

Domenico Marini • 18CVS
via A. Degasperis, 89 - Parco Merola
80059 Torre del Greco NA

Ricevitori per satellite

Se ascoltate satelliti in 70 cm con un moderno RX commerciale a cui avete aggiunto un preamplificatore e postamplificatore, vi capiterà forse di sentire anche le telefonate dei cellulari. Non date subito la colpa ai preamplificatori, ma abbiate la pazienza di leggere queste pagine per individuare il vero responsabile del misfatto. Se non avete questo problema, ciò non significa che abbiate un buon sistema ricevente, ma che non siete nelle condizioni di vulnerabilità e perciò siete molto fortunati.

L'importanza dei filtri installati prima del mixer

Per lavorare via satellite, o meglio EME, occorrono sistemi riceventi sensibilissimi e cioè con cifra di rumore totale la più bassa possibile ed inferiore a 0,5 dB.

Intanto chiamiamola "cifra" e non figura di rumore, se no qualcuno potrebbe chiederli di disegnare questa figura.

Inoltre, il termine "noise figure" non è ancora entrato negli anglicismi della lingua italiana, potendosi tradurre col termine riportato da tutti i vocabolari inglese-italiano dove "figure" significa "cifra", o numero, che dir si voglia e non qualcosa che si può anche disegnare, incorniciare o fotografare.

Oggi, usando moderni GaAsFET o HEMT come front-end è possibile scendere facilmente a NF sotto lo 0,5 dB, fino a 2,4 GHz.

I nostri sistemi riceventi sono perciò composti da uno o più preamplificatori in cascata, montati sul sistema d'antenna, seguiti da un convertitore o da un RX per la banda da ricevere.

Un buon convertitore ha una NF di circa 3 dB e un RX del commercio per 2 m o 70 cm con sensibilità di 0,177 μ V applicati per un rapporto (S+N)/N = 12 dB con BW = 2,5 kHz, ha una equivalente NF = 6,27 dB. Questo è il caso del noto FT-736, valore buono per collegamenti via tropo o satelliti, ma non per EME. Per abbassare la NF del converter o del RX a valori molto prossimi a quello del preamplificatore, occorre che questo, essendo il primo stadio, non abbia solo bassa NF ma anche alto guadagno.

Questo concetto è insito matematicamente nella formula che calcola la NF totale di stadi in cascata e pubblicata a pag.42 di RR 4/94 paragrafo 6.

Il concetto è evidente perché, essendo il guadagno G1 del primo stadio al denominatore del secondo membro della equazione, tutto il contributo di rumore del secondo stadio (converter oppure RX), diventa piccolissimo se G1 del primo stadio è molto grande. Affinché G1 sia molto grande occorre montare un preamplificatore ed un postamplificatore a monte del converter o RX e per

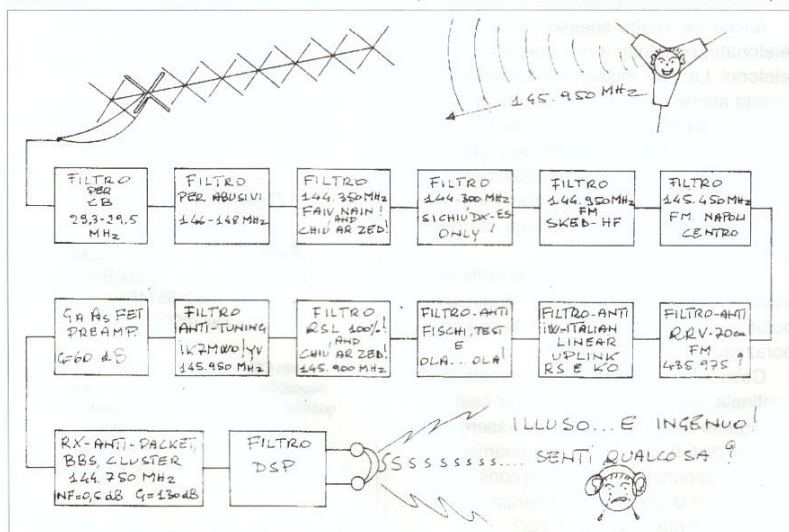
giudicare, in pratica, se il guadagno G1 è sufficiente affinché la NF totale del sistema sia divenuta molto prossima a quella del preamplificatore, basta effettuare una semplice misura. Se alimentando il solo preamplificatore, il livello di rumore, misurato all'uscita BF del ricevitore col suo AGC disinserito, aumenta almeno di 10 dB, allora si ha la quasi certezza che la NF totale del sistema sia quasi uguale a quella del preamplificatore. Il tester ICE 680 R ha una scala tarata direttamente in dB e 10 dB si leggono bene.

Il problema non è tanto ottenere guadagno, ma che invece questi preamplificatori a GaAsFET per essere molto stabili e non autooscillino hanno il circuito di uscita sul drain non accordato sulla frequenza di lavoro, ma un carico puramente resistivo e perciò a larga banda. Usando questi preamplificatori, gli unici circuiti accordati sulla frequenza di lavoro sono quelli di ingresso sul gate del GaAsFET che, specie in 70 cm, sono molto larghi anche se il Q del condensatore di accordo è molto alto.

Per conseguenza, tutti i segnali presenti in antenna, entro una banda larga parecchi MHz, vengono amplificati di G1 almeno 20 dB e presentati al convertitore o RX. Se il converter è commerciale e non di classe, anche i suoi circuiti accordati fra il suo ingresso e il mixer sono larghi diversi megahertz. Se il converter è di buona classe (generalmente autocostruito), la larghezza di banda in 2 m è 3 MHz ed in 70 cm 5-6 MHz. Sopra e sotto, la selettività non è tanto buona da evitare che segnali forti fuori banda non raggiungano comunque il mixer determinando intermodulazione, modulazione incrociata e bloccaggio.

Se poi si usa un moderno RX commerciale UHF che all'uscita del primo stadio usa un filtro di banda largo almeno 10 MHz perché sintonizzando un segnale nulla viene riaccordato all'ingresso, allora la selettività prima del mixer è molto bassa e tutti i segnali all'uscita dei preamplificatori riescono a passare tutti insieme nel mixer. Usando un RX il problema è più grave che in un convertitore perché i segnali indesiderati sopra e sotto la frequenza su cui lavoriamo amplificati di 20 dB riescono a raggiungere il mixer del ricevitore senza ricevere alcuna attenuazione entro una banda molto maggiore di quella propria di un buon convertitore.

Storicamente, parlando dal punto di vista che riguarda la selettività a RF di ingresso, i ricevitori UHF hanno fatto un passo indietro. In passato, il problema del ricevitore supereterodina era quello di assicurare elevata selettività all'immagine e, dovendo usare allora prime conversioni con valori di FI relativamente bassi, si cercava di evitare che il segnale immagine arrivasse al mixer accordando accuratamente perfino in UHF tutti i circuiti di ingresso per la massima uscita man mano che si cambiava la sintonia, come



si può osservare aprendo un gruppo UHF TV 2° canale anni '65 - '70.

Ciò comportava l'uso di un condensatore variabile a più sezioni in tandem, una per l'oscillatore locale e una sezione per ciascun circuito accordato prima del mixer.

Con questo sistema la selettività di ingresso era tanto elevata che su tutta la banda UHF/TV con una FI di appena 20 MHz, il segnale immagine 40 MHz distante era attenuato almeno di 30dB.

Non solo, ma perfino in SHF il ricevitore del famoso radar IFF UPX-6, per accordare l'ingresso da 1090 a 1110 (solo 20 MHz) prima del mixer, aveva un filtro passabanda a quattro cavità, contemporaneamente accordabili, in cui ogni risonatore era accordato per la massima uscita sulla frequenza da ricevere, tramite un nucleo metallico che entrava ed usciva per 10 mm, mosso da camme sagomate. Cose di altri tempi...

La supereterodina moderna invece ottiene alta reiezione immagine usando valori di prima FI molto grandi, scordandosi completamente di tutti i segnali che possono arrivare nel mixer perché, almeno nei ricevitori economici, si usa un solo filtro di ingresso passabanda, tarato piatto per oltre 10 MHz che non viene riaccordato punto per punto variando la sintonia.

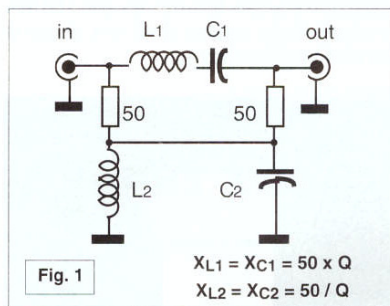


Fig. 1

Terminazione interstadio che fornisce adattamento di impedenza a 50 Ω su larga banda anche sopra e sotto la frequenza di risonanza. La perdita di inserzione alla frequenza passante è trascurabile. Se collegando fra loro preamplificatori e filtri ci sono autooscillazioni fuori banda, l'interposizione della terminazione, calcolata per la frequenza di lavoro, migliora la stabilità.

Per 432 MHz, con $Q = 5$

$L1 = 92 \text{ nH} = 8 \text{ spire filo argentato } \varnothing 1 \text{ mm}$ avvolte su \varnothing interno 3,5 mm; lunghezza avvolgimento = 9,5 mm.

$L2 = 3,7 \text{ nH}$ = una spira sagomata ad U col lato orizzontale interno = 4 mm e altezza delle gambe = 10 mm. In fase di taratura per max uscita a 432 MHz $L2$ va accorciata fino a divenire quasi un cortocircuito ai capi di $C2$. $C1 = 0,35 \div 3,5 \text{ pF}$ Techelech Cat. 23152 ADB. Regolare per max uscita a 432 MHz.

$C2 = 33 \text{ pF}$ NPO Philips con terminali lunghi 1 mm. Cat. 24400 ADB.

Resistenze da 51 Ω, 0,25 W ad impasto antinduttivo Allen Bradley tipo RCR. Special Ind. Milano.

E' evidente che in queste condizioni l'immagine è molto attenuata, ma la quantità e l'intensità dei segnali che arrivano al mixer è più alta di prima. Figuriamoci cosa succede andando a modificare l'ingresso con preamplificatori a larga banda che mandano segnali più forti di 20 dB di quanto la dinamica del mixer possa maneggiare.

Appare evidente che l'unico rimedio è quello di ripristinare la selettività mancante nel modo più semplice aggiungendo filtri stretti dall'esterno fra i preamplificatori e il ricevitore.

Purtroppo interporre i filtri ai preamplificatori può comportare instabilità e autooscillazioni perché i preamplificatori commerciali, anche se stabili alla frequenza di lavoro, possono autooscillare quando non sono terminati su 50 Ω puramente resistivi e ciò si verifica proprio coi filtri che sono dei carichi altamente reattivi a frequenze sopra e sotto la risonanza.

Per evitare instabilità si possono interporre attenuatori fissi o lunghe tratte di cavo coassiale che però riducono il guadagno totale del sistema. La soluzione migliore è l'impiego di terminazioni da 50 Ω a larga banda selettive (fig. 1), come descritto in [2] e come usato nel preamplificatore descritto su RR 1/95 pag.36.

Così risulta molto più facile interconnettere fra loro in modo stabile preamplificatori e filtri prima dei convertitori o degli RX introducendo attenuazione trascurabile alla frequenza passante ma due carichi da 50 Ω puramente resistivi sopra e sotto la risonanza.

I filtri esterni sono necessari anche perché se il progettista ha mantenuto molto alto il punto di intersezione (e non di intercetta) del secondo e terzo ordine IP del converter o RX, bisogna considerare che i valori di IP dichiarati si riferiscono a ricevitori senza preamplificatori a monte. Se, al contrario, prima del converter o RX mettiamo un dispositivo attivo che fornisce guadagno, allora anche la IP viene degradata di una quantità in decibel calcolabile con la formula del paragrafo N°9 di pag.42 di RR 8/94.

Se con bassa selettività di ingresso il segnale di un cellulare forte a 900 MHz raggiunge il mixer insieme ad uno da 465 MHz, avviene intermodulazione del secondo ordine ed il prodotto IP_2 cade su $900 - 465 = 435 \text{ MHz}$. Ciò spiega l'ascolto delle telefonate in 70 cm. Vedasi l'articolo di IOSKK su RR 3/95, pag. 92.

Per conseguenza, l'OM che si trova nelle condizioni illustrate dalla vignetta, tutto inferorato di lavorare EME o satelliti, dopo aver montato in antenna preamplificatore e post-amplificatore a bassa NF ed alto G, ma senza filtri intermedi - facciamo ad esempio in 70cm - potrebbe ricevere anche le telefonate in FM dei cellulari a 900 MHz o rumore bianco, o i segnali di altri servizi adiacenti molto forti. Siccome il fenomeno sparisce

staccando i preamplificatori e collegando l'antenna direttamente al ricevitore, ecco che subito i preamplificatori innocenti vengono incriminati, accusati di cattiva qualità e sono cambiati di marca con risultati analoghi.

Quasi sempre, a meno di avere un convertitore o RX professionali, responsabile del problema, più che il preamplificatore, è il mixer economico, che anche se doppio bilanciato a diodi, è del tipo a basso livello (+7dBm di LO), non ha dinamica sufficiente per manipolare tanti segnali così forti al suo ingresso e, avendogli messo un G di 20 dB a monte (100 volte in più), intermodula a ragione.

E allora, come fare se bisogna per forza mettere questo guadagno per abbassare NF convivendo per forza con prodotti commerciali, considerato che pochi se la sentono di affrontare l'autocostruzione usando tecnologie adeguate e componenti adatti a manipolare segnali ad alto livello?

Il rimedio più semplice, efficace e indolore consiste nell'aumentare drasticamente dall'esterno la selettività di ingresso fino al mixer riducendo con filtri stretti la banda passante da ricevere appena di quel tanto che ci occorre veramente nel nostro traffico specializzato. Ovviamente ciò si paga con minore funzionalità del ricevitore su tutta la banda un po' come una macchina di Formula Uno che può correre solo su pista e non su strade di paese.

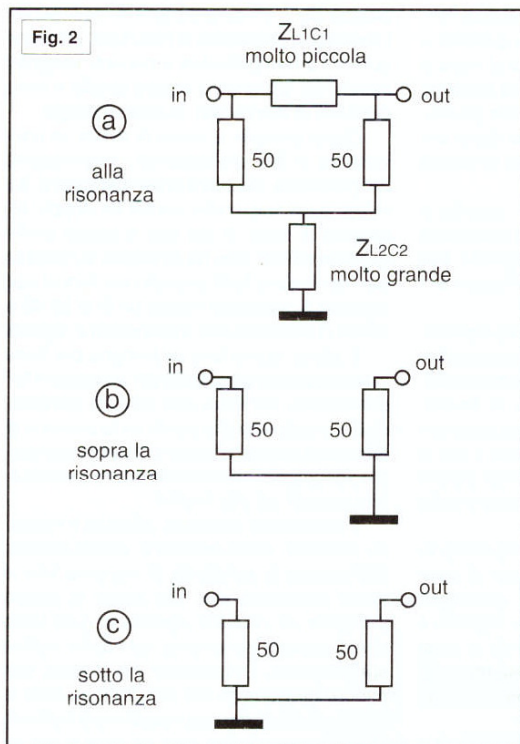
Chi lavora EME abbisogna appena di 150 kHz fra 432 e 432.150 MHz, chi lavora satelliti riceve su 800 kHz centrati su 435.800 MHz, ossia da 435.4 a 436.200 MHz.

Chi lavora i satelliti digitali necessita di frequenze specifiche comprese fra 435-438 MHz. Siccome non ci interessa ricevere su tutta la banda coperta dal ricevitore è evidente che ci conviene ottimizzare la selettività di ingresso inserendo filtri passabanda o interdigitali molto selettivi all'uscita dei preamplificatori.

Nel nostro caso, servendoci bassa NF, non è opportuno né comodo mettere un filtro in cima al traliccio fra l'antenna e l'ingresso del preamplificatore perché la sua perdita di inserzione in dB, per quanto bassa possa essere, si somma alla NF del preamplificatore.

Le cavità con perdita di inserzione molto bassa, per essere selettive, devono avere diametro molto grande e perciò sono difficili da montare in antenna.

Nel nostro caso è sufficiente montare il filtro in stazione e così, oltre che stare a temperatura costante, la sua perdita di inserzione verrà compensata dal guadagno del preamplificatore. In questo modo G_1 è sempre sufficiente a mantenere la NF totale del sistema prossima a quella del preamplificatore e inoltre anche la più piccola attenuazione del cavo di discesa da 50 Ω aiuta ad evitare eventuali autooscillazioni che si potrebbero manifestare collegando direttamente il preamplificatore al filtro.



Tale disposizione, è vero, non ci salva da eventuali sovraccarichi del preamplificatore, ma ci assicura bassa NF, e siccome è più facile sovraccaricare il mixer, il filtro ci conviene metterlo in stazione.

Il filtro è perciò necessario in ricezione 70 cm per chi - avendo inserito uno o due preamplificatori in cascata per abbassare NF e lavorare EME o satelliti - ha ridotto in conseguenza la dinamica del ricevitore e sente i segnali forti adiacenti che, in realtà, in banda da ricevere non ci sono affatto, ma sono generati nel mixer.

Supponiamo che la perdita di inserzione del filtro sia 3 dB, se questo viene inserito all'uscita del preamplificatore con G_1 di 20 dB, l'effetto sarà quello di ridurre il suo guadagno di 3 dB.

Mettendo i numeri nella formula di paragrafo 6, RR 4/94 pag 42, si vede subito che passare da $G_1 = 20$ dB = 100 volte a $G_1 = 17$ dB = 50 volte, pregiudica il valore della NF totale del sistema di frazioni di decibel.

Se, invece, il filtro fosse inserito fra l'antenna e l'ingresso del preamplificatore, l'effetto sarebbe disastroso, ed un buon preamplificatore da NF = 0,5 dB farebbe tanto rumore quanto uno da NF = 3,5 dB, una bella differenza davvero.

Se il preamplificatore regge all'intermodulazione ed al bloccaggio, la soluzione del filtro all'uscita del preamplificatore fa al caso nostro, diversamente, pretendere 0,5 dB di NF totale con filtro all'ingresso è tutto un altro problema, difficile da risolvere.

I filtri inseriti fra preamplificatori devono essere tarati "in opera" sulle frequenze volute. Se, infatti, un filtro viene tarato su una certa frequenza avendo in ingresso un generatore con $Z = 50 \Omega$ ed all'uscita un analizzatore di spettro chiuso su 50Ω puramente resistivi, le sue condizioni di accordo saranno modificate quando in opera perché i carichi messi in ingresso e in uscita presentano certamente delle reattanze.

Un buon sistema per ottenere che moduli diversi come preamplificatori e filtri o RX vedano fra loro in ingresso e uscita una impedenza di 50Ω sia alla risonanza che sopra e sotto la risonanza, è quello di interporre fra questi elementi delle terminazioni resistive a larga banda con bassa perdita di inserzione alla frequenza passante come descritto in [2] e raffigurato in fig. 1 e figg. 2a, 2b, 2c. Il funzionamento è semplice ed elegante.

Supponiamo che il circuito di fig. 1 sia stato calcolato per

435 MHz.

L_1 e C_1 sono un circuito risonante serie, che a 435 MHz rappresenta un corto circuito per le due resistenze da 50Ω in serie.

Il circuito L_2 e C_2 è un circuito risonante parallelo che a 435 MHz presenta impedenza molto alta.

Il segnale a 435 MHz passa perciò con la minima attenuazione dall'ingresso all'uscita come in fig. 2a e se i carichi sono da 50Ω c'è anche adattamento di impedenza.

A frequenze molto sopra 435 MHz la reattanza capacitiva di C_1 e C_2 è tanto bassa che possiamo considerarli un cortocircuito, mentre la reattanza induttiva di L_1 e L_2 è tanto grande che possiamo considerare queste induttanze come un circuito aperto.

Il circuito equivalente è quello di fig. 2b in cui l'ingresso e l'uscita non si vedono fra loro e sono entrambi terminati su 50Ω resistivi.

A frequenze molto al disotto di 435 MHz la reattanza capacitiva di C_1 e C_2 è molto grande e rappresenta un circuito aperto. La reattanza induttiva di L_1 e L_2 è invece molto bassa e le due induttanze rappresentano un circuito chiuso. Di nuovo (fig. 2c) fra l'ingresso e l'uscita esiste il massimo isolamento ed entrambe sono chiuse su 50Ω resistivi.

Questo circuito è stato sperimentato con successo all'uscita dei preamplificatori per 144 MHz descritti su RR 9/94 e RR 1/95.

Per i 435 MHz:

$L_1 = 92$ nH; $C_1 = 1,5$ pF;

$L_2 = 3,7$ nH; $C_2 = 36,8$ pF.

Il Q è di 5.

In una prossima puntata saranno descritte alcune realizzazioni pratiche.

Il circuito funziona solo se le resistenze sono a impasto antiinduttive e se tutti i componenti, praticamente senza terminali, sono chiusi in una minuscola scatola con gli unici punti di appoggio fra i connettori e massa e cablaggio in aria: qualunque supporto isolante rende il circuito inefficiente per via delle capacità aggiunte.

Con l'uso di queste terminazioni interstadio è molto più facile interconnettere fra loro moduli e filtri prearati strumentalmente senza ritoccarli in opera. L'unico inconveniente è che non possono essere usati in trasmissione perché non reggono molta potenza.

I filtri

Se non li trovate, IC8HN di Ischia e IW3AFT di Bolzano sono attrezzati per fare buoni filtri passabanda in cavità su specifica tecnica.

Io sono stato fortunato perché I2BDF mi ha regalato un minuscolo ponte radio usato dalla SIP nel 1977 e oggi reperibile a basso costo (25 chilolire) in numerosi esemplari nel surplus.

Il pezzo più pregiato, che operava a 410 MHz, è un minuscolo filtro passabanda in cavità $\lambda/4$ marcato 551-081/65, alto 180 mm e con diametro esterno di 45 mm, dotato di connettori SMA (foto 1).

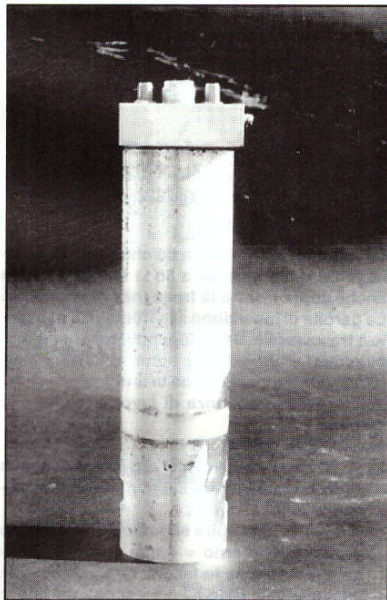


Foto 1 • Cavità passabanda per 70 cm recuperata da ponti telefonici SIP. Altezza 180 mm, diametro 45 mm con connettori SMA. Prima della modifica copre da 398 a 434 MHz. Perdita di inserzione 3 dB. Larghezza di banda a -3dB = 600 kHz. Anno di costruzione 1977. Numero di catalogo 551-081/65. Probabile costr. Selectro.

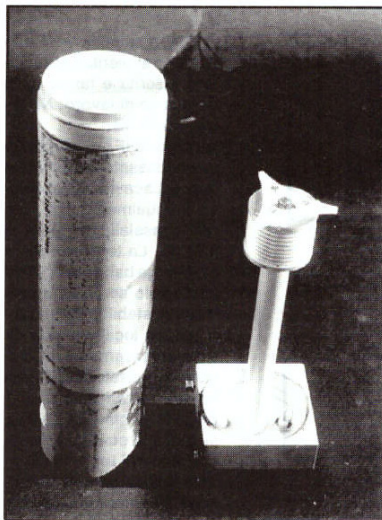


Foto 2 • Il tubo esterno del risuonatore è stato svitato dalla testata che mostra in basso i due link di accoppiamento saldati sui connettori SMA. Si noti la distanza dei link dalla linea centrale per avere alta selettività a discapito però della perdita di inserzione. La linea centrale saldata alla testata porta il mantice di accordo all'estremo aperto. E' visibile il centratore in teflon tenuto da tre viti.

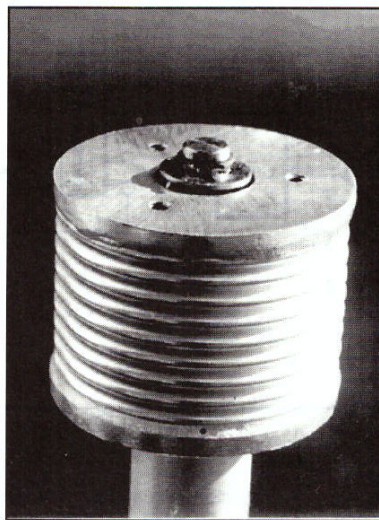


Foto 3 • Il mantice di accordo è estensibile come quelli usati nei condensatori variabili nel vuoto ed è accorciato o allungato da un albero filettato, che passa nell'interno. E' visibile la rondella Seger che tiene bloccato l'albero. La faccia del mantice con i tre fori è stata assottigliata di 1 mm per aumentare la frequenza di risonanza.

Visto all'analizzatore di spettro, il filtro è originalmente accordabile da 398 a 434 MHz.

La sintonia avviene dall'esterno mediante la rotazione micrometrica di un albero filettato e i 434 MHz si raggiungono a stento avvitando l'albero a fondo.

La peculiarità dell'accordo è che la linea centrale (foto 2) viene accorciata o allungata mediante un mantice termicamente compensato avvitato all'estremità della linea centrale, mosso dal perno filettato che passa nell'interno e perciò senza parti striscianti fra loro nel punto cioè a massima tensione.

Il punto freddo della linea interna, a massima corrente, è saldato alla testata nel cui interno c'è un foro filettato Ø 45mm in cui si avvita il tubo esterno della cavità.

In questo punto a massima corrente ci sono potenzialmente le massime perdite e perciò gli elementi avvitati devono presentare resistenza ohmica inapprezzabile, pur consentendo lo smontaggio del filtro.

Ciò è assicurato da una lunga filettatura e da un battente lavoro di precisione che, una volta stretto, fornisce ampia superficie di contatto.

Di norma le buone cavità qui sono saldate.

I due link si accoppiano alle linee di forza del campo magnetico e perciò sono posti sul lato freddo della linea interna, sono in filo argentato Ø 1 mm, molto corti e molto disaccoppiati dalla linea centrale.

Con ciò si ottiene elevata selettività perché, essendo poco caricata, la cavità ha un Q elevato. Questo disaccoppiamento si paga

con una maggiore perdita di inserzione che in questa cavità è di 3 dB.

Proprio come noi, il progettista evidentemente poteva permettersi questa perdita, avendo abbastanza guadagno fra gli stadi in cui è inserita, ma non poteva pretendere la stessa selettività con meno perdita, in quanto gli sarebbe occorsa una cavità con diametro molto maggiore.

Chi volesse meno perdita di inserzione, ma banda passante più larga, dovrà rifare i due link più lunghi e più accoppiati alla linea centrale. Se i due link sono uguali tra loro, l'impedenza che si mette in ingresso si ritrova pari in uscita e viceversa.

Vista l'ottima fattura e la grande diffusione del filtro si è deciso di modificarlo per estendere il range a tutta la banda dei 70 cm fino a 438 MHz.

La modifica si è rivelata facile osservando che l'accordo originale da 398 a 434 si ottiene con tutto l'accorciamento possibile del mantice che è 4 mm.

Si è pensato così di aumentare la frequenza di risonanza assottigliando di 1 mm il disco del mantice rivolto verso il fondo della cavità (foto 3).

Le operazioni sono nell'ordine:

- 1) liberare dal mantice la rondella Seger che blocca l'albero di taratura, che va svitato ed estratto dalla linea centrale;
- 2) bloccare la testata in una morsa e con la chiave fissa da 17 mm, svitare il mantice senza perdere la molla interna a spirale;
- 3) svitare il centratore in teflon e consu-

mare il disco sottostante lisciando la sua faccia con molta cura passandola in su e in giù sopra un foglio di carta vetrata e misurando frequentemente l'altezza del mantice col calibro fino a perdere 1 mm di spessore e non più.

Rimontando tutto si ottiene subito l'accordo fino a 436 MHz.

Per salire ulteriormente di frequenza, basta eliminare il centratore e le tre viti. Il centratore in teflon, essendo un dielettrico, aumenta la pur piccola capacità esistente fra il mantice e il fondo della cavità abbassandone la risonanza.

L'accordo sale finalmente a 438.5 MHz e il range completo varia da 421 a 438.5 MHz coprendo così l'intera banda radiometrica concessa in Italia (foto 4).

Come si può leggere in [3] quello che sembra un centratore di teflon non ha alcuna funzione meccanica, ma il dielettrico messo in quel punto della linea, a massima tensione, serve ad eliminare con le sue perdite alcuni modi di oscillazione indesiderati che possono manifestarsi in una cavità rientran- te a frequenze più alte della risonanza.

Le misure fatte prima e dopo la modifica non mostrano variazione alcuna sulla curva di risonanza e nello spettro osservato fino a 1300 MHz.

Tutta la modifica si fa in un paio di ore e non richiede alcuna lavorazione di tornio.

Le foto 5-6-7-8 mostrano la curva molto simmetrica del filtro centrato a 435.8 MHz e danno la misura dell'attenuazione alle varie larghezze di banda misurate. ➡

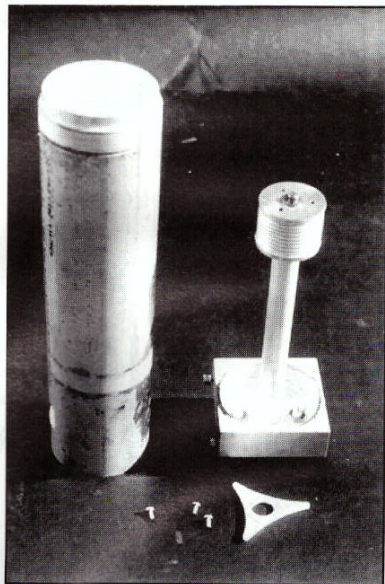
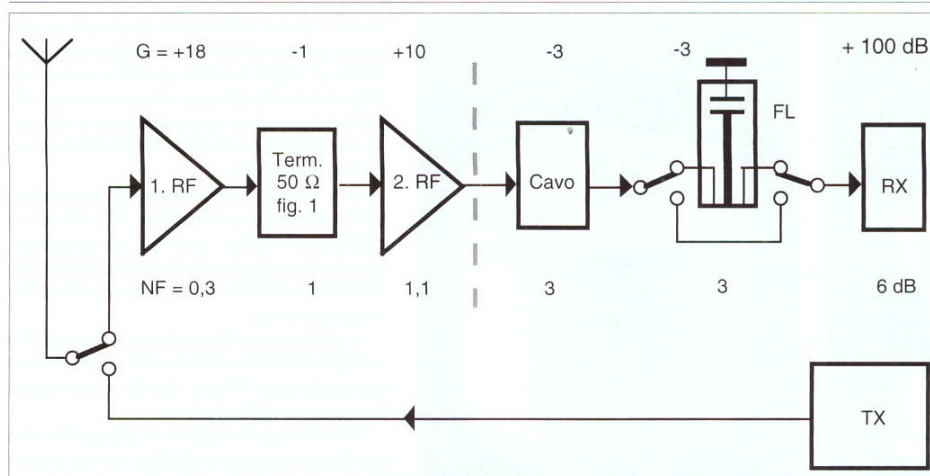


Foto 4 • Dopo aver ridotto di 1 mm l'altezza del mantice, il centratore in teflon con le tre viti sono stati rimossi e così, col mantice tutto stretto, la frequenza di risonanza sale a 438.5 MHz, coprendo l'intera banda 70 cm concessa in Italia.

Satelliti



Questa cavità date le piccole dimensioni e l'alta perdita di inserzione non va usata in trasmissione, salvo casi specifici, quando cioè la potenza è nell'ordine di 10 W, la perdita di metà potenza (-3dB) è tollerabile e la frequenza è fissa o, al massimo, varia ± 100 kHz. Ciò è evidente perché, data l'alta selettività del filtro, se questo fosse accordato per esempio a 435 MHz, la sua reiezione a 432 o 438 MHz sarebbe di circa 20 dB (100 volte).

Trasmettendo a 432 o 438 MHz l'impedenza non sarebbe $50 \pm j0$ ma altamente reattiva, e senza riaccordare ogni volta il filtro, il ROS fra TX e filtro sarebbe elevatissimo.

La potenza del TX, non trasferendosi in antenna, tornerebbe indietro e sarebbe come trasmettere con l'antenna staccata. Se poi, come in fig. 3 si usano le terminazioni da 50 Ω interstadio di fig. 1 non è possibile usare transceiver perché queste terminazioni

Fig. 3

Per EME o satelliti: 1-RF e 2-RF sono alimentati e la cavità è inserita e tarata sulla frequenza di lavoro; NF totale = 0,46 dB.

Per Tropo: 2 RF è disalimentato e bypassato dai suoi relè interni. La cavità viene esclusa manualmente con due relè coassiali; NF totale = 0,84 dB. La terminazione a 50 W larga banda di fig. 1 va usata solo se ci sono problemi di stabilità fra stadi.

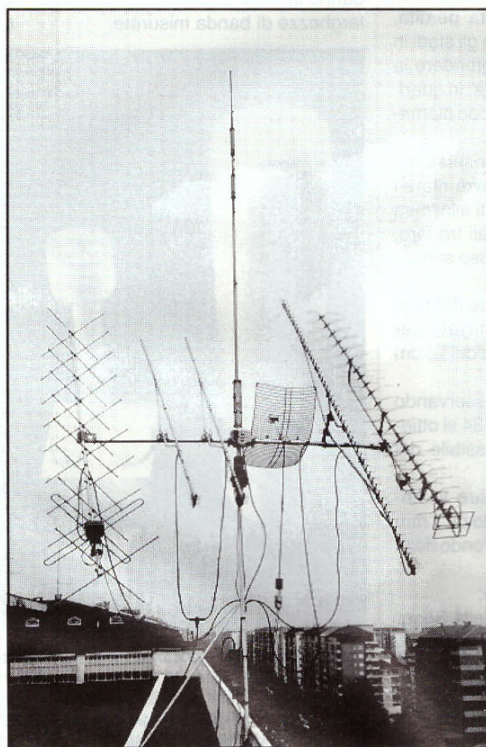
Per traffico locale: si può disalimentare anche 1 RF, che viene bypassato dai suoi relè interni; l'attenuazione di 1 dB della terminazione a 50 Ω , se usata, si somma a quella del cavo. NF tot. = 10 dB.

I preamplificatori non si possono alimentare via cavo coassiale.

Al posto di RX si può usare un transceiver. Per trasmettere, bypassare la cavità e non usare terminazioni interstadio da 50 Ω che non reggono potenza alla frequenza passante.



L'impianto satellitare di I1CDB



Le antenne e la stazione di Piero Fanchin da Torino, I1CDB

10 XY per 144 MHz;
2 x 67 el. per 2304 con transverter a 2 m;
dipolo verticale 10/20/40 m per il ricevitore;
parabola rettang. SBDX-2400 con convert. 2400/144 MHz;
F9FT 55 elem. per 1269 MHz
MBM88 per i 70 cm

TS-790E tribanda (2m, 70cm, 23cm)
FT-290R II 144 MHz
IC-R71E RX 100 kHz/30MHz con VLF converter
2 TNC per packet AFSK/PSK e 9600 baud
CWR 6750 Telereader RTTY
Interfaccia per cartine Meteo e Fax
Etc...

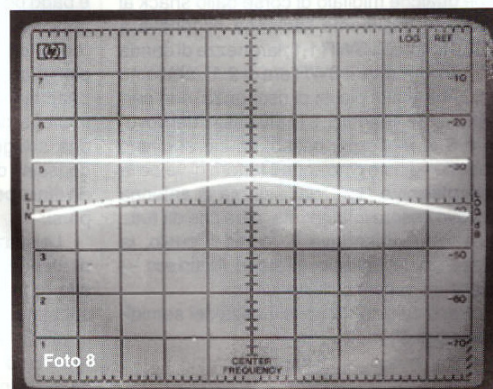
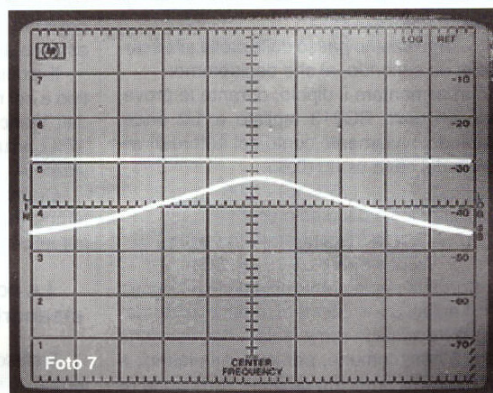
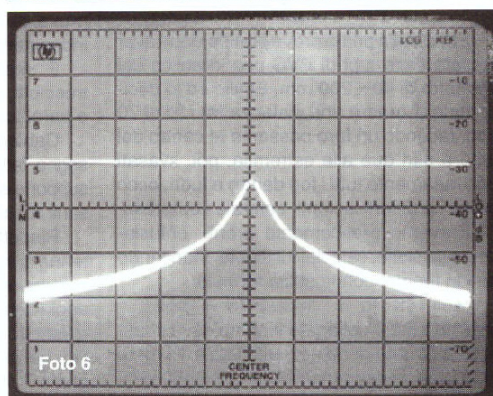
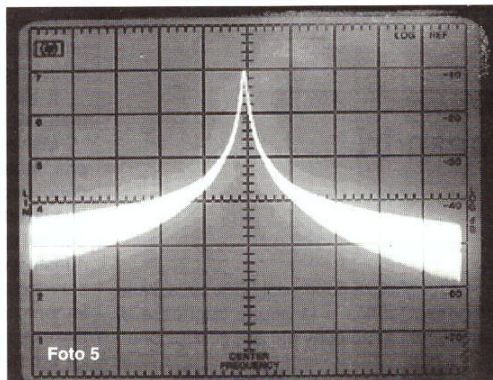
Satelliti

Foto 5 • Filtro passabanda in cavità per 70 cm.
Scan Width = 5 MHz/div.
Vert./div. 10 dB.
Center frequency = 435,8 MHz.
La curva di risonanza è molto simmetrica e 10 MHz sopra o 10 MHz sotto la frequenza centrale, tutti i segnali sono attenuati di 30 dB.

Foto 6 • Cavità passabanda per 70 cm.
Scan Width = 1 MHz/div.
Vert./div. 10 dB.
Ref. level = 0 dB.
Perdita d'inserzione = 3,5 dB.
Center frequency = 435,8 MHz.
1,5 MHz più in basso della frequenza centrale a 434,3 MHz (in banda a disposizione del Ministero dell'Interno), tutti i segnali sono attenuati di oltre 15 dB. Fra 433 e 434 MHz, ove operano le stazioni locali in FM, l'attenuazione è circa 20 dB. A 432 MHz, ove operano le stazioni EME, l'attenuazione è 22 dB. Fuori banda l'attenuazione supera 30 dB. Analogamente vale oltre 436 MHz, dove il Servizio d'Amatore via Satellite è secondario in compartecipazione con i segnali molto forti di enti pubblici e privati.

Foto 7 • Cavità passabanda per 70 cm.
Bandwidth = 200 kHz/div.
Vert./div. 10 dB.
Ref. level = 0 dB.
Perdita d'inserzione = 3,5 dB.
Center frequency = 435,8 MHz.
Rispetto alla frequenza centrale di 435,8 MHz, l'attenuazione nella banda 435,2 - 435,4 MHz, dove opera l'uscita ripetitori FM italiani, è 6 dB.

Foto 8 • Cavità passabanda per 70 cm.
Scan Width = 100 kHz/div.
Vert./div. 10 dB.
Ref. level = 0 dB.
Perdita d'inserzione = 3,5 dB.
Center frequency = 435,6 MHz.
Cavità tarata su frequenza centrale 435,6 MHz per lavorare in modo analogico sul downlink di Phase-3D. Sintonizzando il beacon a 435,450 MHz o l'estremo banda a 435,725 c'è una variazione di 3 dB rispetto alla frequenza centrale. Accordando la cavità su frequenza centrale di 436,050 MHz per lavorare in modo digitale ci sarebbe una variazione di 2 dB, sintonizzando il ricevitore fra gli estremi di banda da 435,9 a 436,2 MHz. Un filtro passabanda in cavità non permette di avere una risposta molto piatta in frequenza, ottenibile invece con i filtri interdigitali. Il risultato è comunque soddisfacente.



selettive non reggono potenza alla frequenza passante.

In conclusione, chi lavora solo EME o satelliti è bene che usi RX e TX separati, con due linee di trasmissione dedicate: una in cavo Aircor o H-100 tra l'uscita dei preamplificatori, il filtro ed il ricevitore o converter; la linea per il TX sarà preferibilmente in cavo Cellflex da 1/2 pollice con un solo relè coassiale in cima al mast per commutare l'antenna fra RX e TX.

Chi vuole ricevere sull'intera banda dovrà escludere il filtro con l'uso di due relè coassiali come illustrato in **fig. 3** oppure in **fig. 5** pag. 40 di RR 4/94.

In questo modo, se si tratta di traffico tropo o locale si può disalimentare e automaticamente bypassare il postamplificatore non più necessario, o entrambi, e il ricevitore potrà essere usato su tutta la banda nelle condizioni per cui è stato progettato, ossia, per fare quel tanto che può senza mettergli 20 dB o più di guadagno davanti facendolo intermodulare.

Chi vuole per forza usare la stessa antenna col classico transceiver può sempre eccitare il relè di antenna in trasmissione e attaccare il transceiver al cavo Cellflex che in **fig. 3** va al TX.

Considerato che i miracoli non si possono fare e tutto non si può avere, si può concludere che se guadagno occorre per abbassare la NF totale al valore di quella del preamplificatore, bisogna specializzare l'impianto limitando la banda passante che entra nel mixer alle poche centinaia di kilohertz dove si svolge il nostro traffico particolare, nei quali occorre alta sensibilità e conservazione della dinamica, rinunciando a tutto il resto. Ciò vale in modo particolare per chi usa ricevitori o transceiver all-mode e si trova in centri urbani vicino a ponti per cellulari della Telecom, trasmettitori FM e TV, dove cioè, senza filtri, l'intensità del campo su tutte le frequenze che possono arrivare al mixer e non ci interessano è troppo forte.

Chi abita in campagna generalmente non ha bisogno di questi rimedi e chiedo scusa a quanti, pur essendo a rischio, questi problemi non hanno, avendoli tediati con cose per loro inutili.

Bibliografia

- 1) What's wrong with amateur VHF/UHF receivers and what you can do to improve them: by Joe Reisert W1JAA: Ham Radio Magazine, March 1976 pag. 44.
- 2) Interstage 50 ohm Terminator for VHF Converters: by H. Paul Shuch, WA6UAM: Ham Radio Magazine, February 1977, page 26-27
- 3) Microonde: di Giuseppe Dilda, Editore Levrotto e Bella, Torino.
- 4) "Intercetta del secondo ordine" di A. Santucci IO5KK - RR 3/95, pag. 92.