

Domenico Marini • I8CVS

E-mail: domenico.i8cvs@tin.it

Filtro passabanda con protezione preamplificatore in 144 MHz EME

1ª Parte

Introduzione

Usando potenze molto elevate come nel traffico EME, è molto facile distruggere il GaAsFET del preamplificatore di antenna anche se l'isolamento "crosstalk" fra le porte RX e TX del relay coassiale di antenna è molto elevato nell'ordine di 60 dB e, quindi, per sicurezza, è consigliabile adottare il qui descritto filtro passabanda di Fig. 1 che presenta una interessante e quanto mai ingegnosa caratteristica di protezione preamplificatore che si genera elettricamente durante la commutazione del relay da ricezione a trasmissione e viceversa.

Questo semplice circuito visibile anche in Fig. 2a si inserisce fra la porta normalmente chiusa NC del relay coassiale di antenna e l'ingresso del preamplificatore.

Il dispositivo di filtraggio e protezione in Fig. 1 consiste in una linea coassiale risonante su mezza lunghezza d'onda che, oltre ad avere funzione di filtro passabanda, è munita al centro di due diodi collegati in antiparallelo che possono andare in conduzione durante la trasmissione, rendendo l'impedenza di questo dispositivo teoricamente infinita, proprio agli estremi della linea dove sono inseriti i connettori coassiali per il relay di antenna e il preamplificatore.

Ciò avviene perché, se una linea di trasmissione come quella di Fig. 1 è risonante su mezza lunghezza d'onda e viene cortocircuitata al centro, questa si trasforma in due linee di trasmissione affiancate una all'altra lunghe ciascuna 1/4 d'onda e quando una linea lunga 1/4 d'onda viene cortocircuitata a un estremo, questa ha la proprietà di trasformare l'impedenza all'altro estremo, a un valore teoricamente infinito, come si vede sulla Carta di Smith in Fig. 7 e infatti, partendo dal punto della linea messo in cortocircuito che si trova sull'asse reale a sinistra della carta e ruotando di 0.25 λ in senso orario verso il generatore dopo 1/4 d'onda di linea, si arriva all'estremo aperto diametralmente opposto che si trova alla destra dell'asse reale della carta e questo punto rappresenta il connettore dove la linea di trasmissione presenta impedenza teoricamente infinita.

In altri termini, e come si vede in Fig. 1, se il cortocircuito dovuto ai due diodi in conduzione avviene al centro della linea di

trasmissione risonante lunga mezza lunghezza d'onda elettrica, l'impedenza infinita che non lascia passare corrente RF, appare proprio ai due estremi aperti dove sono inseriti i connettori coassiali di ingresso e di uscita che vengono collegati fra il relay coassiale di antenna e il preamplificatore, come si vede in Fig. 2a e Fig. 2b. Questo semplice dispositivo, chiamato anche "Filter Protection Device", il cui principio di funzionamento è usato sul radar col nome di TR, è spiegato molto bene in Bibliografia (1) ma in pratica quello in Fig. 1 che noi realizzeremo, fu descritto nel 1977 da K3PGP che lo rese popolare nel traffico EME in 432 MHz, come visibile su Internet in Bibliografia (2)

Come è fatto e come funziona il "filter protection device"

Dopo aver realizzato per anni diversi esemplari del dispositivo per 432 MHz, ho deciso di scalare le dimensioni per 144 MHz e alla fine, come si vede in Foto 9, ho misurato che il dispositivo protegge molto bene il preamplificatore di antenna anche usando in 2 metri amplificatori di potenza molto QRO come si fa ormai in 144 MHz EME.

In pratica, il dispositivo disegnato in Fig. 1, consiste in una linea coassiale a basso Q fatta risuonare su mezza lunghezza d'onda a 144 MHz, mediante un compensatore variabile in aria ad alto Q da 30 pF e con due

diodi a bassa soglia connessi in antiparallelo nel punto centrale. I due diodi a bassa soglia, come gli HP5082-2800, sono connessi in antiparallelo al centro della linea dove la tensione di picco RF è la massima possibile, cosicché commutando il relay coassiale di Fig. 2a qualora si verificasse accidentalmente la condizione che una parte di RF passi dal TX verso la porta RX normalmente chiusa (NC), allora i due diodi inizierebbero a condurre e il centro del filtro diverrebbe un cortocircuito.

Durante la conduzione dei diodi, la linea di trasmissione lunga 1/2 d'onda si deve vedere come due linee di trasmissione lunghe ognuna 1/4 d'onda affiancate fra loro e col loro punto centrale cortocircuitato dai diodi e, quindi, i due estremi della linea dove sono montati i connettori coassiali sale da un'impedenza di 50 ohm a un valore molto elevato e infinito in teoria che impedisce il trasferimento di potenza RF verso il preamplificatore e la riflette indietro verso il TX.

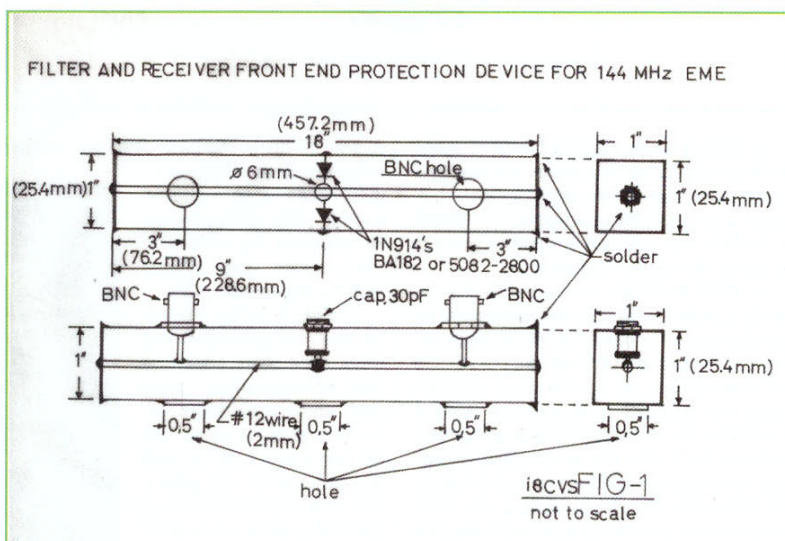
Durante le misure, applicando a uno dei connettori del filtro un impulso di prova di 1000 watt, si sono misurati soltanto 80 mW all'uscita sull'altro connettore e quindi, l'isolamento TX/RX misurato, risulta essere:

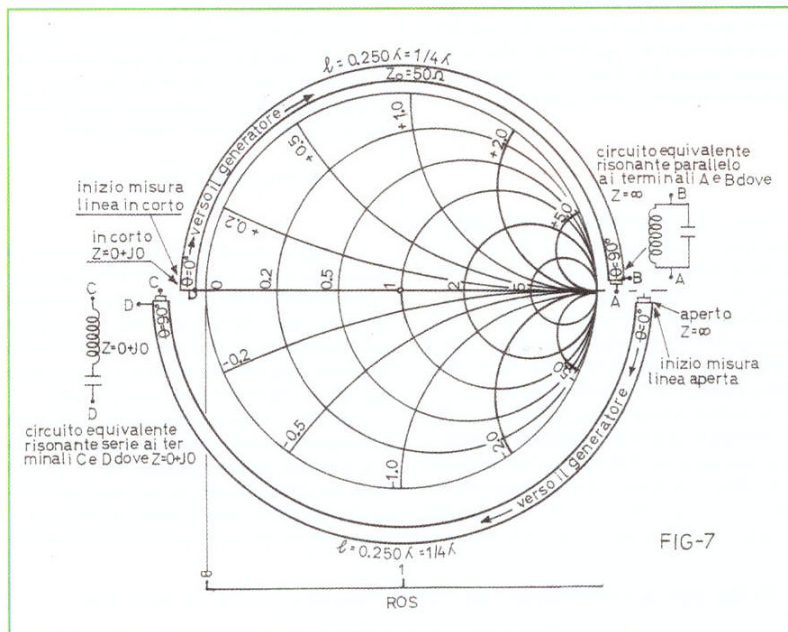
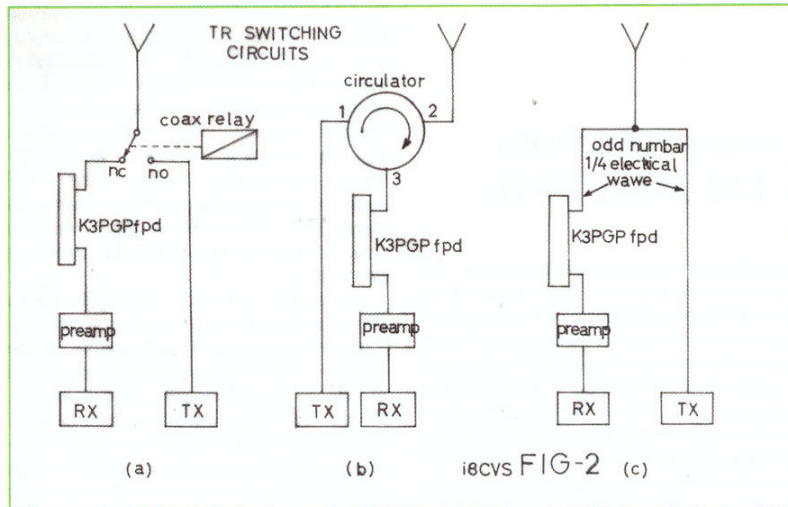
$$10 \log (1000/0.08) = 41 \text{ dB}$$

10

Le due porte del filtro sono reversibili e ciascun connettore può funzionare da ingresso oppure da uscita e ciò perché i connettori sono montati alla stessa distanza dai due tappi estremi della linea chiusi in cortocircuito cosicché, l'impedenza applicata ad una delle due porte, viene vista invariata sull'altra.

La Foto 7, mostra la risposta in frequenza del dispositivo visto come filtro passabanda e lo spettrogramma swippato da 10 a 1300 MHz, evidenzia la minima perdita di inserzione di 0.06 dB in centro banda a 145 MHz.





La Foto 9 mostra invece, i livelli di uscita del filtro visto come dispositivo di limitazione e protezione quando uno degli ingressi è collegato a un generatore di segnali HP 8640B a 145 MHz con potenza variabile a scatti di 10 dB da -60 dBm a +20 dBm.

La Foto 9, mostra chiaramente che variando la potenza di uscita del generatore da -60 dBm fino a -10 dBm, l'uscita del dispositivo varia linearmente di 10 dB per ogni scatto dell'attenuatore e ciò perché fino a -10 dBm i diodi non conducono ancora ma, appena la potenza del generatore viene aumentata partendo da 0 dBm fino a +20 dBm, allora i diodi cominciano a condurre cosicché l'uscita del dispositivo non è più lineare ma viene compressa e, per una variazione del segnale

di ben 20 dB in ingresso al filtro, si ottiene soltanto una variazione di 10 dB in uscita dal filtro e quindi circa il 100% della potenza RF applicata ma non trasferita in uscita, viene riflessa indietro al generatore RF.

In Foto 9, la "log reference line" orizzontale che si trova sulla parte superiore dello spettrogramma vale 0 dBm, corrispondenti a 1 mW e siccome la curva più alta del generatore corrisponde alla potenza di +20 dBm o 100 mW applicati al filtro e giacché questa curva si so-

vrappone alla "log reference line", ne deriva che l'isolamento del dispositivo raggiunge già i 20 dB con +20 dBm applicati vale a dire che la potenza di 1 mW in uscita dal filtro è 100 volte inferiore alla potenza applicata in ingresso di +20 dBm ovvero 100 mW.

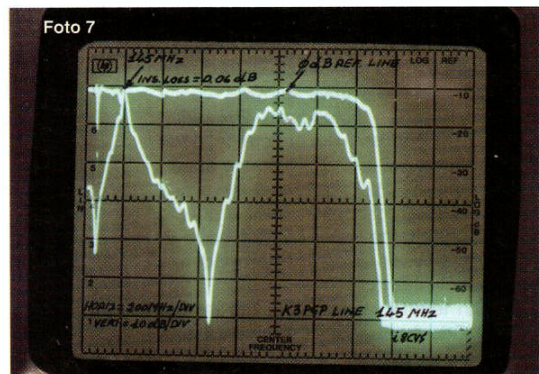
Usando per la misura un amplificatore lineare con potenza di uscita di ben 1000 watt corrispondenti a +30 dBW e applicando al dispositivo un breve impulso di 20 millisecondi, non visibile in Foto 9, è stato misurato un isolamento del filtro di circa 40 dB corrispondenti a diecimila volte in potenza per cui ne deriva che la potenza applicata al relay coassiale del preamplificatore, è appena $1000/10.000 = 0.1$ watt.

Se assumiamo che l'isolamento del relay coassiale sia 60 dB pari a un milione di volte, ne deriva che trasmettendo con un TX da 1000 watt, l'ingresso del preamplificatore riceverà al massimo una potenza pari a $0.1/10^6 = 0.0000001$ watt = 0.0001 mW e questa potenza è del tutto insufficiente per recare danni al GaAsFET.

La Foto 10 fatta sull'analizzatore di spettro HP 8555A settato a 2 dB per divisione verticale e 20 MHz per divisione orizzontale, mostra che la perdita di inserzione del dispositivo, è inferiore a 0.1 dB a 145 MHz e che l'ampiezza di banda BW è di circa 16 MHz fra i punti a -3 dB.

Come mostra la Fig. 2a questo dispositivo di filtraggio e protezione K3PGP, va inserito fra la porta RX normalmente chiusa (NC) del relay coassiale di antenna e l'ingresso del preamplificatore, mentre bisogna usare una linea coassiale separata, per collegare l'uscita del preamplificatore con l'ingresso di un convertitore o di un ricevitore per i 2 metri, come normalmente si fa in applicazioni EME.

Le Fig. 2b e Fig. 2c mostrano anche l'uso di questo dispositivo K3PGP per commutare l'antenna fra RX e TX, mediante l'uso di un circolatore oppure di linee coassiali in numero dispari di 1/4 d'onda e ciò si fa quando la commutazione RX/TX debba avvenire in modo molto veloce come occorre nei sistemi digitali per trasmissioni dati, dove non sono ammissibili i lunghi tempi di commutazione dei relay coassiali meccanici che durano in



•—• Teoria •—•

Photo 8

Handwritten annotations on the spectrum analyzer screen:

- BW 100 kHz
- 3 dB POINTS 16 MHz
- 3 dB POINT 157 MHz
- 3 dB POINT 153 MHz
- INSERTION LOSS = 0.00 dB
- VERT = 2 dB/DIV
- HORIZ = 40 MHz/DIV
- K3PPL LINE 165 MHz
- 100V

genere 20 millisecondi. Nelle comuni applicazioni EME, se il relay coassiale di antenna ha un buon isolamento o “crosstalk” fra le porte, per esempio di 60 dB a 144 MHz, allora inserendo questo dispositivo che da solo isola 41 dB come illustrato in **Fig. 2a**, ne consegue che l'isolamento totale del sistema

TX/RX, è la somma dei due isolamenti ossia $60 + 41 = 101$ dB valore questo che risulta oltremodo sufficiente per la sicurezza del preamplificatore anche usando in 2 metri amplificatori di potenza molto QRO anche nell'ordine di parecchi kW.

Come si vede in **Foto 8**, il dispositivo funziona anche da filtro passa-banda e fornisce una selettività aggiuntiva che si somma a quella propria del preamplifica-

commerciali che lavorano in VHF. La costruzione elettromeccanica del dispositivo di **Fig. 1** sarà descritta nella 2ª parte dell'articolo.

Bibliografia

- 1) http://users.libero.it/alex_scarpa/radar05.html
- 2) <http://www.k3ppg.org/432filter.htm>
- 3) <http://www.rfmicrowave.it/>
- 4) <http://www.anticitabelsito.it>
- 5) "Reflection Transmission Lines and Antennas" by M. Walter Maxwell, W2DU ARRL, Order No 2995 ISBN 0-87259-299-5
- 6) "The ARRL Antenna Book" 15th Edition Published by the American Radio Relay League
- 7) The AMSAT-Journal May/June 2010 pages 4-8

Il presente articolo è la traduzione e rielaborazione di quello pubblicato anche in inglese dallo stesso autore Domenico Marini I8CVS su AMSAT-Journal May/June 2010.

1 - continua



Vi è piaciuto questo articolo?
Se SI potete votarlo
on-line visitando il
nostro sito www.ari.it

[illegible]

Foto 10

145 MHz
0.25 dB REAR LEVEL

145 MHz
INS LOSS = 0.06 dB

HORIZ = 20 MHz/DIV
VERT = 2 dB/DIV

K3PFL LINE 145 MHz

180V

CENTER FREQUENCY

Domenico Marini • I8CVS

E-mail: domenico.i8cvs@tin.it

Filtro passa-banda con protezione preamplificatore in 144 MHz EME

2ª Parte

Costruzione

SEGUENDO il disegno di **Fig. 1** pubblicato nella 1ª parte dell'articolo e le presenti fotografie autoesplicative 1-2-3-4-5-6, la costruzione del filtro è molto facile.

Procurarsi un profilato commerciale quadrato in ottone con dimensioni esterne 25 x 25 millimetri e spessore 1 millimetro lungo 457 millimetri e per tappare gli estremi di questo profilato preparare due placchette quadrate in lamierino di ottone da 1 millimetro con dimensioni 25 x 25 millimetri e praticare esattamente al centro di ognuna di esse, un foro da 2 millimetri.

Non disponendo di tale profilato commerciale, ho usato del lamierino di rame spessore 1 millimetro e ho ricavato due strisce lunghe 457 millimetri larghe ognuna 55 millimetri che ho ripiegato a 90° ad L con misure 25 x 30 millimetri, affacciandole l'una all'altra, per formare una scatola parallelepipedica.

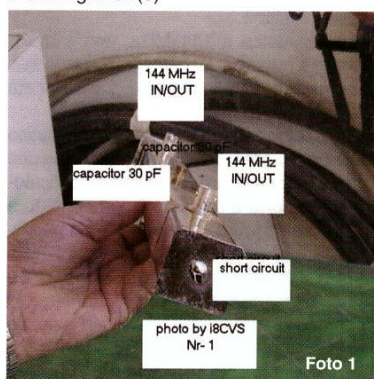
Ho poi saldato a stagno i bordi esterni delle due L per tutta la loro lunghezza e, per migliorare la conducibilità elettrica ho usato una lega eutettica di stagno Alpha Metals Inc., col 62% di stagno il 36% di piombo e il 2% di argento, con punto di fusione pari a 179° C.

Evitare assolutamente di costruire questo tubo quadrangolare usando quattro strisce di vetronite ramata a doppia faccia per PCB, in quanto data la lunghezza della scatola, sarebbe impossibile saldare a stagno fra loro le superfici interne ramate, che sono quelle che devono condurre la corrente a RF.

Uno dei lati del tubo quadrangolare ha

dimensioni di 25 x 457 millimetri e, come si vede in **Fig. 1**, sulla prima parte dell'articolo, questo lato deve essere forato longitudinalmente e centralmente per praticarvi 3 fori che servono a montarci i due connettori coassiali e il compensatore variabile di sintonia.

Il foro centrale per il compensatore ha diametro 6 millimetri e il compensatore deve essere in aria ad alto Q della Airtronic modello 5602 con capacità variabile da 0.8 a 30 pF e un Q > di 5000 a 100 MHz oppure un tipo equivalente della Johanson tutti reperibili presso la ditta con indirizzo internet in Bibliografia. (3)



I due fori per i connettori, devono essere praticati a 76 millimetri da ciascun estremo del tubo quadrangolare come indicato in **Fig. 1** e il loro diametro, dipende dal tipo di connettore usato, che può essere BNC o meglio N entrambi femmina ed isolati in teflon, ma non in delrin, materiale questo che presenta maggiori perdite dielettriche e fonde a bas-

se temperature. Sul tubo quadrangolare, ci sono in tutto quattro grossi fori e seguendo le misure di **Fig. 1**, questi si possono fare agevolmente senza sbavature usando una serie di frese coniche da trapano.

Quando la parte meccanica è pronta e completamente forata, seguendo la **Fig. 1**, è necessario spazzolarla e ripulirla a fondo, per farla argentare elettroliticamente, specialmente nell'interno, per ottenere la più bassa attenuazione possibile e se l'argentatura elettrolitica non è disponibile si può fare in casa quella chimica usando la pasta Silverstar per argentare metalli, reperibile all'indirizzo internet in Bibliografia. (4)

Anziché usare quattro viti per fissare la flangia dei connettori BNC oppure N, è preferibile saldarla a stagno, direttamente in opera sulla superficie esterna del tubo e dovendo riscaldare le flange a temperatura elevata, l'isolante dei connettori, deve essere appunto in teflon.

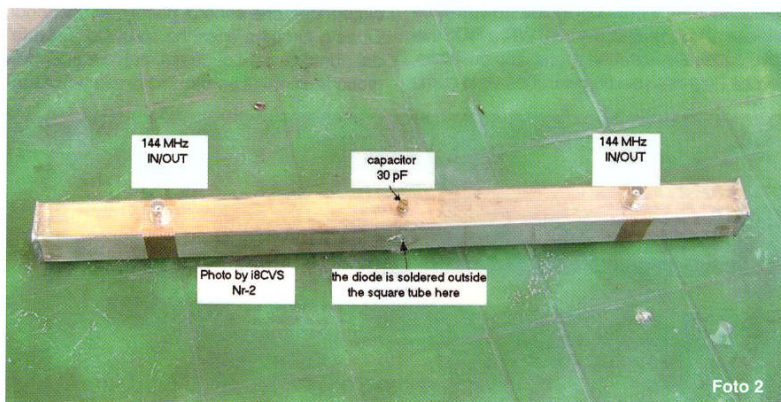
Quando i due connettori sono montati e saldati, infilare il compensatore da 30 pF all'interno del tubo attraverso il foro diametro 6 millimetri e bloccarlo esternamente, usando il dado originale fornito. Evitare la tentazione di saldare lo statore del compensatore esternamente al tubo, perché la temperatura troppo elevata lo danneggerebbe, mandando in cortocircuito statore e rotore.

All'indirizzo in Bibliografia (3) procurarsi due diodi LBS (Low Barrier Schottky) HP 5082-2800, che hanno una tensione di soglia molto bassa e pari a 0.35 volt, ma si possono usare anche i vecchi diodi al silicio come il BA-182 usato nei tuner TV, oppure il più comune 1N914, che hanno entrambi una tensione di soglia più alta e pari a 0.6 volt, ma ciò comporta, ovviamente, una tensione RF più elevata per metterli in conduzione, per cui diminuisce lievemente la sensibilità del dispositivo nel mettere in protezione il preamplificatore.

Ora bisogna collegare insieme l'anodo di un diodo col catodo dell'altro e saldare questo punto di giunzione sullo spillo in ottone del compensatore da 30 pF, tenendo anche presente, che i due reofori opposti dei diodi, vanno saldati alla massa metallica del tubo, come appare in **Fig. 1**, pubblicata nella 1ª parte dell'articolo.

Data la lunghezza del tubo tutto chiuso, sarebbe impossibile saldare internamente i diodi sullo spillo del compensatore e sulla massa metallica, per cui come visibile in **Fig. 1**, è stato necessario praticare un foro diametro 15 millimetri sulla parete del tubo opposta al compensatore, in modo da potervi accedere internamente e lavorare con la punta del saldatore, mentre per saldare i due diodi a massa, è sufficiente praticare sul tubo due piccoli fori diametro 1.5 millimetri, per la fuoriuscita dei reofori anodo e catodo, saldandoli a stagno sull'esterno della parete metallica.

Nel saldare a stagno questi due reofori,



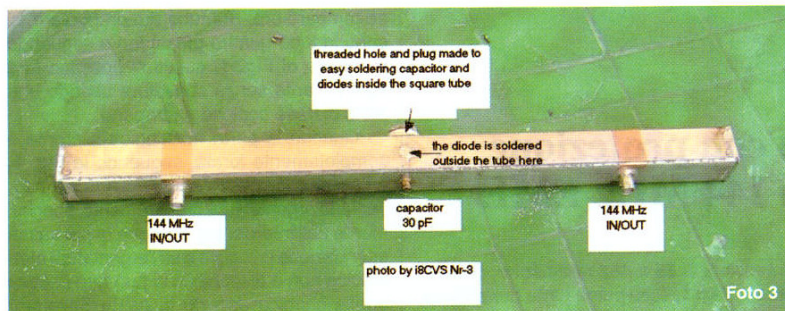


Foto 3

usare un saldatore potente da almeno 150 watt, scaldando prima il tubo tenendo distanziati e isolati in aria i reofori al centro del foro, perché così facendo, il tempo di saldatura dei reofori, sarà molto minore, che usando un saldatore di bassa potenza e si ridurrà notevolmente il tempo di saldatura a pochi secondi in cui i diodi saranno assoggettati ad alta temperatura. Procurarsi ora un filo di rame argentato diametro 2 millimetri, con lunghezza di 51 centimetri e infilarlo, ben raddrizzato, nell'interno del tubo, attraverso le sue estremità ancora aperte e saldare il centro di questo filo sullo spillo del compensatore.

Ora il filo da 2 millimetri, va anche saldato sugli spilli dei due connettori, ma questa operazione risulta difficile perché gli spilli distano 76 millimetri dalle due estremità ancora aperte del tubo e la punta del saldatore non arriverebbe tanto in profondità per cui, anche qui per fare le due saldature, è stato necessario praticare due fori da 13 millimetri sulla parete opposta del tubo in corrispondenza dei connettori, così come mostra **Fig. 1**, pubblicata sulla prima parte dell'articolo.

Quando le due saldature ai connettori e quella sul compensatore saranno eseguite, i due fori da 13 millimetri, possono essere tappati senza fare saldature, usando le strisce adesive di rame in rotoli, che si impiegano normalmente per le schermature sui telai di apparecchiature a RF e che sono reperibili presso la ditta in Bibliografia. (3)

Per chiudere il foro da 15 millimetri opposto al compensatore, ho usato la ghiera filettata di un grosso connettore per cavo RG-17, saldandola sul tubo esterno, in modo da poter svitare il tappo cieco per accedere comodamente sia al compensatore sia ai diodi, come si vede nelle **Foto da 1 a 6**.

Per chiudere le due estremità del tubo quadrangolare, infilare il conduttore da 2 millimetri nel foro centrale delle placchette 25 x 25 millimetri già preparate, e dopo averle centrate esternamente, saldare a stagno i quattro bordi per tutta la loro lunghezza intorno al tubo.

Come operazione finale, saldare accuratamente il filo di rame da 2 millimetri all'uscita delle placchette, nel punto centrale di queste, e tagliare col tronchesino il filo che avanza.

Taratura e prove

Per tarare il filtro, è sufficiente inserirlo fra antenna e preamplificatore e regolare il compensatore per la massima uscita sullo S-meter del ricevitore, ricevendo la portante a 144 MHz di un debole segnale locale.

Se si usa un generatore di segnali a 144 MHz, è meglio, ma non applicare al filtro un segnale con potenza maggiore di -20 dBm, per non mettere i diodi in conduzione e il filtro in compressione.

La risonanza a 144 MHz, non è molto acuta e la massima uscita si raggiunge con il trimmer da 30 pF, regolato a circa metà corsa fra 15 e 20 pF.

Se si dispone di un Misuratore Automatico di Cifra di Rumore, collegare la testina su una porta del filtro e l'ingresso del preamplificatore all'altra porta e regolare il compensatore da 30 pF per la cifra di rumore NF più bassa. Siccome la perdita di inserzione del filtro è inferiore a 0.1 dB, dipendendo dalla qualità e dal Q del compensatore usato, la differenza fra la cifra di rumore NF totale con o senza filtro è molto bassa e trascurabile.

Se dopo la taratura collegassimo per prova una porta del filtro all'uscita di un amplificatore a 144 MHz molto potente, usando uno spezzone molto corto di cavo coassiale da 50 ohm e si trasmettesse a piena potenza, allora i diodi andrebbero in conduzione e saturazione e il punto centrale del filtro diventerebbe un cortocircuito, ma la porta del filtro collegata all'amplificatore, assumerebbe un'impedenza molto elevata cosicché tutta la potenza incidente verrebbe riflessa al trasmettitore e il VSWR o ROS nel cavo coassiale, sarebbe il massimo possibile, perché l'ingresso del filtro sarebbe visto come

un circuito aperto, col risultato di riscaldare il cavo coassiale a un punto tale da fondere il materiale dielettrico e provocare l'esplosione del cavo stesso o il danneggiamento del trasmettitore.

Detta prova, che si sconsiglia di fare, dimostrerebbe comunque l'efficienza del filtro di protezione, perché la potenza incidente, tornerebbe tutta indietro e quella misurabile alla sua uscita, sarebbe soltanto di pochi mW, che sono insufficienti a danneggiare il preamplificatore.

L'unico inconveniente operativo con l'uso del filtro, si ha quando una stazione locale molto vicina e dotata di molta potenza EIRP, si mette a trasmettere in 144 MHz, perché in questo caso, la potenza ricevuta dalla nostra antenna, è tale da mettere i diodi in conduzione e ridurre la sensibilità del nostro sistema ricevente, ma ciò, è esattamente quanto il dispositivo deve fare per proteggere il preamplificatore.

Nonostante questo filtro di protezione sia nato per uso EME o per segnali deboli in traffico Tropo, questo si è rivelato molto utile anche nel traffico via satelliti Oscar dove sul VO-52, si trasmette in 435 MHz e si riceve a 146 MHz, oppure su FO-29, dove si trasmette a 146 MHz e si riceve a 435 MHz e dove, da anni, io uso il medesimo filtro dimensionato per 70 centimetri e realizzato con le dimensioni ricavabili in Bibliografia. (2).

La cosa più importante, è che usando questo dispositivo in 70 centimetri e 2 metri, non ho mai bruciato il GaAsFET dei miei preamplificatori.

Uso del dispositivo come commutatore TR

Come mostrato in **Fig. 2b** pubblicata nella 1ª parte dell'articolo, il trasmettitore è collegato all'antenna, attraverso un circolatore per 144 MHz. La porta nr. 1 del circolatore, è collegata al TX e la porta nr. 2 all'antenna, mentre la porta nr. 3 è collegata al filtro, la cui uscita alimenta il preamplificatore.

Per passare da TX a RX, non ci sono contatti meccanici in movimento e neppure circuiti di polarizzazione e, come risultato, per passare da trasmissione a ricezione, non ci sono ritardi, eccetto i tempi di transito del circolatore, che sono di pochi microsecondi. Questo circuito, è anche sicuro o "failsafe" dal punto di vista di guasti, non essendoci in gioco tensioni di commutazione o polarizza-



Foto 4

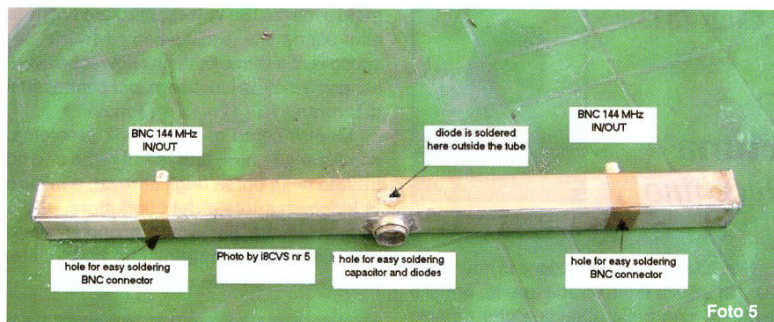


Foto 5

zione, per effettuare la commutazione TR. Se non si dispone di un circolatore tarato a 144 MHz, si può usare un circuito simile che impiega un numero dispari di quarti d'onda elettrici di cavo coassiale da 50 ohm, connessi fra l'uscita del TX e l'antenna, mentre un numero simile di quarti d'onda elettrici di cavo coassiale da 50 ohm, deve essere inserito fra l'antenna e il filtro, che, a sua volta, alimenta il preamplificatore.

Quando il TX è OFF, il numero dispari di quarti d'onda elettrici a 144 MHz, impedisce che il TX cortocircuiti il segnale del ricevitore RX. Quando invece il TX è ON, allora i diodi del filtro vanno in conduzione, ma il numero dispari di quarti d'onda di linea connessi fra l'antenna e il filtro, impediscono che il filtro cortocircuiti l'uscita del TX, per cui il circuito risulta molto semplice con basse perdite e senza ritardi o necessità di sequenziali, per commutare velocemente il sistema da TX a RX, come mostrato in Fig. 2c.

Usando questi due circuiti TR, l'unica necessità, è che durante la ricezione, il TX venga completamente interdetto e che la corrente di riposo dello stadio finale del TX, sia messa a zero altrimenti il rumore bianco a larga banda e incoerente generato dallo stadio finale del trasmettitore, si sovrappor-

rebbe al segnale ricevuto, mascherando o coprendo il segnale desiderato.

Il disegno di questo "Filter and Receiver Front End Protection Device", originalmente progettato per 432 MHz da K3PGP e pubblicato da Allen Katz K2UYH sulla 432 MHz EME NEWS LETTER di Aprile 1977, è anche riportato per 70 centimetri sul riferimento bibliografico (2) con l'aggiunta di disegni e descrizione a cura di Domenico Marini I8CVS. Il presente articolo, è stato scritto per fornire una migliore e dettagliata comprensione del funzionamento dell'esemplare scalato da 432 MHz a 144 MHz, descrivendo le varie fasi delle misure e prove che hanno dato gli esiti soddisfacenti documentati negli spettrogrammi delle Foto 7-8-9-10, pubblicate nella prima parte dell'articolo.

Bibliografia

- 1) <http://users.libero.it/alex.scarpa/radar05.html>
- 2) <http://www.k3pgp.org/432filter.htm>
- 3) <http://www.rfmicrowave.it/>
- 4) <http://www.anticitabelsito.it>
- 5) "Reflection Transmission Lines and Antennas" by M. Walter Maxwell, W2DU ARRL, Order No 2995 ISBN 0-87259-299-5
- 6) "The ARRL Antenna Book" 15th Edition Published by the American Radio Relay League
- 7) The AMSAT-Journal May/June 2010 pages 4-8

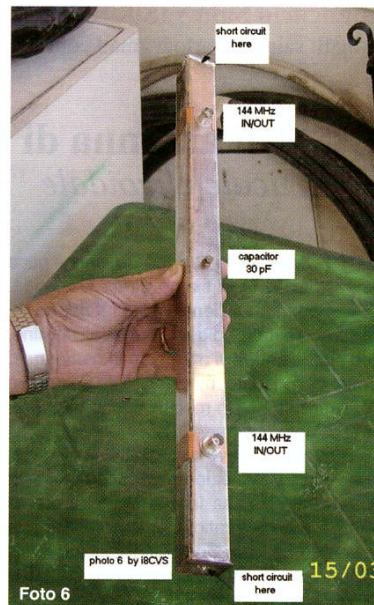


Foto 6

Il presente articolo è la traduzione e rielaborazione di quello pubblicato anche in inglese dallo stesso autore Domenico Marini I8CVS, su AMSAT-Journal May/June 2010.

2 - Fine
(La 1ª parte è stata pubblicata su
RadioRivista di Novembre 2012)



Vi è piaciuto questo articolo?
Se SI potete votarlo
on-line visitando il
nostro sito www.ari.it

Mi piace!