico. Stesso concetto vale per L2 e C2, ma la reattanza in ohm deve essere 50/Q. Quindi a risonanza deve essere:

$$X_{L1} = X_{C1} = 50 \times Q$$

$$X_{L2} = X_{C2} = 50 / Q$$

Quale Q scegliere? Da esperimenti di WA6UAM risulta che, al massimo, il Q sotto carico deve essere 10. Più si aumenta Q e più i componenti diventano critici da tarare e così C1 e C2 devono essere anche variabili, inoltre la perdita di inserzione aumenta. Con basso Q invece, la banda passante si allarga, la perdita di inserzione diminuisce, la taratura è poco critica e si possono usare componenti fissi di valore standard, specie per C2. In ogni caso è bene che C1 sia sempre un buon compensatore variabile. Con Q=5 si ottiene il compromesso di bassa

perdita di inserzione e buon isolamento IN-OUT e se chiamiamo BW l'ampiezza della banda passante in MHz, l'isolamento sarà circa 10 dB, sopra e sotto la risonanza, per tutte le frequenze che distano da risonanza tre volte BW. L'isolamento sale a circa 20 dB per tutte le frequenze che distano 10 volte BW, sopra e sotto la risonanza. Facciamo un esempio di calcolo per 144 MHz dove nelle mie terminazioni ho usato Q = 2

$$X_{L1} = X_{L2} = 50 \times 2 = 100 \Omega$$

$$X_{L1} = 2\pi f L1 = 100 \Omega \text{ da cui:}$$

$$L1 = 100 / 2\pi f = 100 / (6,28 \times 144 \times 10^6) = 0,00000110 \text{ H} = 110 \text{ nH}$$

$$X_{C1} = 1 / (2\pi f C1) = 100 \Omega \text{ da cui:}$$

$$C1 = 1 / (100 \times 2\pi f) = 1 / (100 \times 6,28 \times 144 \times 10^6) = 1,1 \times 10^{-11} \text{ farad} = 11 \text{ pF}$$

Analogamente si calcoleranno  $X_{L2} = X_{C2} = 50/2 = 25 \Omega$  e si otterrà

$$L2 = 27,6 \text{ nH} \text{ e } C2 = 44 \text{ pF}$$

così procedendo si potranno calcolare i valori di L e C per tutte le bande di interesse.

## Costruzione

Più i componenti sono piccoli e i terminali non si vedono più, meglio è. Al salire della frequenza è come se i condensatori avessero una induttanza in serie. Siccome i preamplificatori da domare autooscillano in genere intorno a 2 GHz, più il terminatore lavora bene in alto e meglio è. I componenti vanno perciò disposti e saldati fra loro e la superficie metallica di contenitori stagnabili piccolissimi come quello in foto 1, la cui marca non mi è nota in quanto regalatomi dal munifico Mimmo IK2BHR che li trovò allo scasso. Questi sono di acciaio, col coperchio che si chiude a molla, ma si possono realizzare facilmente in lamierino di ottone dimensioni: L = 35 mm, B = 20 mm, H = 23 mm. I terminali cortissimi dei componenti vanno saldati partendo dai connettori BNC e procedendo fra loro in aria, senza usare mai punti di appoggio estranei, quali colonnine ceramiche che presentano sempre capacità e induttanze parassite e ciò specie a 432 MHz e 1296 MHz.

Senza queste precauzioni, il circuito semplicemente "non funziona".

C1 deve essere sempre ad alto Q e regolabile. C2 invece, essendo di valore elevato, può essere quasi sempre un NPO fisso Philips della serie 24400 di ADB.

I componenti più critici sono i due resistori da 50  $\Omega$ . L'estensione di banda dei terminatori, come elemento dissipativo sopra e sotto la risonanza, si ottiene se le reattanze dei resistori sono trascurabili a frequenze il più possibile elevate. Fino a 432 MHz i resistori migliori sono gli RCR 0,25 W a impasto, antiinduttivi Allen Bradley reperibili alla

Special Ind di Milano. Si può supplire con resistori a strato metallico da 0,125 W Cat. 144-087 oppure da 0,25 W Cat. 135-522 tutte da 47  $\Omega$  della RS. In extremis si può tentare con resistori comuni spiralizzati da 0,25 W o meno cercando di cancellare la loro reattanza induttiva rivestendoli con un cappuccio di fogliolino di rame bene avvolto al corpo cilindrico e saldato solo ad uno degli estremi in modo da formare l'armatura di un condensatore mentre l'altra armatura è il resistore stesso (fig. 3).

Il fogliolino di rame adatto si recupera dallo schermo di cavi coax 50/20 o H-100. Fino a 432 MHz e montaggi in aria i resistori chip non sono adatti perché richiedono terminali lunghi. Oltre i 432 MHz i resistori chip vanno benissimo montati su PCB insieme a compensatori Tekelec per microonde e induttanze in microstrip.

La mia esperienza su questi terminatori finisce per ora a 432 MHz. Per determinare i valori di spire di L1 e L2 ho usato i grafici di figg. 32 e 33 Chapter-2, pagg. 18 e 19 di ARRL Handbook 91. Comunque lo Zetamat-II L-C Meter di ADB è il capacimetro induttanzimetro più economico per chi si interessa di circuiti RF e microonde. I valori di L e C per i terminatori da me realizzati sono i seguenti.

### 28 MHz con Q = 5 (foto 2 e 3)

L1 = 1420 nH; 19 spire filo smaltato  $\varnothing = 0,5$  mm avvolte su toroide Amidon T 44/6 reperibile da Esco Cat. 412074.  
C1 = 22,7 pF; compensatore ceramico 10-60 pF Cat. Esco 609011  
L2 = 56,8 nH; 3 spire filo smaltato  $\varnothing = 0,4$  mm avvolte serrate su supporto ceramico  $\varnothing = 5$  mm con nucleo regolabile (surplus)  
C2 = 568 pF; ceramico a disco NPO da 550 pF

### 144 MHz con Q = 2 (foto 4 e 5)

L1 = 110 nH; 8 spire filo rame argentato  $\varnothing = 1$  mm, avvolte in aria su  $\varnothing$  interno = 4 mm, lunghezza avvolgimento 10 mm.  
C1 = 11 pF; compensatore ceramico 3-15 pF Esco 609007.  
L2 = 27,6 nH; 3 spire filo rame argentato  $\varnothing = 1$  mm avvolte in aria su  $\varnothing$  interno 3 mm, lunghezza avvolgimento 3 mm.  
C2 = 44 pF; compensatore ceramico 10-60 pF Cat. Esco 609011.

### 432 MHz con Q = 5 (foto 6 e 7)

L1 = 92 nH; 8 spire rame argentato  $\varnothing = 1$  mm avvolte in aria su  $\varnothing$  interno 3,5 mm, lunghezza avvolgimento 9,5 mm.  
C1 = 1,5 pF; compensatore alto Q Tekelec 0,35 - 3,5 pF Cat. 23152 ADB.  
L2 = 3,7 nH; una spira filo rame argentato  $\varnothing = 1$  mm sagomata ad U con gambe alte 10 mm spaziate 4 mm (in foto 6 si è ridotta a un filo lungo 3 mm in fase di taratura).  
C2 = 39 pF; NPO fisso Philips Cat. 24400 ADB e terminali lunghi 1 mm.



## Teoria

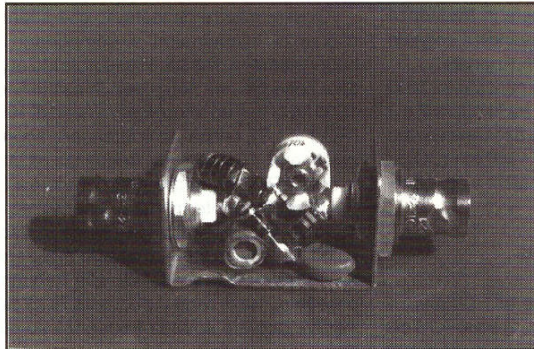


Foto 2 - Terminatore per 28 MHz. Da notare la compattezza del montaggio in aria con terminali cortissimi. Tutti i componenti sono saldati fra loro e il fondo della scatola attraverso il percorso più corto. Le dimensioni rapportate a quelle dei BNC danno un'idea per realizzare il contenitore.

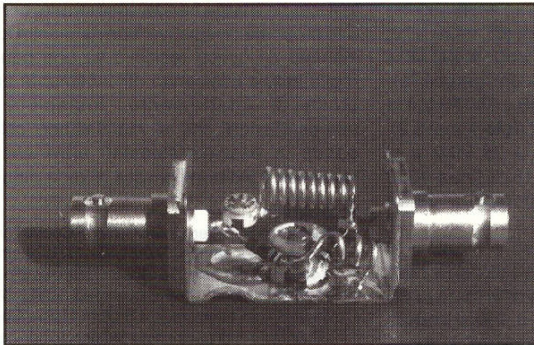


Foto 4 - Terminatore 144 MHz. I BNC sono saldati direttamente sulle pareti del contenitore. I resistori da  $47\ \Omega$  sono antiinduttivi Allen Bradley. Non vengono usati elementi di supporto tranne i BNC e la massa del contenitore. Il montaggio deve essere in aria.

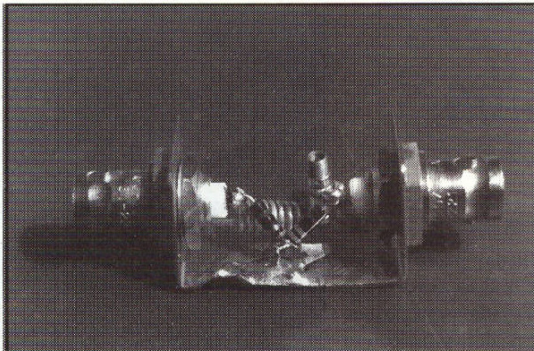


Foto 6 - Terminatore 432 MHz. C1 è un compensatore ad alto Q = 10000 Tekelec o equivalente 0,35 - 3,5 pF. L2 in fase di taratura si è ridotta a un filo lungo 3 mm che sembra cortocircuitare C2 NPO da 39 pF.

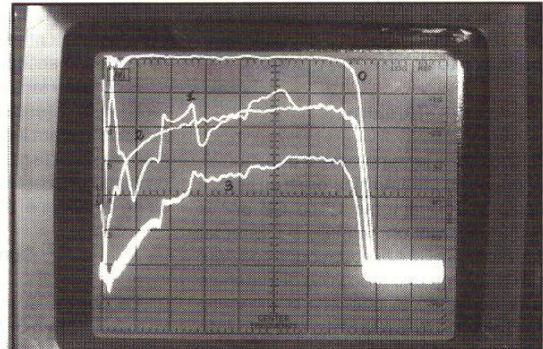


Foto 3 - Spettrogramma 28 MHz.

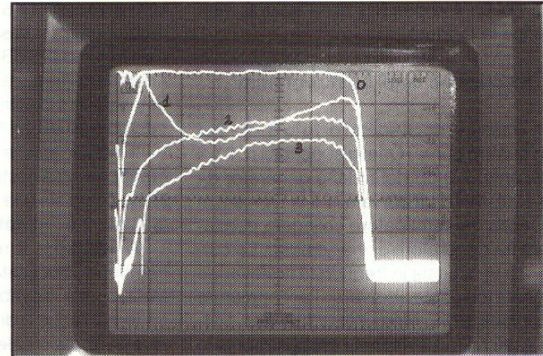


Foto 5 - Spettrogramma 144 MHz.

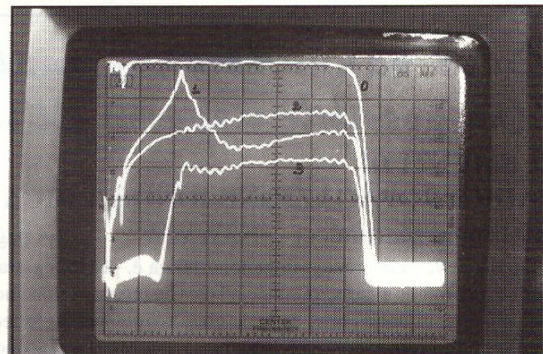


Foto 7 - Spettrogramma 432 MHz.

I terminatori a 28 MHz servono in genere per l'uscita di mixer doppi bilanciati a diodi di convertitori o transverter. Quelli a 144 e 432 MHz per interconnettere fra loro preamplificatori e filtri con tecniche modulari. I5TDJ ha inserito per prova un terminatore fra antenna e ingresso di un preamplificatore com-

merciale per 2 m che, se collegato direttamente all'antenna, autooscillava generando rumore. L'instabilità è stata eliminata. Ovviamente la cifra di rumore è aumentata di qualche frazione di dB, pari alla perdita di inserzione del terminatore, cosa poco importante in 2 m su un preamplificatore che

**Nota:** Le foto 3, 4, 7 vanno interpretate con la lettura del paragrafo "descrizione degli spettrogrammi". Per tutte vale:  
Scan-Width = 162 MHz/div.  
Vertical = 10 dB/div.  
Ø = Ref. Level  
1 = Risposta 10 - 1300 MHz  
2-3 = Return Loss in dB



## Teoria

misura una NF = 0,5 dB. Le potenze che possono transitare in questi terminatori sono nell'ordine di 10 W max.

### Taratura

Si inserisce il terminatore fra due moduli, per esempio un preamplificatore e un filtro, e si regola semplicemente C1 e C2 per la massima uscita di un segnale sull'S-meter del ricevitore. Se C2 è fisso, bisogna spaziare le spire di L2 con uno stecchino di materiale isolante cercando di ottenere la massima uscita. Talvolta L2, a 432 MHz, come in **foto 6**, va quasi tolta, essendo sufficiente l'induttanza dei terminali di C2. Se si dispone di un analizzatore di spettro e tracking generator si potrà affinare la taratura e vedere i risultati ottenuti. Comunque, data la bassa impedenza di 50  $\Omega$ , il coperchio della scatola non modifica la taratura.

### Descrizione degli spettrogrammi

In ciascuno degli spettri di **foto 3 - 5 - 7** ci sono quattro curve. Quella superiore n. 0 è il riferimento di 0 dB del tracking generator da 10 a 1300 MHz. La curva n. 1 è la risposta in frequenza del terminatore collegato direttamente fra generatore e analizzatore. La curva n. 2 è la risposta in frequenza prelevando il segnale incidente attraverso l'accoppiatore direzionale EME Mod. 7020/30A per 144-432-1296 MHz. La risposta è leggermente in salita verso le frequenze più alte in quanto il disaccoppiamento è 29-20-14 dB rispettivamente nelle tre bande.

La curva n. 3 è la risposta in frequenza della potenza riflessa prelevando il segnale dallo stesso accoppiatore direzionale.

Siccome il terminatore è caricato su 50  $\Omega$  resistivi, la differenza in dB fra le curve 2 e 3 fornisce il return loss in dB a risonanza, sotto e sopra risonanza, da 10 a 1300 MHz. Ogni divisione orizzontale è 162 MHz e ogni divisione verticale è 10 dB.

### Conclusioni

Le perdite di inserzione alle frequenze passanti (**foto 3-5-7** curve n. 1) sono 0,75 dB a 28 MHz; 0,5 dB a 144 MHz e 1 dB a 432 MHz. Per i 28 MHz, al disopra della banda passante, le attenuazioni raggiungono un massimo di 40 dB a 162 MHz e un minimo di 10 dB a 850 MHz (curva 2, **foto 3**). A 144 MHz invece (**foto 5**, curva 2), l'attenuazione raggiunge un massimo di 22 dB a 490 MHz e un minimo di 8 dB a 1150 MHz. A 432 MHz il comportamento è molto buono perché l'attenuazione massima è 25 dB a 650 MHz e la minima è 20 dB a 1150 MHz (**foto 7**, curva 2).

Il return loss è 30 dB a 28 MHz e si mantiene circa costante su 18 dB fino a 1300 MHz, come si vede dalla differenza in dB fra le curve 2 e 3 di **foto 3**.

A 144 MHz il return loss è 15 dB e si mantiene circa costante su 10 dB fino a 1300 MHz, com'è rilevabile dalla differenza in dB fra le curve 2 e 3 di **foto n. 5**. Infine il return loss è 10 dB e sale "stranamente" in modo quasi costante a 15 dB fino a 1300 MHz, come evidenzia la differenza in dB fra le curve 2 e 3 di **foto 7**.

Queste misure dimostrano che sopra la risonanza i terminatori si comportano da buoni elementi dissipativi assorbendo quasi tutta l'energia che non passa in uscita fino a 1300 MHz con un return loss minimo di 10 dB (ROS = 1,9), senza però attenuare apprezzabilmente il segnale alla frequenza passante dove il ROS è sempre molto inferiore a 1,9. Se al posto dei terminatori inserissimo un normale filtro passabanda chiuso in uscita su 50  $\Omega$ , l'analizzatore di spettro mostrerebbe un return loss molto alto alla frequenza passante, ma di circa 0 dB, ossia ROS circa infinito, sopra e sotto la frequenza su cui il filtro è accordato.

Le reattanze induttive e capacitive che determinano questo ROS, se vengono viste da amplificatori non incondizionatamente stabili, li fanno autooscillare. I terminatori interstadio a larga banda, al contrario, con le loro proprietà dissipative fuori risonanza funzionano da carico resistivo su una banda molto ampia risolvendo efficacemente problemi di adattamento, instabilità e autooscillazioni che si manifestano collegando in cascata elementi attivi anche frammisti a elementi passivi di varia natura.

### Bibliografia

- 1) "Interstage 50  $\Omega$  Terminator for VHF Converters": by H. Paul Shuch, WA6UAM, Microcomm, 14908 Sandy Lane, San Jose, California 95124.
- 2) "1995 Handbook": ARRL Bookshelf, ARRL, 225 Main Street, Newington, CT 06111 USA. Costo 30 dollari + 4 di spese mail ordinando con carta VISA.
- 3) "Radiotecnica per Radioamatori" di Nerio Neri - I4NE, Edizione Ediradio, via Scarlatti 31 - 20124 Milano.

## Dove vanno le onde radio ? Una possibile risposta all'invisibile:

### ELEMENTI DI RADIOPROPAGAZIONE IONOSFERICA

di Mimmo Martinucci - IN3WWW 144 pagine L. 16.000

Il tema della radiopropagazione ionosferica è, per lo più, trattato solo dal punto di vista teorico, ricorrendo ai principi enunciati dal Chapman, nel lontano 1931. Chi si occupa di radio, specialmente in onde corte, sa bene che, troppo spesso, le teorie sulla radiopropagazione ionosferica non coincidono con la pratica. E' indispensabile conoscere le nozioni principali su questo argomento ed i dubbi ancora da chiarire. Basti pensare alle ipotesi, contestate più volte dalla pratica, della teoria dei salti multipli delle radioonde, ai fenomeni di "condotti", di stratificazione, dei percorsi preferenziali, ecc.

L'Autore, in 30 anni di attività radioamatoriale, ha raccolto in questo volume, non solo le teorie fin qui conosciute, ma ha anche arricchito la trattazione con tutte le ipotesi più aggiornate, integrandole con le proprie esperienze, specialmente nelle frequenze superiori a 30 MHz. Il testo è pressoché privo di formule complesse, avendo l'Autore privilegiato la trattazione dei concetti, corredandoli con molti grafici, sia classici, che frutto delle proprie personali e documentate esperienze e ricerche. Il volume contiene preziose tabelle e l'elenco delle stazioni campione di tempo e di frequenza, nonché i beacons radioamatoriali su tutte le gamme. Il volume è unico nel settore radioamatoriale.

Ordini a: **EDIRADIO**

Via Scarlatti 31 - 20124 Milano - Tel/Fax (02) 6692.894

