

**Domenico Marini • I8CVS**

E-mail: domenico.i8cvs@tin.it

## Ecco un filtro interdigitale miniaturizzato per 1296 MHz

### Premessa

Chi lavora in SHF a 1296 MHz e 2400 MHz per traffico tropo o EME oppure via satellite ha spesso bisogno di filtri passabanda interstadio per diversi motivi fra cui in ricezione per ottenere una elevata reiezione dei segnali indesiderati sopra e sotto la frequenza da ricevere e soprattutto per avere una forte attenuazione del rumore bianco i.e. "white noise" alla frequenza immagine e migliorare così di 3 dB la cifra di rumore totale del sistema ricevente.

In trasmissione i filtri passabanda interstadio servono invece per attenuare fortemente in uscita le armoniche del segnale da trasmettere nonché la frequenza fondamentale più le armoniche dei vari oscillatori locali LO del TX onde irradiare un segnale "very clean" ovvero il più pulito possibile.

Chi lavora in SHF a 1296 MHz o 2400 MHz per EME o via satellite monta in genere buona parte del sistema ricevente e trasmettente direttamente in antenna per cui tali filtri devono essere necessariamente molto piccoli e a bassa perdita di inserzione unitamente ad alta selettività ed elevato Return Loss in modo da essere interposti facilmente in ingresso e uscita fra i vari stadi amplificatori o mixer con impedenza di 50  $\Omega$  senza bisogno di essere ritirati in opera e uno dei candidati con queste prestazioni è il filtro passabanda interdigitale miniaturizzato descritto in questo articolo.

### Origine del progetto

La necessità di progettare un filtro con le caratteristiche di cui sopra si presentò a Richard L. Campbell KK7B, un ricercatore del Department of Electrical Engineering Michigan Technological University Houghton, MI quando per scopi di laboratorio dovette realizzare un oscillatore ad altissima purezza spettrale per 2160 MHz partendo da un oscillatore a XTAL per 360 MHz moltiplicandolo x 6 e amplificandolo con l'aiuto di 2 stadi con MMIC per ottenere un'uscita di +9 dBm a 2160 MHz con armoniche ed altri prodotti spuri inferiori a -80 dBc.

Per raggiungere questo obiettivo gli occorreavano due filtri interdigitali a 3 poli da interporre a monte e a valle dell'amplificatore MMIC e bisognava che questi fossero anche piccolissimi per cui usando un software molto avanzato egli calcolò tutte le dimensioni di filtri a 3 poli da 758 a 3456 MHz di cui redasse una accurata Table 1 denominata "3rd Order Chebychev 0.1 dB Ripple Interdigital Filters" pubblicata a pagina-54 in Bibliografia (1).

KK7B presentò il suo lavoro alla "1296 and 2304 MHz Conference, Estes Park, CO September, 1985" lavoro questo che riscosse l'interesse di molti OM fra cui due miei amici radioamatori giapponesi JA4BLC e JA4CMZ che mi inviarono per posta copia dell'articolo perché a quell'epoca non avevamo Internet.

Allora eravamo nel 2002 ma avevamo il satellite AO40 in orbita ellittica HEO che ci permetteva di conversare per ore come al telefono in tempi differiti con OM di quasi tutto il globo per cui le discussioni in SSB fra me e i due colleghi nipponici erano giornaliere con uplink a 1269 MHz e downlink a 2401 MHz e il nostro interesse di discussione cadde anche sui filtri di KK7B i quali per risonare sulle frequenze e bande passanti riportate in Table 1 a pag. 54 di Bibliografia (1) dovevano avere tutti gli elementi meccanici dimensionati, montati e saldati in opera con la tolleranza di un millesimo di pollice cosa questa

impossibile da realizzare con mezzi casalinghi amatoriali.

Onde avere un certo grado di libertà in taratura per i filtri a 1296 MHz decidemmo di provare ad accorciare leggermente di 1 mm la lunghezza di ogni risonatore facendolo salire in frequenza e di contrapporgli esternamente una vite di taratura per farlo scendere in frequenza con la capacità presentata dalla testa della vite come mostrato in Fig. 1 sezioni (7) e (8) dove i 3 risonatori internamente al filtro sono tutti di lunghezza 54 mm e hanno una vite di taratura contrapposta.

Il risultato è che l'accordo a centro banda di 1296 MHz visto sull'analizzatore di reti in Foto 2 e come schematizzato a blocchi in Fig. 24 si ottiene con la testa della vite di taratura posta in aria a mezza via fra i dadi che la sostengono e l'estremità dei risonatori senza toccarli e regolando opportunamente le tre viti ho ottenuto una banda passante di 60 MHz con un "ripple" o ondulatione di 1 dB, perdita di inserzione pari a 1 dB e un return loss massimo di -25 dB vale a dire un ROS = 1.12 a 1296 MHz.

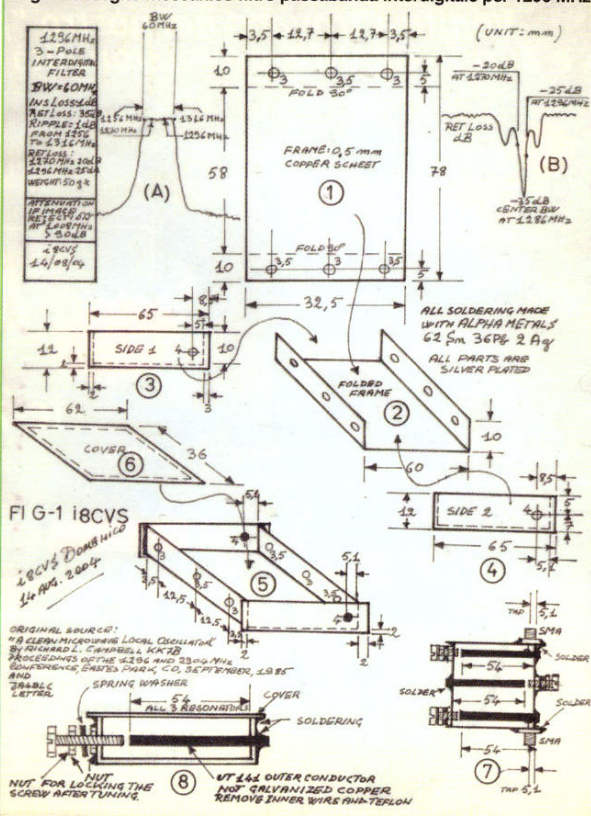
### Costruzione del filtro interdigitale passabanda a 3 poli

Premetto che il disegno di Fig. 1 è commentato in inglese perché RadioRivista è letta anche all'estero e per esperienza garantisco che le diciture in italiano non sono comprese nei Paesi anglosassoni mentre noi possiamo fare un piccolo sforzo a capirle perché ad esempio gli Handbook ARRL e le riviste QST e QEX lette in tutto il mondo sono in inglese in aggiunta al fatto che nei vari meeting internazionali anche i francesi e i tedeschi che sono piuttosto sciovinisti scrivono le loro relazioni tecniche e le discutono in lingua inglese.

In Fig. 1 si vede che il filtro è piccolissimo con dimensioni esterne di 58 x 32,5 mm ossia è grande quanto una scatola di cerini come appare in Foto 1 comparato a una moneta da 1 Euro.

Questo disegno meccanico è suddiviso in varie sezioni numerate

Fig. 1 - Disegno meccanico filtro passabanda interdigitale per 1296 MHz









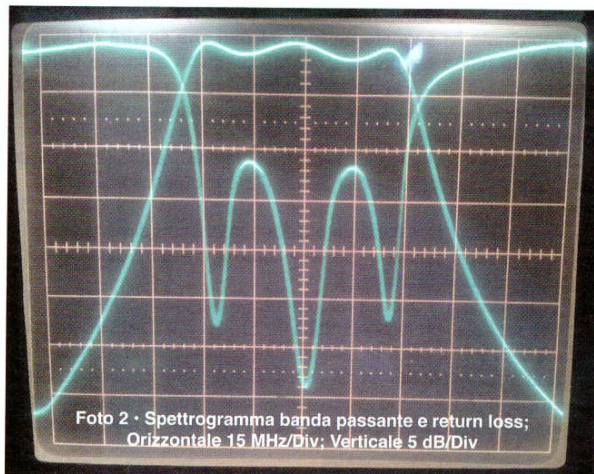


Foto 2 • Spettrogramma banda passante e return loss;  
Orizzontale 15 MHz/Div; Verticale 5 dB/Div

e una rondella elastica che serviranno a bloccare saldamente la vite dopo la taratura come si vede in Fig. 1 sezione (8) e in Bibliografia (2).

Se l'operazione è stata condotta a regola d'arte la vite deve scorrere nell'interno del risonatore senza toccarlo e metterlo in cortocircuito ma questa condizione non è essenziale perché comunque l'accordo a 1296 MHz si otterrà con la vite introdotta in aria a mezza via fra la parete della scatola e l'estremità del risonatore con una distanza fra loro di circa 1 mm.

Munirsi ora di due connettori SMA femmina con flange dorate a saldare e dielettrico in teflon lungo che fuoriesce posteriormente dalla flangia per 4 mm e che abbiano preferibilmente il tulipano femmina centrale del tipo "captivated" ossia bloccato e cementato per evitare lo scorrimento longitudinale sotto la pressione dello spillo del connettore maschio e questi SMA sono reperibili presso il riferimento in Bibliografia (3).

I connettori SMA con "captivated contact" si riconoscono facilmente perché hanno sul corpo un puntino di colore blu che è il mastice cementante lo spillo interno mentre al contrario i connettori SMA normali hanno tre punzonature a 120° sul corpo per bloccare solo il cilindro interno di teflon ma non lo spillo.

Infilare sul cilindro in teflon del connettore una rondella piana con foro da 4 mm di diametro e 1 mm di spessore dopodiché usando una lametta da barba incidere circolarmente il teflon in eccesso ed estrarlo dallo spillo interno.

Il cilindretto di teflon alto 1 mm che avanza e resta attaccato sul connettore serve a incastrarlo e centrarlo nel foro da 4 mm della scatola del filtro in modo che non abbia a spostarsi lateralmente durante la saldatura.

Infilare il connettore nel foro della scatola e usando un tronchesino accorciare un pezzetto alla volta lo spillo interno fino a quando la flangia venga a contatto con la scatola e lo spillo tocchi il risonatore alla distanza di 5.1 mm dal fondo come si vede in Fig. 1 sezione (5).

Usando un saldatore da 100 watt a punta piatta saldare esternamente alla scatola la flangia del connettore e in ultimo lo spillo sul risonatore usando pochissimo stagno per non farlo colare sul fondo.

Ripulire bene l'interno del filtro dai residui di colofonio e pasta salda usando batuffoli di ovatta imbevuti di trielina oppure solvente per vernice alla nitro.

A questo punto il filtro è praticamente montato e lo si potrebbe fare argentare elettroliticamente dagli orafi che usano i bagni al cianuro e nitrato d'argento  $\text{AgNO}_3$  ma questa operazione è rischiosa in quanto gli argentatori hanno l'abitudine di ripulire i pezzi con spazzole rotanti che in questo caso potrebbero piegare i risonatori.

Chiudere il filtro saldando a stagno sulla scatola il coperchio da 62 x 36 mm della Fig. 1 sezione (6).

## Il set-up per la taratura del filtro

Il Test Set-Up for Sweep Measurement si vede in Fig. 24 ed è composto da uno Sweep Oscillator HP8690B la cui uscita RF alimenta un accoppiatore direzionale a -10 dB per il loop AGC del "Leveling" più un accoppiatore direzionale doppio HP11692D con disaccoppiamento di -22dB la cui uscita diretta alimenta il DUT ossia il Device Under Test che in questo caso è il nostro filtro interdigitale da tarare.

L'uscita "forward" i.e. diretta del DUT viene rivelata da un diodo LBS HP33330B e quindi inviata a un amplificatore logaritmico "Log Amplifier DJ4GC" la cui uscita CH2 è lineare in dB e viene inviata al canale Y2 di un oscilloscopio a doppia traccia PM3217 per la visualizzazione della curva della potenza passante attraverso il filtro.

La potenza riflessa dal DUT i.e. il filtro attenuata di -22 dB viene prelevata dalla porta "reflected" dell'accoppiatore direzionale HP11692D e inviata a un diodo rivelatore LBS HP33330B e quindi applicata a un secondo amplificatore logaritmico "Log Amplifier DJ4GC" la cui uscita CH1 è lineare in dB e viene inviata al canale Y1 di un oscilloscopio a doppia traccia PM3217 per la visualizzazione della curva della potenza riflessa dal filtro che è la curva del Return Loss in dB.

Gli amplificatori logaritmici "Log Amplifier DJ4GC" sono descritti sul riferimento in Bibliografia (5) e tutto il Test Set-Up for Sweep Measurement che si vede in Fig. 24 è sostanzialmente un Analizzatore di Reti Scalare.

Per comprendere meglio il significato della curva del Return Loss in dB giova ricordare i concetti e le relazioni che legano fra loro il Coefficiente di Riflessione pronunciato RHO e scritto con la lettera greca  $\rho$  nonché il ROS sinonimo in italiano di Rapporto Onde Stazionarie e anche chiamato in inglese VSWR ossia Voltage Standing Wave Ratio.

Si abbia un generatore di RF che alimenta con una potenza incidente  $W_i$  un carico di impedenza  $Z$  attraverso una linea di trasmissione di impedenza caratteristica  $Z_0$  e sia l'impedenza del carico  $Z$  diversa da  $Z_0$ .

In queste condizioni non tutta la potenza incidente  $W_i$  sarà assorbita dal carico  $Z$  e una parte di  $W_i$  verrà riflessa indietro verso il generatore e sia questa potenza riflessa pari a  $W_r$ .

Il coefficiente di riflessione  $\rho$  è uguale alla radice quadrata del rapporto fra  $W_r$  e  $W_i$  ossia:  $\rho = \sqrt{W_r/W_i}$

Avendo trovato  $\rho$  possiamo ricavare il rapporto di onde stazionarie ROS con la formula:

$$\text{ROS} = (1 + \rho) / (1 - \rho)$$

Avendo trovato il ROS possiamo riottenere il coefficiente di riflessione  $\rho$  con la formula inversa:

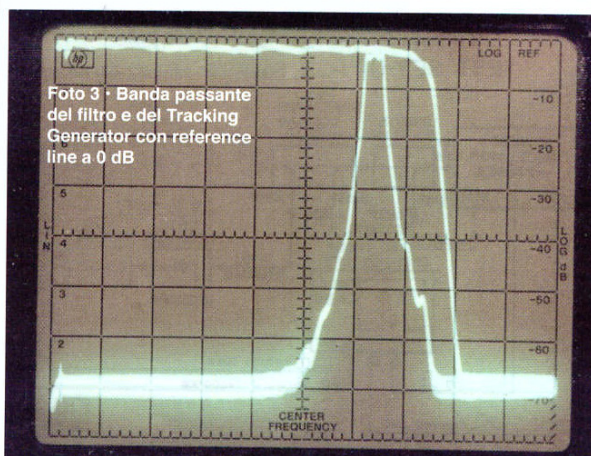


Foto 3 • Banda passante  
del filtro e del Tracking  
Generator con reference  
line a 0 dB



## — Teoria —

$$\rho = (\text{ROS}-1) / (\text{ROS}+1)$$

Il Return Loss in dB è pari a 10 volte il logaritmo in base 10 del quadrato del coefficiente di riflessione  $\rho$  ossia:

$$\text{Return Loss} = 10 \log_{10} (\rho^2) \quad [\text{in dB}]$$

Facciamo un esempio riguardante questo filtro interdigitale: durante la taratura ho misurato sull'analizzatore di reti un Return Loss di -25 dB e da questo ci proponiamo di risalire al ROS o al VSWR che significano entrambi la stessa cosa per cui inversamente si ha:

$$\rho^2 = \text{inv log}_{10} (-25/10) = 0.00316 \text{ da cui:}$$

$$\rho = \sqrt{0.00316} = 0.0562 \text{ da cui:}$$

$$\text{ROS} = (1 + 0.0562) / (1 - 0.0562) = 1.12$$

### Operazioni di taratura del filtro

Sintonizzare lo Sweep Oscillator su centro banda 1296 MHz e regolare l'escursione della "swippata" su 150 MHz in modo da ottenere sullo schermo dell'oscilloscopio una larghezza di 15 MHz per ogni divisione orizzontale.

Regolare le tre viti dei risonatori accordandoli inizialmente a centro banda fino a vedere la curva della potenza passante con un picco abbastanza acuto tenendo presente che durante le regolazioni le viti vanno tenute con la rondella elastica piuttosto in pressione onde ottenere un buon contatto fra i filetti del dado e per evitare scarrocciamenti della vite.

Aggiustare le tre viti alternativamente con lo scopo di appiattire la parte superiore della curva della potenza passante in modo che i fianchi comincino ad abbassarsi simmetricamente di livello e la parte superiore della potenza passante sia pianeggiante e abbia la minima ondulazione o "ripple" possibile caratteristica dei filtri 3rd Order Chebyshev come si vede nello spettrogramma di **Foto 2**.

Riaggiustare più volte le tre viti in modo da ottenere una curva di "Return Loss" con la massima profondità o "deep" possibile e siccome i risonatori sono tre si avranno inevitabilmente tre picchi rivolti verso il basso di ampiezza variabile come si vede in **Foto 2** e **Foto 5**.

Regolare le tre viti facendo in modo che il picco più profondo sia portato in corrispondenza del centro banda e tenendo conto che ogni divisione verticale in **Foto 2** rappresenta 5 dB si vede che il Return Loss ottenuto a centro banda è circa -35 dB.

Inserire i Marker 1 e 2 dello Sweep Oscillator e verificare le due frequenze entro le quali la banda della potenza passante è piatta e misurare il Return Loss sulle frequenze di nostro particolare interesse. Il disegno di **Fig. 1** mostra in alto a sinistra la curva della banda passante in (A) in cui si vede che l'ampiezza BW "Bandwidth" è piatta e larga 60 MHz da 1256 a 1316 MHz mentre le frequenze di 1270 MHz per il traffico via satellite e quella di 1296 MHz per traffico tropo

sono entrambe contenute entro questa banda passante.

Lo stesso disegno di **Fig. 1** mostra in alto a destra in (B) la curva del "Return Loss" in cui si vede che a 1270 MHz si ottiene -20 dB pari a un ROS di 1.22 mentre a 1296 MHz si ottiene -25 dB pari a un ROS di 1.12 e questi valori sono più che soddisfacenti avendo tarato il filtro su un'ampiezza di banda di 60 MHz che contiene le due frequenze di interesse amatoriale distanti fra loro 26 MHz.

La **Foto 2** con 5 dB per divisione verticale mostra che il "ripple" ha una escursione totale di 1 dB e che la perdita di inserzione è pari a 1 dB. Per verificare eventuali risposte spurie del filtro sotto e sopra la risonanza ho misurato la curva della banda passante usando la memoria dell'analizzatore di spettro HP8555A e il tracking generator HP8444A che lavora entro la banda da 0.5 a 1300 MHz e come si vede nello spettrogramma di **Foto 3** la traccia rettilinea superiore rappresenta il Reference Level di 0 dB che va da 0.5 a 1300 MHz mentre la traccia inferiore rappresenta la curva della banda passante del filtro centrata a 1296 MHz.

Da questo spettrogramma in **Foto 3** si vede che entro una dinamica di 70 dB ossia entro 7 divisioni verticali da 10 dB ciascuna non si evidenziano segnali spuri e che il filtro attenua completamente almeno per 70 dB tutti i segnali applicati al suo ingresso entro la banda da 0.5 a 1300 MHz.

Inoltre giacché la banda passante del filtro si sovrappone alla traccia rettilinea del Reference Level di 0 dB si vede che la perdita di inserzione del filtro è nell'ordine di 1 dB come misurabile più esattamente sullo spettrogramma di **Foto 2**.

A fine taratura bloccare strettamente ogni vite tenendo ben ferma la testa e usando un piccolo chiodino stringere saldamente il controdamo esagonale esterno e questa operazione è molto delicata potendo ogni piccola stretta modificare di qualche centesimo di millimetro la posizione delle viti rispetto ai risonatori starando il filtro.

Per assicurare la taratura nel tempo e a causa delle escursioni termiche se il filtro è montato all'esterno bloccare i tre controdati con sigillante a prova di manomissione Tamper Evident Seal catalogo RS 196-5245 facendo attenzione a non spennellare i filetti delle viti che se cementati impedirebbero eventuali e future ritature.

### Bibliografia

- 1) "A Clean Microwave Local Oscillator" by R.L. Campbell KK7B, *Proceedings of the 1296 and 2304 MHz Conference, Estes Park, CO, September, 1985*
- 2) "Stazione Up-Down Modo-S per Phase 3-D" di Domenico Marini I8CVS, *RadioRivista* 1/96 pagine 45 e 46
- 3) <http://www.rfmicrowave.it/>
- 4) <http://www.esco.it/>
- 5) 50  $\Omega$  Wideband Detectors by Carsten Vieland DJ4GC VHF Communications 2/1988
- 6) Milliwattmetro per radiofrequenza lineare in dB, di Domenico Marini, I8CVS, *RadioRivista* 10/2013

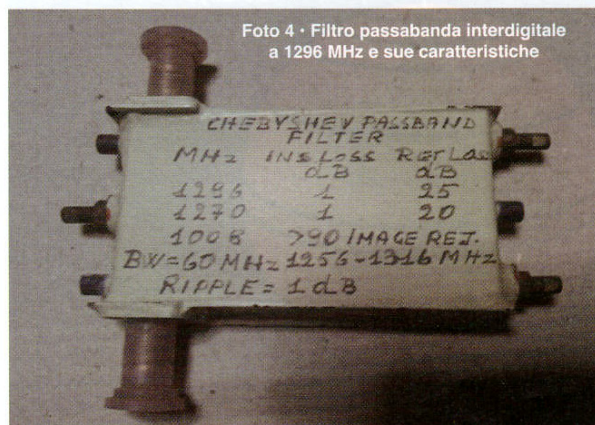


Foto 4 - Filtro passabanda interdigitale a 1296 MHz e sue caratteristiche

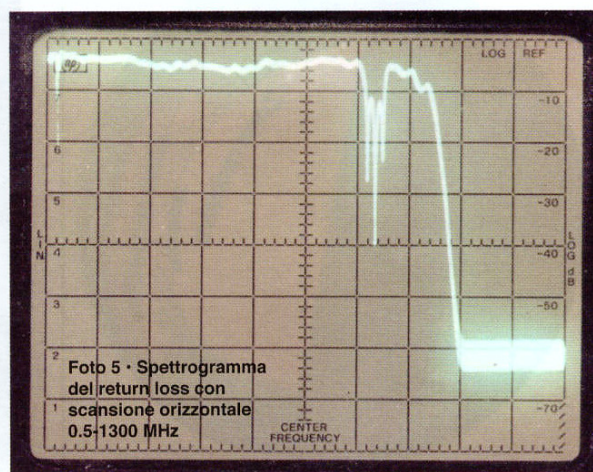


Foto 5 - Spettrogramma del return loss con scansione orizzontale 0.5-1300 MHz