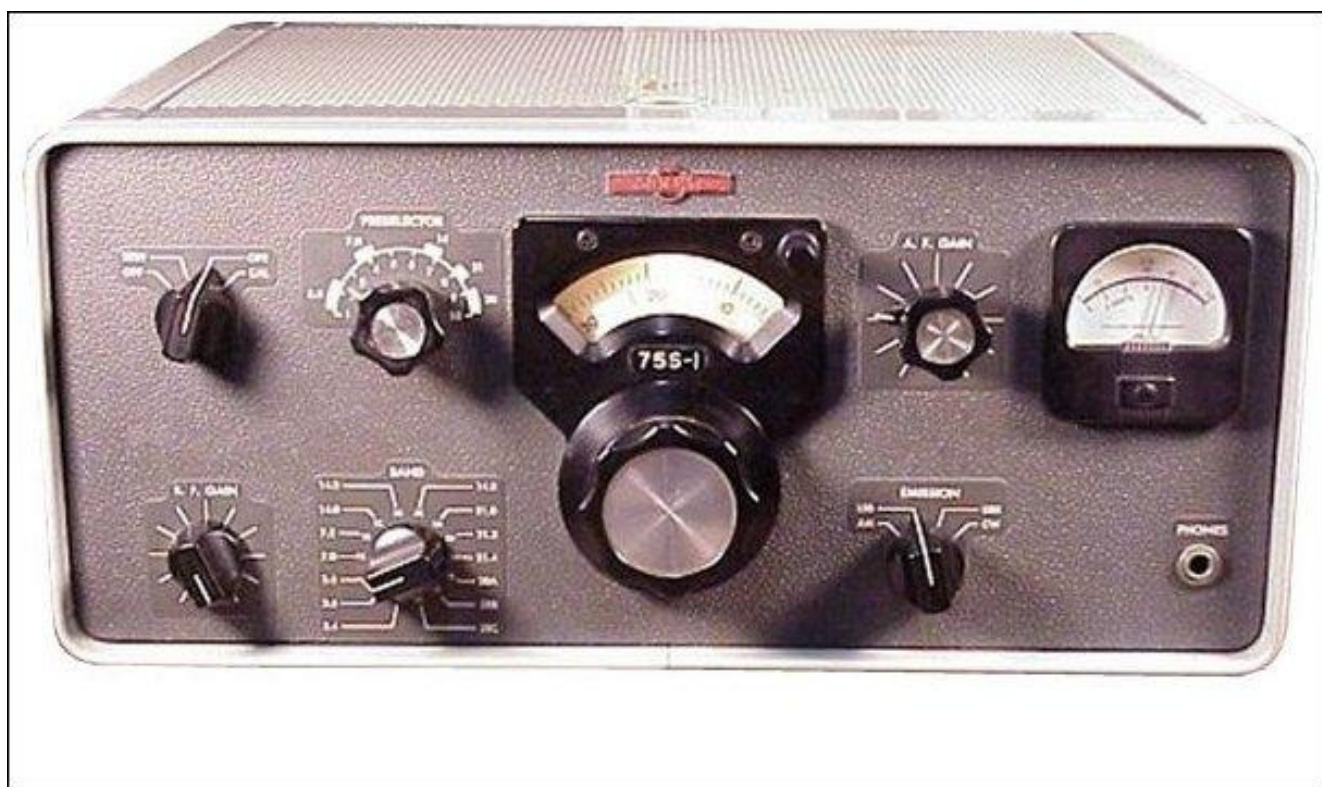


Ricevitore Collins 75S-1

- Recupero , analisi ed aggiornamento di un famoso RX -

(Gianfranco Sabbadini - I2SG)



1- Una esperienza *Old-timer* da ricordare

Alcuni anni or sono ho avuto l'opportunità di acquistare un vecchio ma famoso apparato della Collins radio: un ricevitore Collins 75S-1. Questo RX ha segnato una svolta nella produzione radiantistica Collins ed in unione al trasmettitore 32S-1, costituiva il fulcro della *S-Line* ovvero l'eccellenza della produzione radiantistica USA a fine anni '50. Nati nel 1958, questi apparati hanno avuto vita longeva essendo stati prodotti - con aggiornamenti che non ne modificavano l'impostazione sostanziale - sino al 1978 ed hanno costituito un salto generazionale rispetto i modelli precedenti della Casa: questi erano il ricevitore modello 75A4 e trasmettitore tipo KWS-1. Con la *S-Line* venivano abbandonate le costruzioni massicce e pesanti, vere "boat anchor" dando spazio a soluzioni



meccaniche con impiego di leghe leggere, una componentistica più moderna, un aspetto meno austero e professionale, e nuove soluzioni circuitali come l'isoonda tra TX e TX ed il preselettore R.F. comandato manualmente dal pannello anteriore.

Si intende qui descrivere i passi fatti per il ripristino del 75S-1 acquisito recuperando la funzionalità di questo famoso RX alle condizioni d'origine. Ciò al fine di condurre un'analisi critica, eseguire misure ed apportare successive modifiche - coerenti con la tecnologia in essere al tempo della *S-Line* - per migliorarne le prestazioni. Lo stato in cui versava il 75S-1, abbandonato in un sottoscala da oltre 20 anni, era disastroso: ai segni del tempo si aggiungevano una quantità impressionante di polvere (quasi mezzo secolo di deposito) ed il movimento irregolare della sintonia dovuto probabilmente ad un colpo accidentale alla manopola che aveva deformato la frizione di trascinamento. Inoltre il primo proprietario aveva introdotto modifiche circuitali, tra cui una irreversibile, con l'aggiunta di un comando sul pannello anteriore per la regolazione del guadagno di Media Frequenza. Le diverse fasi del recupero in sequenza sono state quattro:

1. - **Verifica funzionamento elettrico al tempo zero**
2. - **Lavaggio, asciugatura, lubrificazione, riparazione meccanica**
3. - **Riavvio apparecchio e ripristino circuito elettrico alle condizioni d'origine**
4. - **Taratura, misure e analisi critica condizioni d'origine**

Quindi sono state effettuate 2 gruppi di modifiche circuitali per migliorare i punti deboli del ricevitore:

- I. - **Modifiche circuitali di primo livello e misure**
- II. - **Modifiche circuitali di secondo livello e misure**

2 - Fasi 1,2,3,4

L'avvio dell'apparecchio dopo tanto tempo di inattività è avvenuto in modo progressivo con l'ausilio di un VARIAC, applicando una tensione d'alimentazione progressivamente crescente sino al valore nominale di 110V. Il trasformatore d'alimentazione dei primi modelli della *S-line* non prevede il doppio avvolgimento primario per l'opzione a 220V. Non essendovi stati problemi, al 75S-1 è stata connessa un'antenna filare e la prima impressione d'ascolto in sintesi è stata: guadagno complessivo del ricevitore alto ed intermodulazione molto elevata. Una rapida prova con un generatore di segnali (HP8640B) confermava quanto osservato e veniva identificata la modifica "disastrosa" che era stata praticata: un terminale di (C83) era stato dissaldato con l'obiettivo di aumentare il guadagno R.F. (vedere Fig.4) Spento il ricevitore e ripristinata la connessione di (C83) si passava all'operazione di pulizia. Per questa fase venivano rimosse tutte le valvole, i quarzi relativi alle diverse bande e lo strumento *S-meter*. L'oscillatore variabile di sintonia **PTO** (*Permeability Tuned Oscillator*) è stato protetto con nastro adesivo in corrispondenza dello zoccolo della valvola oscillatrice e del trimmer di taratura per limitare il flusso d'acqua all'interno del suo involucro. Venivano anche protette le targhette adesive con l'indicazione del numero di serie onde evitare che venisse obliterato con il lavaggio. Quindi in sequenza sono stati fatti 3 cicli di lavaggio con detergente sgrassante (*Chanteclair*, con spruzzatore) e doccia con acqua calda con l'avvertenza di non bagnare l'avvolgimento del trasformatore d'alimentazione e quello del *choke* da 3 H del filtro della tensione anodica (L12). Con l'aiuto di un pennello impregnato di detergente venivano anche pulite le parti meno accessibili. Dopo l'ultimo risciacquo si è proceduto ad una rapida asciugatura della scala di sintonia (con fogli di cartoncino assorbente) ed al passaggio in forno ventilato per due ore a 65 C°. Dopo il lavaggio gli altri interventi sono stati: la lubrificazione delle sfere del movimento del preselettore e dei movimenti dei commutatori, la pulizia dei potenziometri e commutatori con disossidante/lubrificante (Philips 390CCS) la pulizia interna del vetro dello strumento *S-meter* e la riparazione della frizione di trascinamento della sintonia. Per quest'ultima operazione è stato smontato il perno di trascinamento ed è stato ricostruito al tornio il dischetto deformato. Il risultato finale di tale procedimento, suggeritomi da IIRRT Roberto, ed applicato anche da diversi OM americani cultori dei *Boat Anchors* e che praticano il restauro dei vecchi apparecchi con tubi a vuoto, è stato sorprendente come possiamo



vedere in Fig.1. Prima di essere re-inserite, tutte le valvole sono state provate sostituendo quelle non a piena efficienza. Naturalmente il ricevitore non è stato acceso a poche ore dal lavaggio ma dopo una settimana e con un avvio graduale con VARIAC, non riscontrando alcun problema.

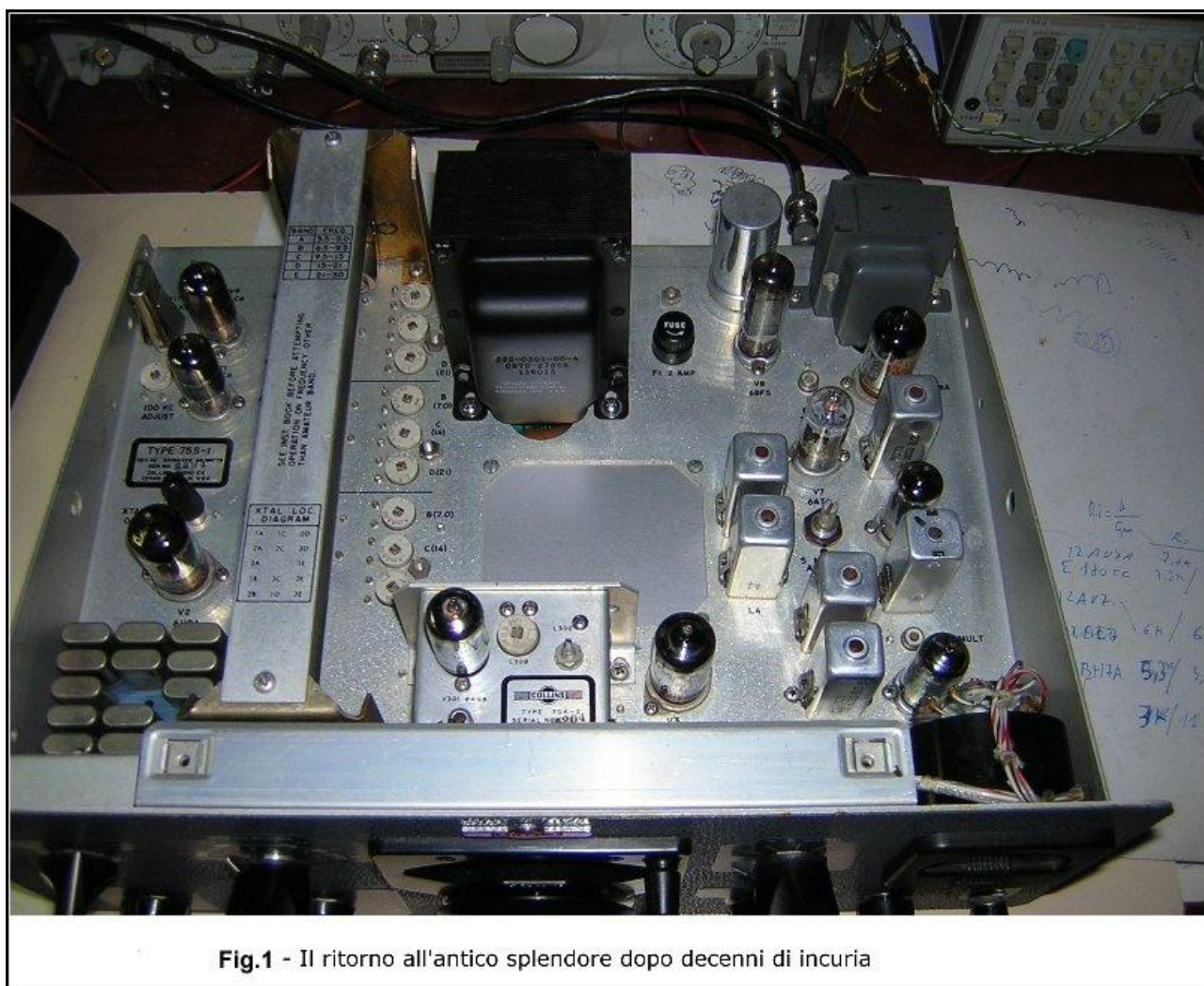


Fig.1 - Il ritorno all'antico splendore dopo decenni di incuria

E' stato inoltre rimosso il potenziometro che era posto sul pannello per la regolazione del guadagno di media frequenza ripristinando il potenziometro (**R57**) nella posizione originale sul telaio. (v. Fig.5) Il foro lasciato libero sul pannello è stato successivamente utilizzato per inserire il comando di un semplice circuito *notch* passivo, descritto nel paragrafo delle modifiche di secondo livello. Non disponendo del manuale d'origine e volendo verificare che, oltre quelle già citate, non vi fossero altre modifiche apportate dopo l'uscita dalla fabbrica, è stata identificata in un archivio Collins la tabella che lega il numero di serie all'anno di produzione. In tal modo ho potuto rintracciare in *Internet* il manuale originale con schema elettrico, l'elenco componenti ed altre informazioni. Il ricevitore, porta il numero di serie 2494 e risulta essere stato prodotto dalla Collins nel 1960 nello stabilimento di Cedar Rapids.

Completato il ripristino delle condizioni d'origine e con le informazioni raccolte, è stata eseguita la taratura dell'apparecchio seguendo le indicazioni del manuale d'uso. (*8th Edition*, 15 september 1960) Le misure strumentali eseguite dopo la taratura confermano, con margine, i valori specificati dal costruttore per sensibilità, selettività e reiezione immagine. Sono stati anche misurati 2 parametri importanti, non specificati dal costruttore: l'intermodulazione di terzo ordine (**IMD₃**) e la Cifra di Rumore. (**NF**) Ciò per quantificare i miglioramenti che si sarebbero ottenuti con le modifiche di primo e secondo livello. Prima ancora di eseguire prove strumentali si è constatato che punto debole del 75S-1 nelle condizioni d'origine è l'intermodulazione che è particolarmente evidente in 40 metri. Questa caratteristica deriva dall'impostazione circuitale del ricevitore. Con riferimento allo schema a blocchi (Fig.3) e del circuito del "front-end" (Fig.4) osserviamo che il ricevitore ha un singolo

amplificatore RF (valvola **V1**) con circuito preselettore ad induttori a permeabilità variabile, costituito da (**T5-L2**) per il segnale e (**T6**) per l'Oscillatore Locale. Segue una prima conversione di frequenza con oscillatore locale fisso a quarzo (**V2**) ed un primo filtro di banda di Media Frequenza a 3 risonatori costituito da (**T1-L4**) che è largo 200KHz nominali. (2.995...3155KHz)

L'uscita di questo filtro è connessa ad un secondo convertitore con oscillatore locale variabile (frequenza del **PTO**: 2500...2700KHz) cui segue il filtro - meccanico o **LC** - della seconda Media Frequenza a 455KHz, in funzione del modo di ricezione selezionato. Ogni quarzo consente quindi la copertura di un segmento di frequenza largo 200KHz ed il filtro della prima Media Frequenza deve essere necessariamente largo 200KHz perché la manopola di sintonia muove solo la frequenza del **PTO**.

Questa soluzione permette una grande semplificazione meccanica del ricevitore ma a scapito della **IMD₃**. Infatti al secondo mescolatore vengono inviati tutti i segnali presenti nella banda passante della prima M.F. larga 200KHz, con livello pari a quello d'ingresso al ricevitore aumentato del guadagno dello stadio RF (**V1**) e del guadagno del primo convertitore. (**V2A**)

E' curioso osservare che questa filosofia circuitale sia stata mantenuta per tutta la vita della **S-Line** anche se, già all'inizio degli anni '60, la Drake avesse ben dimostrato la superiorità del **Pre-mixing**, con il ricevitore modello R-4A.

In proposito apriamo una parentesi : chi scrive ritiene che la Drake applicando il circuito di "Pre-mixing" abbia prodotto i ricevitori radiantistici a tubi più validi in assoluto ma che non abbia sfruttato in pieno questo vantaggio.



Fig.2 - La serie 2494 indica che il 75S-1 venne prodotto nel 1960

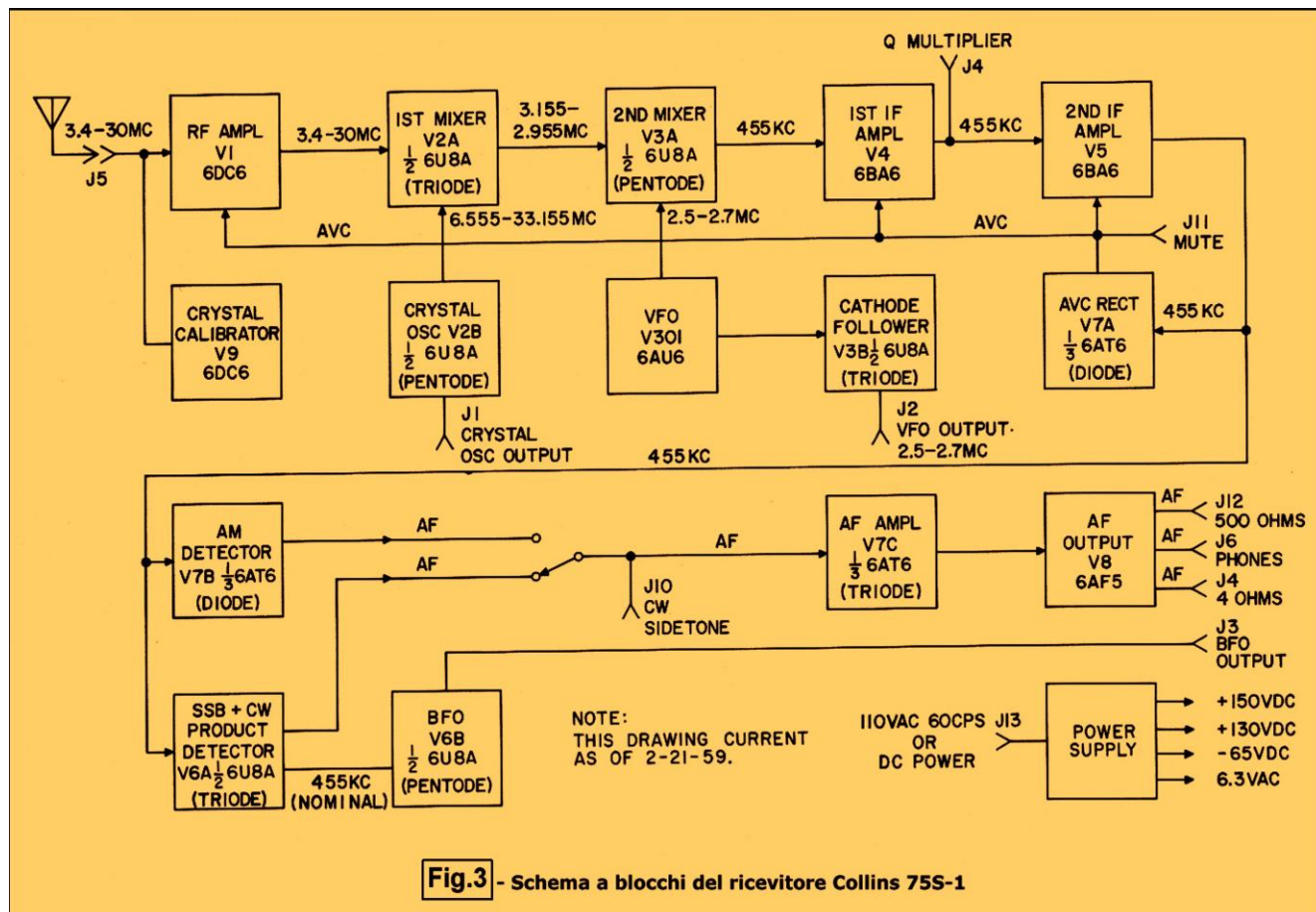


Fig.3 - Schema a blocchi del ricevitore Collins 75S-1



Dopo il grande successo ottenuto nei primi anni di produzione, per migliorare la selettività del modello R-4B (che è stato a mio avviso il miglior ricevitore radiantistico con filtri LC e *passband tuning* che sia mai stato costruito) la Drake decise di utilizzare filtri a quarzo in sostituzione di quello LC. Dovendo mantenere la flessibilità del *passband tuning*, fu scelta la strada di aggiungere una conversione compiendo un passo indietro proprio in quelle prestazioni che resero famosa la Casa. Fu un passo indietro perché **IMD₃**, *dynamic range*, *blocking* ed altri parametri, per scostamenti di frequenza moderati, ovvero 5...10KHz peggiorarono senza risolvere i punti deboli del ricevitore, quale ad esempio la bassa reiezione della frequenza immagine della seconda conversione dovuta, come è noto, alle modestissime prestazioni filtro a quarzo di *roofing* della prima Media Frequenza a 5,645MHz. L'obiettivo poteva essere raggiunto senza ricorrere ad una terza conversione, come venne fatto nel modello R-4C, bensì lasciando l'impostazione delle versioni precedenti con due sole conversioni del segnale ed introducendo due cambiamenti perfettamente compatibili con il *know-how* della Casa. Ovvero utilizzando dopo il primo convertitore uno o due filtri a quarzo degni di questo nome ed inserendo un secondo il filtro LC variabile a 50KHz, meccanicamente sincrono col primo. Se necessario si poteva anche scalare il valore della seconda Media Frequenza da 50KHz a 30KHz, per avere una selettività complessiva con fattore di forma senza pari, ed un prodotto molto competitivo anche sul piano dei costi di produzione. Oppure, ancor meglio ma ad un costo maggiore, eliminare la seconda conversione a 50KHz con un banco di filtri eccellenti a 5,6MHz quali al tempo prodotti dalla Mac-Coy o dalla Piezo Technology, *pass-band tuning* con soluzione meccanica agganciando in passo il **BFO** con il **PTO** (come nel Collins 75A-4) o con movimento differenziale, stadio convertitore con triodo UHF ad alta tranconduttanza (esempio 417A) operato come commutatore, un tubo migliore per lo stadio R.F. e filtro di reiezione passivo con quarzo. Quanto filo da torcere avrebbe dato un tale ricevitore anche ai migliori e costosi RX radiantistici dei giorni nostri!

Riprendendo l'argomento 75S-1, notiamo i livelli delle tensioni di segnale presenti nei diversi punti del *front-end* ed indicati tra parentesi nello schema elettrico di Fig.4,5.

Con un segnale d'ingresso al terminale d'antenna di 1,1 microvolt abbiamo:

- **9 microvolt alla griglia controllo dello stadio amplificatore R.F. (V1)**
- **30 microvolt all'ingresso del primo mixer (V2A)**
- **100 microvolt all'ingresso del secondo mixer (V3A)**

Il segnale di 1,1 microvolt all'ingresso non è stato scelto casualmente ma è il livello leggermente inferiore alla soglia di intervento del Controllo Automatico di Guadagno (**AGC**) e pertanto i livelli su indicati sono relativi alle condizioni di massimo guadagno del ricevitore. Il guadagno, in tensione, tra terminale d'antenna e ingresso del secondo mescolatore vale quindi: $100/1,1 = 91$, ovvero circa 39dB. E' quindi evidente che i segnali che cadono fuori dalla banda passante della M.F. a 455KHz del ricevitore ma adiacenti al frequenza di sintonia subiscono la medesima amplificazione. In queste condizioni un segnale d'ingresso di 10 millivolt (S9+40 dB) produrrebbe una tensione d'ingresso alla griglia del secondo mescolatore di 0,9 Volt efficaci, ovvero circa 2,6V picco-picco. Questo livello è paragonabile a quello dell'oscillatore locale (2Vrms) presente sul catodo del triodo mescolatore. E' pertanto facilmente immaginabile quale risultato disastroso si ottiene quando il segnale non è uno solo ma siano simultaneamente presenti decine di segnali di questa ampiezza o superiori: questa è una situazione reale che si verifica normalmente ad esempio nella banda dei 40 metri e senza necessariamente aspettare le ore serali! Limitare la banda passante gestita dal primo e secondo mescolatore è il compito fondamentale rispettivamente dei circuiti di preselezione per il primo e del *roofing filter* per il secondo. Nel 75S-1 il *roofing filter* non può essere più stretto di 200KHz nominali, causa la filosofia circuitale. Pertanto la quantità di segnali presenti al secondo mescolatore può essere limitata da una finestra più stretta di 200KHz solo dalla banda passante del preselettore. Ciò avviene nelle bande più basse, 80 metri e 40 metri, mentre il contributo è modesto in 20 metri e praticamente nullo in 15 e 10 metri. Questa è una considerazione importante nell'affrontare le modifiche di primo e secondo livello che sono state sviluppate.

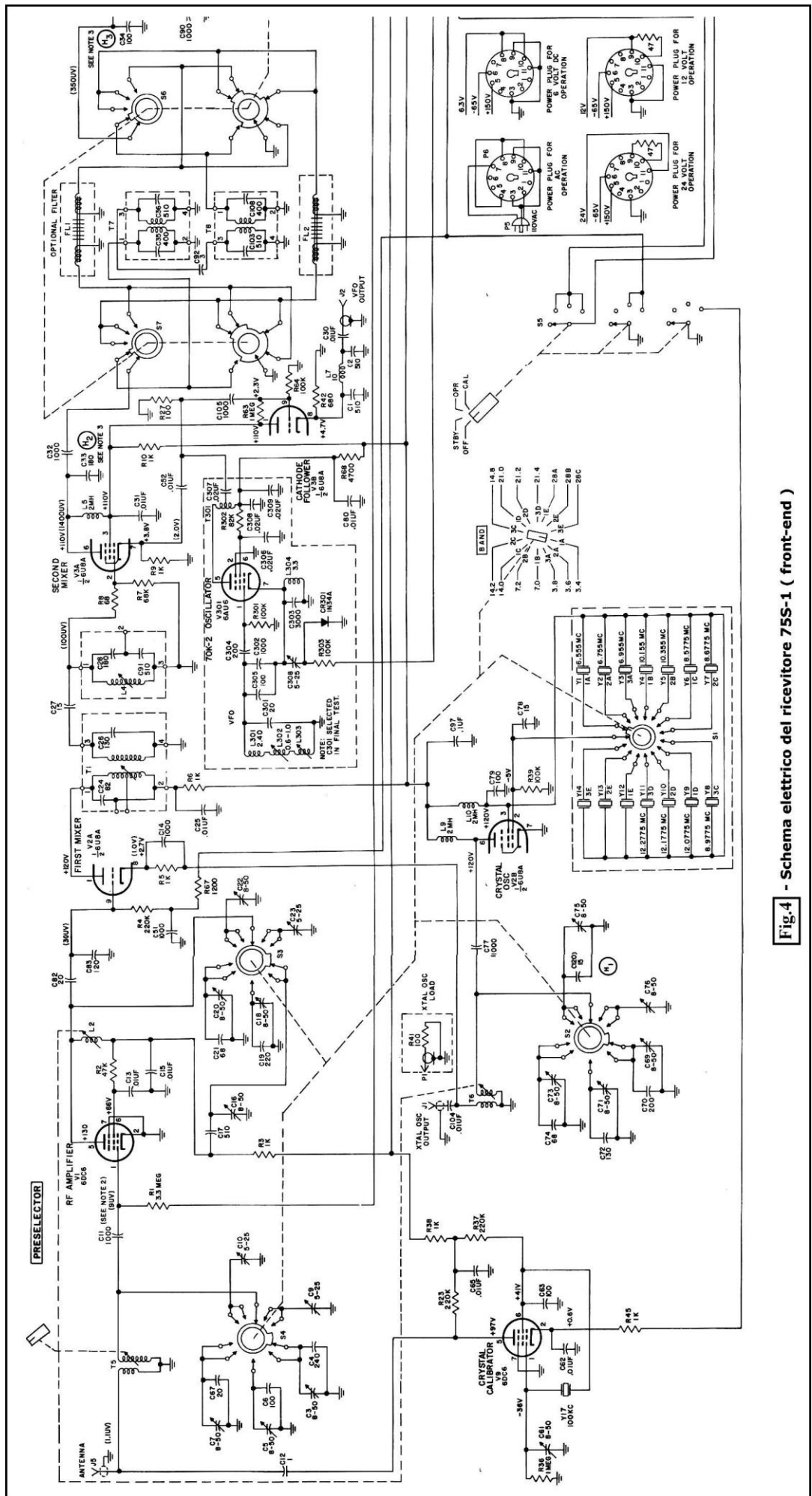


Fig.4 - Schema elettrico del ricevitore 75S-1 (front-end)



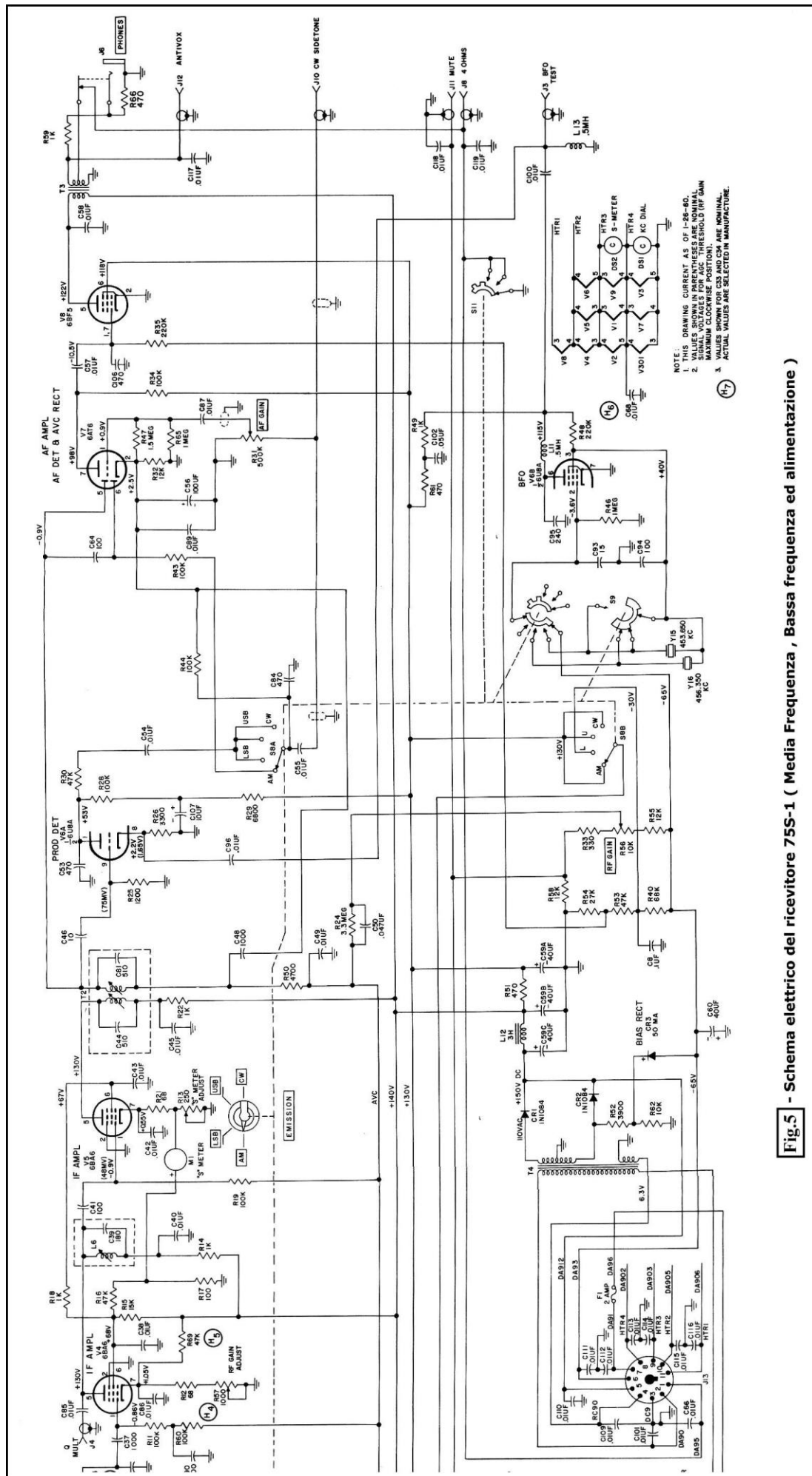


Fig.5 - Schema elettrico del ricevitore 75S-1 (Media Freqenza , Bassa frequenza ed alimentazione)

3 - Analisi condizioni d'origine

Le misure hanno evidenziato diversi punti interessanti sia positivi che negativi credo poco noti a gran parte dei radioamatori che hanno utilizzato o utilizzano ancora oggi i ricevitori della *S-line*. Analizziamo i più importanti

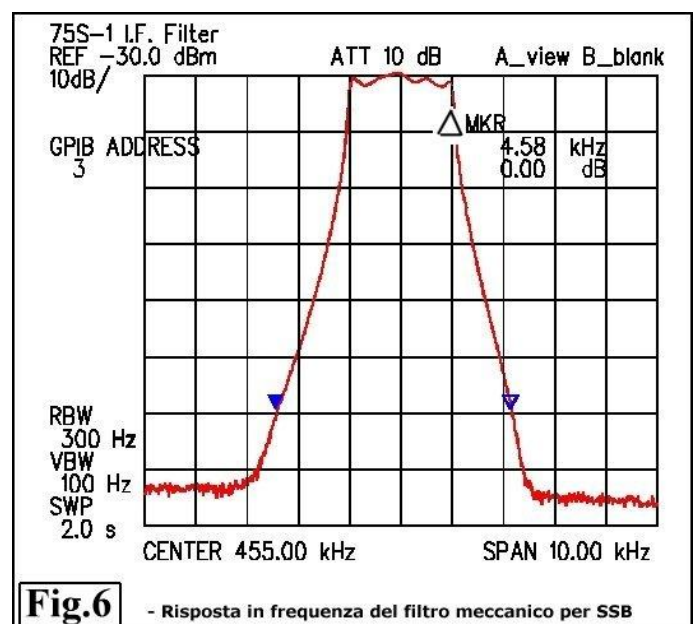
I) Selettività e filtri meccanici

La selettività nel 75S-1 è ottenuta con un banco di tre filtri connessi all'uscita del secondo mescolatore e commutati dal selettore del modo di ricezione AM/LSB/USB/CW.(fig.4) In SSB e CW sono utilizzati 2 filtri meccanici mentre il filtro per le emissioni in AM è costituito da una coppia di filtri di banda (T7,T8) con accoppiamento critico, attraverso (C92) per un totale di 4 circuiti risonanti. Il filtro CW è fornito come accessorio e nel 75S-1 recuperato non era inserito. In CW ed SSB il contributo alla selettività degli altri risonatori LC inseriti a valle nella catena di M.F. è irrilevante e pertanto la selettività è legata al solo filtro meccanico. Il ricevitore 75S-1 unitamente agli altri apparati della *S-Line* prodotti sino ai primi anni '60 impiega filtri meccanici professionali in contenitore metallico tipo "Y" che dopo poco tempo sarebbero stati sostituiti dai tipi economici in contenitore plastico tipo "FA".(a partire dal modello 75S-3B) Nei cataloghi pubblicati dalla Collins nel 1963 le due versioni hanno caratteristiche garantite uguali (fattore di forma 6/60dB=2,52) ma in realtà non è così: i filtri in contenitore "Y" sono decisamente superiori. Ciò si evince anche dalle caratteristiche di selettività specificate per il 75S-1: banda passante di 2,1KHz a -6dB e 4,2KHz a -60dB, ovvero un fattore di forma 1:2. La conferma è venuta dalla misura effettuata (con l'analizzatore R3361B Advantest) riportata in Fig.6 e da un'altra misura effettuata su un ricevitore 75S-3C di ultima produzione ("Roud Emblem" 1976) acquistato precedentemente. Quest'ultimo, che sul mercato ha raggiunto quotazioni da capogiro per effetto del collezionismo sfrenato essendo quotato unitamente al suo trasmettitore 32S-3A di pari data 10.000 Dollari o più, ha un filtro più scadente! Una quotazione assurda dovuta al solo fatto di appartenere all'ultima serie di 400 apparati costruiti dalla Collins (serie MCN4xxx) prima della chiusura (...filing Chapter 11...) e dell'acquisizione - debiti inclusi - da parte della Rockwell. Questi risultati mi hanno fatto ricordare un confronto di opinioni avuto nel lontano 1970 con un OM scomparso ed un altro radioamatore tecnico Collins a Cedar Rapids e che allora non avevo soppesato. L'americano, nel corso della discussione, con tutta franchezza disse:

...non crederete forse che i filtri meccanici montati oggi sulla S-line siano come quelli di un tempo !....

A distanza di oltre trent'anni ho capito e toccato con mano il senso di quella affermazione.

Anche i filtri meccanici Rockwell-Collins dei nostri giorni, utilizzati in diversi apparati radiantistici in molti casi non raggiungono le prestazioni di selettività di quelli del 75S-1. Eppure prodotti migliori esistono. Vi sono stati miglioramenti con l'impiego di trasduttori piezo-elettrici in sostituzione di quelli a magneto-strizione ed i risonatori eccitati in modo torsionale (Ref.1) che si sono tradotti in minore perdita d'inserzione, maggiore attenuazione massima, migliore affidabilità e minori costi di produzione, ma rimane il fatto che nessuno degli apparecchi moderni impiega i prodotti migliori di questa nuova classe esibendo, con un singolo filtro, una selettività con un fattore di forma superiore a quello dei modelli "Y" di fine anni '50.

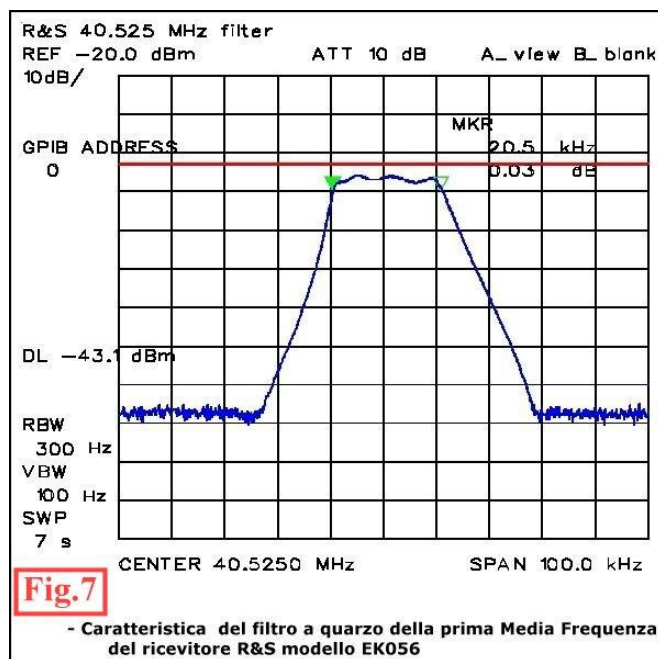


Per ottenere risultati migliori con filtri analogici, gli apparati radiantistici moderni impiegano generalmente 2 filtri in cascata: il primo, a quarzo, nella seconda Media Frequenza, ed il secondo (a quarzo o meccanico) dopo la terza conversione. La risposta in frequenza del filtro meccanico installato in questo 75S-1 è stata rilevata senza disconnetterlo dal ricevitore e quindi rispecchia le condizioni reali d'impiego. La banda passante a -6dB vale 2,2KHz, mentre a -60dB abbiamo $B=4,58\text{KHz}$, ovvero un fattore di forma $6/60$ pari a $1:2,08$. La "ultimate rejection" del filtro in prossimità della banda passante vale circa -74dB, che costituisce un buon valore per un filtro meccanico. Dallo schema elettrico di Fig.4 notiamo che ai terminali non sono previsti *trimmer* di taratura per la risonanza delle bobine dei trasduttori del filtro, quali sono stati inseriti nelle versioni successive 75S-3, unitamente alla possibilità di selezione di filtri con bande passanti diverse.

II) Sensibilità , IMD e Dinamica

Le prestazioni di intermodulazione misurate in questo 75S-1 nelle condizioni circuitali originali sono piuttosto deludenti. Ciò è risultato non solo a causa della filosofia circuitale del ricevitore ma anche per il dimensionamento non curato di alcuni punti chiave del *front-end*. Certamente questo punto non è stato all'altezza della tradizione della Casa che con i ricevitori radiantistici precedenti modello 75A-4 aveva segnato un traguardo storico nell'avvento della SSB sul piano tecnologico ed industriale, distanziando di molte lunghezze tutti i concorrenti. Viceversa la sensibilità del ricevitore, in termini di "minimo segnale percepibile" (**MDS = *Minimun Detectable Signal***) è risultata molto buona: -139dBm nella banda dei 40 metri. Questo valore è sin eccessivo per un ricevitore HF ed è essenzialmente dovuto non solo alle caratteristiche di guadagno e rumore dello stadio R.F. ma anche al basso rumore dello stadio convertitore che è realizzato con un triodo, come per i migliori ricevitori professionali del tempo sia Collins che di altri costruttori come la Rohde & Schwarz. La misura dell'**MDS** consiste nel rilevare in modo SSB - con un generatore R.F. connesso all'ingresso del ricevitore - quale è il livello di segnale che provoca un aumento di 3dB dell'uscita audio rispetto al livello del rumore di fondo in assenza di segnale: in altri termini è il livello del segnale d'ingresso che eguaglia il livello del rumore di fondo (*noise floor*) del ricevitore. La potenza **MDS** di -139dBm corrisponde ad un segnale all'ingresso del ricevitore di 0,25 microvolt su un'impedenza di 50 Ohm. Osserviamo inoltre che questo valore è ottenuto con una larghezza di banda di 2,2KHz: con il filtro per CW previsto con larghezza di banda di 500Hz, il valore dell'**MDS** risulterebbe circa 6dB più basso ovvero circa 0,13 microvolt. Il punto di intercetta dei prodotti di terzo ordine, che pongono i limiti più severi in presenza di forti segnali all'ingresso del ricevitore, è risultato **IP₃ = -40dBm**.

La misura è stata effettuata con due segnali di prova spazati di 5KHz e non 20KHz come specificato nella totalità dei moderni ricevitori. Stante la filosofia circuitale del ricevitore con spaziatura di 20KHz la **IP₃** risulta migliore di 5...8 dB, ma solo nelle bande di frequenza più basse per effetto della selettività del preselettore RF. Dobbiamo infatti ricordare che nel 75S-1 il *roofing-filter* ha larghezza nominale di 200 KHz. Nei ricevitori moderni con *up-conversion*, cioè con il valore della prima media frequenza superiore alla massima frequenza coperta dal ricevitore (generalmente 40MHz o 70MHz per i ricevitori HF professionali e radiantistici) il *roofing-filter* che segue il primo mescolatore è molto più stretto dei 200KHz nominali del 75S-1. Ad esempio in Fig.7 è riportata la caratteristica che ho tracciato per il filtro a 40MHz utilizzato in due miei ricevitori Rohde & Schwarz degli anni '60 e '70: i modelli EK056/4 ed EK070.



Notiamo che la banda passante (@-3dB) vale 20,5KHz con un fattore di forma 3dB/50db migliore di 1: 2,5. La perdita di inserzione del filtro - rilevabile dallo scarto con la linea rossa che è lo zero di calibrazione dello strumento - è minore di 4dB. E' evidente che segnali con uno scarto maggiore di 10...15KHz dal segnale ricevuto vengono attenuati o bloccati da questo filtro e non pongono problemi di sovraccarico agli stadi seguenti, in particolare ai mescolatori. Questo aspetto è un punto taciuto per decenni nel mondo radiantistico che ha visto dopo gli anni '70 il susseguirsi di una moltitudine di ricevitori a 3, 4 o 5 conversioni. Ed in questo intervallo di tempo alcuni radioamatori non affezionati alle "mode" si chiedevano come mai alcuni RX valvolari vetusti, come il classico Drake R4, pur esibendo limiti strumentali di IP3 20...30 dB inferiori, in termini pratici non mostravano quell'abisso di prestazioni che le misure strumentali con 20KHz di spaziatura facevano presupporre, anzi

Ancora una volta la "campana" della sveglia è giunta dai nostri colleghi americani, che hanno fatto giustamente osservare che avvicinando i toni tutta la catena R.F. del ricevitore - sino al filtro di canale - veniva messa alla prova e non solo gli stadi di ingresso ed il primo mescolatore. Così veniva alla luce la verità taciuta ovvero che segnali adiacenti intensi, prima ancora di interessare il filtro di canale e le relative caratteristiche di selettività, generano livelli di intermodulazione elevati perché punto di intercetta e **Dynamic Range** riferito ai prodotti di intermodulazione di terzo ordine (**IMD3DR**) crollano di 30 dB od oltre. Venivano anche messi in evidenza grossolani errori di progetto poiché praticamente nella totalità dei ricevitori (incluso tutti i più blasonati e costosi) i mescolatori susseguenti il primo hanno caratteristiche inferiori ed in alcuni casi sono "più che scadenti".

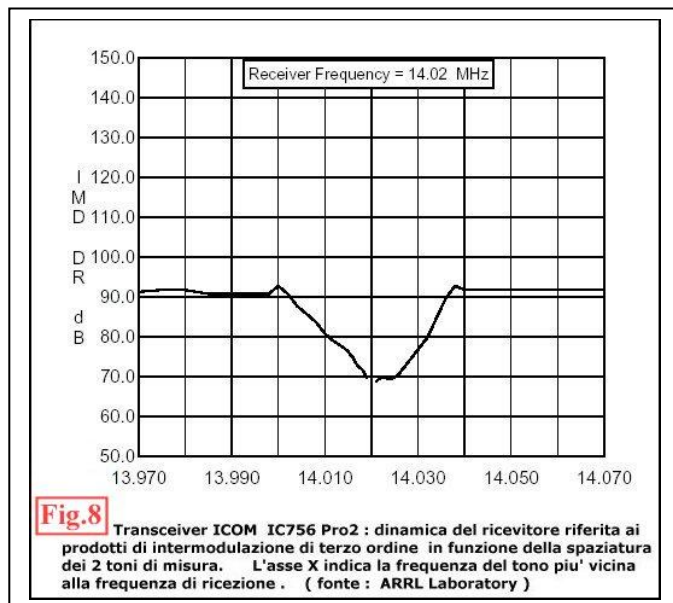
Dovrebbe invece essere vero il contrario poiché il segnale subisce anche una amplificazione negli stadi seguenti il primo convertitore (al fine di mantenere a livello adeguato il rapporto Segnale/Rumore) e pertanto i *mixer* seguenti il primo, anche se interessati da una banda di segnali più stretta, debbono poter gestire livelli di segnali adiacenti più alti. In Tab.1 sono riportate in sintesi le misure dell'ICOM IC-756PRO2 eseguite nel laboratorio della ARRL, mentre in Fig.8 è riportato ad esempio l'andamento del *Dynamic Range* citato nel "Expanded Test-result Report" (Ref.2) in funzione della spaziatura dei toni di misura dalla frequenza di ricezione.

Tab.1 Two-tone Receiver IMD Dynamic Range Test Result Summary

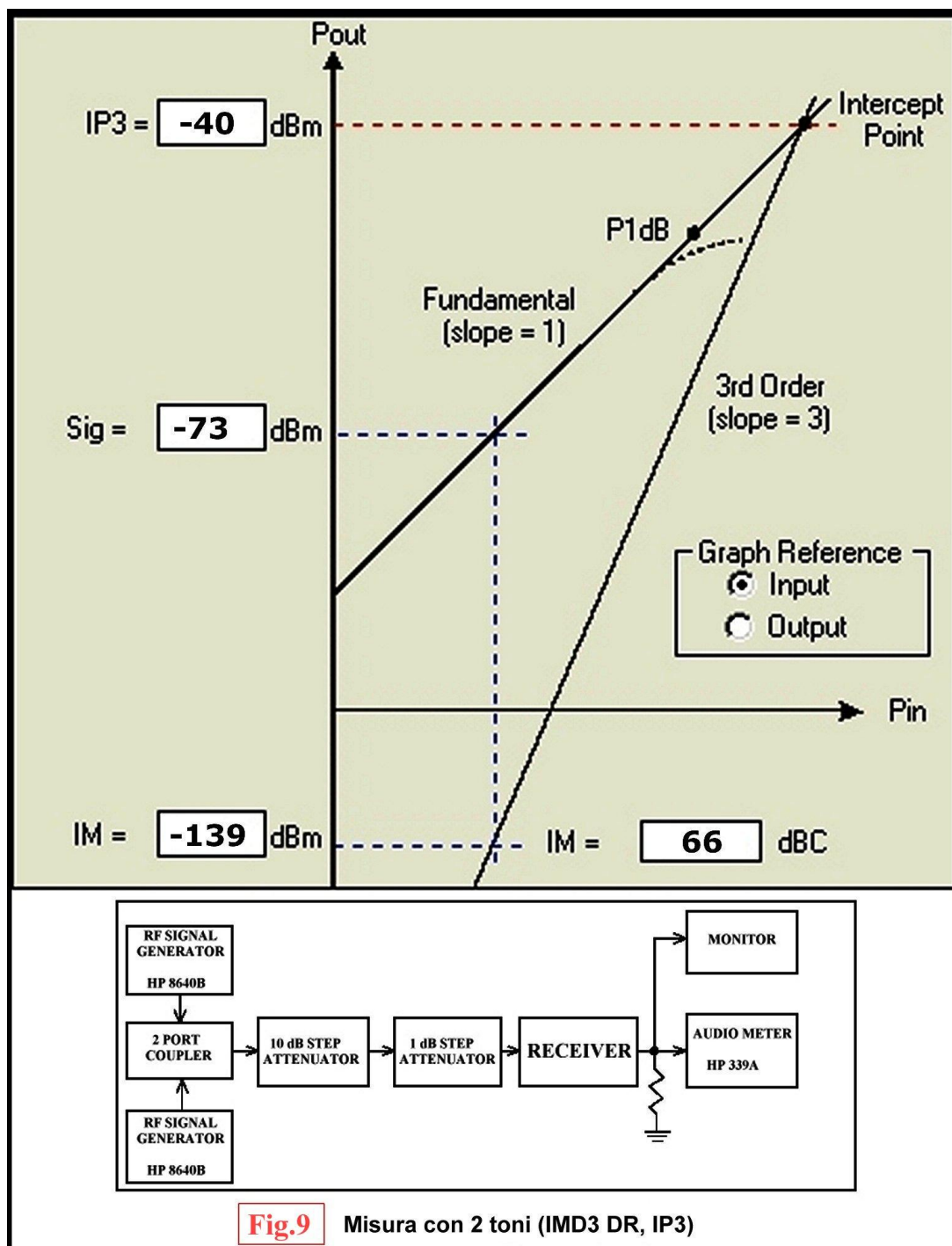
IC-756Pro2		Preamp OFF		Preamp 1 ON		Preamp 2 ON	
Frequency	Spacing	IMD DR (dB)	IP3 (dBm)	IMD DR (dB)	IP3 (dBm)	IMD DR (dB)	IP3 (dBm)
1.82 MHz	50 kHz	N/A	N/A	N/A	N/A	81.1	-4.4
3.52 MHz	50 kHz	N/A	N/A	N/A	N/A	90.9	-5.1
3.52 MHz	20 kHz	101.5	+16.4	97.6	+6.6	91.9	-4.9
3.52 MHz	20 kHz	98	+17.1	97	+8.2	92	-4.3
3.52 MHz	5 kHz	76.5	-21.1	73.6	-30.1	70.4	-37.9
3.52 MHz	5 kHz	77	-18.9	77	-27.8	73	-35.8
7.02 MHz	50 kHz	N/A	N/A	N/A	N/A	92.3	-3.8
14.02 MHz	100 kHz	100.5	+20.2	N/A	N/A	91.3	-3.85
14.02 MHz	50 kHz	N/A	N/A	N/A	N/A	91.3	-3.85
14.02 MHz	20 kHz	96.5	+14.8	96.5	+3.4	91.8	-4.3
14.02 MHz	20 kHz	97	+20.2	95	+10.2	91	-4.1
14.02 MHz	5 kHz	72.0	-27.2	73.5	-32.4	68.9	-38.0
14.02 MHz	5 kHz	76	-18.8	75	-28.8	72	-35.5
21.02 MHz	50 kHz	N/A	N/A	N/A	N/A	91.7	-3.15
28.02 MHz	50 kHz	N/A	N/A	N/A	N/A	92.8	-1.6
50.02 MHz	50 kHz	N/A	N/A	N/A	N/A	89.1	-5.45
50.02 MHz	20 kHz	92.2	+15.2	93.2	+3.85	89.1	-4.1
50.02 MHz	20 kHz	94	+14.4	94	+6.1	90	-4.2
50.02 MHz	5 kHz	72.2	-19.3	72.2	-29.9	70.6	-36.3
50.02 MHz	5 kHz	74	-15.6	74	-25.5	73	-31.2

Nel punto più basso il *Dynamic Range* crolla a meno di 70dB e la IP3 vale -19...-27dBm con il preamplificatore escluso e -29...-38dBm con l'amplificatore R.F. incluso : prestazione migliore di pochi Decibel a quella del nostro modestissimo 75S-1 (che ha l'amplificatore R.F) vecchio di quasi mezzo secolo, quale misurato nelle condizioni originali. Andamento analogo lo possiamo verificare per altri apparati radiantistici noti, consultando le recenti valutazioni di cui alla Ref.2. Ciò è vero sia per RX analogici convenzionali che per i ricevitori con DSP per le funzioni di filtraggio di canale , *notch* , AGC , *blanker* etc ovvero realizzate con la conversione A/D del segnale a valle del primo mixer ed i susseguenti processi di elaborazione numerica. Notiamo che l'andamento del **IMD3DR** rispecchia essenzialmente il negativo della

curva di risposta del *roofing filter* e per tale motivo vi è oggi una corsa ai ripari con l'impiego di filtri *roofing* sempre più stretti che però si scontrano con limiti oggettivi di costo e prestazioni se realizzati a 40MHz o 70MHz. Così non è stato per i costruttori più qualificati dei ricevitori HF professionali: l'impatto del *roofing filter* sui parametri di intermodulazione per segnali adiacenti al canale utile è stato da sempre un punto oggetto di attenzione. Ad esempio nel ricevitore Siemens CHR531 di fine anni '80, con *up-conversion*, il filtro a quarzo della prima Media Frequenza a 70MHz è molto più stretto di quello R&S di Fig.7: la specifica riporta 10KHz. (valore misurato: 9,5KHz @-3dB). Inoltre è bene ricordare che anche i filtri meccanici ed a quarzo sono sorgente di intermodulazione e questo è un altro problema che diventa "evanescente" quando la prova **IMD₃** viene eseguita con toni molto spaziatati: per alleviare questo punto ad esempio nel ricevitore professionale Telefunken E1800 il *roofing filter* è costituito da 2 filtri a quarzo connessi in parallelo con accoppiatori ibridi: in tal modo la potenza dei segnali incidenti su ciascun filtro è ridotta di 3 dB ed il livello di intermodulazione relativo ai soli filtri *roofing* è ridotto di circa 9dB. Naturalmente la limitazione **IMD₃** dovuta al *roofing filter* si pone solo in presenza di *mixer* con valori di **IP₃** elevati: oltre +30...+40dBm. Inoltre i costruttori degli apparati radiantistici moderni con *up-conversion*, per non ricadere in problemi aggiuntivi di intermodulazione, stanno riscoprendo l'efficacia dei preselettori sintonizzati che riducono di ordini di grandezza la banda passante dello stadio d'ingresso rispetto ai soli filtri di sub-ottava. In altri termini è riscoperta l'importanza della riduzione della potenza totale dei segnali incidenti all'ingresso del ricevitore che, con filtri larghi alcuni MHz, può risultare centinaia di volte superiore vanificando i miglioramenti perseguiti nei componenti chiave del *front-end*. I radioamatori non interessati alle "mode" possono quindi darsi una prima risposta ed intuire il perché alcuni apparati vetusti dotati di preselettore efficiente possono reggere il confronto con apparati molto più recenti, oltre i limiti che le misure strumentali possono far sopporre... La scomparsa del preselettore è legata - come tante altre - alla rimozione di tutte le complessità meccaniche che caratterizzavano i migliori ricevitori degli anni '50 perché il costo è risultato progressivamente crescente rispetto alle soluzioni elettroniche possibili con l'avvento dei semiconduttori, penalizzando il rapporto costo/prestazioni dell'apparato. Ultimo esempio in proposito, per rimediare a limiti non superabili, è la ricomparsa dei relé nel *front-end* dei ricevitori radiantistici più costosi in sostituzione dei diodi **PIN** di commutazione.(Ref.3) Ed anche l'impostazione generale prima o dopo sarà rimessa in discussione: ad esempio, se siamo interessati alle sole bande radiantistiche perché non impiegare i filtri a quarzo ad 1,4MHz (frequenza standard per diversi costruttori) e solo una conversione? Oltretutto avremmo un beneficio non indifferente anche per un'altra limitazione nel processo di conversione del segnale, ovvero - a parità di complessità - un più basso il rumore di fase dell'Oscillatore Locale. Alcuni sperimentatori *Old-Timer* incalliti, amanti della *Top-band*, hanno già intuito la strada e stanno recuperando i vecchi Collins 75A-4, che in 160 metri hanno una singola conversione ed Oscillatore



Locale L-C (PTO) : con *front-end* a tubi completamente riprogettato con valvole più moderne e l'aggiunta di un secondo filtro meccanico (o piezo-ceramico) a 455KHz in cascata a quello originale, pensano di dare battaglia non solo ai ricevitori d'oggi, ma anche a quelli che devono venire...



Per la valutazione della **IMD₃** è stata utilizzata la configurazione di misura riportata in Fig.9. I due segnali di prova (toni) forniti da due generatori RF con basso rumore di fase (HP 8640B) , sono sommati con un accoppiatore ibrido ed applicati all'ingresso del ricevitore attraverso due attenuatori regolabili. Le frequenze dei due generatori "f1" ed "f2" sono regolate con la spaziatura desiderata (esempio 5KHz) mentre il ricevitore è sintonizzato in corrispondenza della frequenza di uno dei due prodotti di intermodulazione. Ad esempio con :

**f1=7040KHz , f2 =7045KHz,
i prodotti di intermodulazione sono :
(2f1-f2) = 7035KHz , (2f2-f1) = 7050KHz.**

Il livello d'uscita dei due generatori è regolato di pari valore: nel nostro caso -17dBm. L'accoppiatore - che presenta un'attenuazione di 3dB per entrambi i toni - fornisce un isolamento aggiuntivo tra i due strumenti in modo da evitare intermodulazione reciproca tra i rispettivi stadi d'uscita. Il ricevitore in prova viene predisposto nel modo SSB, guadagno R.F. posizionato per il massimo ed **AGC** escluso. Con l'uscita di entrambi i generatori posta a zero, si regola il livello audio in modo da avere un indicazione comoda sullo strumento del voltmetro audio (HP 339B) connesso all'uscita del ricevitore: ad esempio - 6dB. Quindi si abilita l'uscita di entrambi i generatori e si regolano i due attenuatori, interposti tra l'accoppiatore ibrido ed il ricevitore, in modo da ottenere un aumento di 3 dB nella lettura (ovvero si passa da -6 dB -3 dB) e si prende nota del livello dei due toni presenti all'ingresso del ricevitore. Nel nostro caso la potenza d'ingresso è risultata -73dBm. Con tale potenza abbiamo un prodotto di intermodulazione pari al rumore di fondo del ricevitore, ovvero pari all'**MDS** che avevamo precedentemente valutato essere -139dBm. I valori misurati sono riportati nel grafico di Fig.9 che indica in ordinata con scala in Decibel i segnali riferiti all'ingresso del ricevitore. La retta con pendenza unitaria rappresenta il livello dei segnali d'ingresso, mentre quella con pendenza 3 i prodotti di intermodulazione. In altri termini per ogni 10dB di variazione dei 2 toni d'ingresso il corrispondente livello dei segnali di intermodulazione dovuti alla non-linearità degli stadi del ricevitore varia di 30 dB.

Lo scarto tra il livello dei due toni di misura ed il valore **MDS** rappresenta il *Dynamic Range* del ricevitore riferito ai prodotti di intermodulazione di terzo ordine : per il 75S-1 esaminato vale 66 dB.

A questo punto siamo in grado di valutare anche il "**punto di intercetta**" **IP₃** che è un valore teorico calcolato: questo è il punto di incrocio tra le due rette ovvero il livello per cui i segnali **IMD₃** generati dal ricevitore hanno la stessa ampiezza dei segnali d'ingresso. Il punto di intercetta non è direttamente misurabile perché prima di raggiungere questo valore il ricevitore entra in saturazione ed il segnale d'uscita si comprime con un valore asintotico indipendente dal segnale d'ingresso. Il calcolo dello **IP₃** può essere eseguito anche mentalmente: esso e' pari al livello dei due toni di misura aumentato di un valore pari a **IMD_{3DR}/2** . Nel caso in esame: **IP₃ = -73dBm + (139-73) / 2 = -73 + 66/2 = -40dBm**.

Alternativamente possiamo anche calcolare :

$$\mathbf{IP_3 = (1,5) (IMD_{3DR} \text{ in dB }) + (MDS \text{ in dBm })}$$

$$\text{ovvero: } \mathbf{IP_3 = 1,5 \times 66 - 139 = -40dBm}$$

Dunque al nostro 75S-1, nelle condizioni d'origine, sono sufficienti 2 segnali di -73dBm spazati di 5KHz all'ingresso, corrispondenti a circa 50 microvolt per ognuno (in unità S=8) , per generare un segnale spurio di intermodulazione di terzo ordine percepibile ovvero con ampiezza di 0,25 microvolt. Non è un bel risultato, come non lo è per l'IC-756Pro2 che abbiamo preso per esempio di RX moderno. Ma l'IC-756Pro2 tollera segnali 30dB più intensi se discosti più di 15...20KHz (v. Fig.8) mentre il nostro Collins ha una curva di miglioramento molto meno ripida con benefici limitati: solo nelle bande basse e comunque con un valore limite inferiore quale imposto dalle caratteristiche del primo mixer con triodo a media transconduttanza. (**V2A** in Fig.5, sezione triodo del tubo 6U8A)

Ciononostante si intuisce che sia possibile migliorare lo **IMD_{3DR}** rinunciando a qualche Decibel nel valore **MDS** con un taglio dei livelli di segnali inviati al secondo mescolatore e con una riduzione modesta del guadagno del primo stadio R.F. Non volendo introdurre modifiche irreversibili (oltre quelle eseguite dal precedente proprietario) dobbiamo considerare che l'amplificatore R.F. è sempre incluso e pertanto il relativo guadagno non può essere abbattuto di molto senza penalizzare la sensibilità quale è richiesta ad esempio in 10 metri. In questo lavoro ci si è posti un limite di sensibilità in termini di cifra di rumore del ricevitore: non peggiore di 10...13dB, ovvero 10...20 KTo che è un valore adeguato per un ricevitore HF. Per le bande più basse ci rimane sempre la possibilità di introdurre un attenuatore esterno ove ci trovassimo in difficoltà...



4- Modifiche circuitali di primo livello

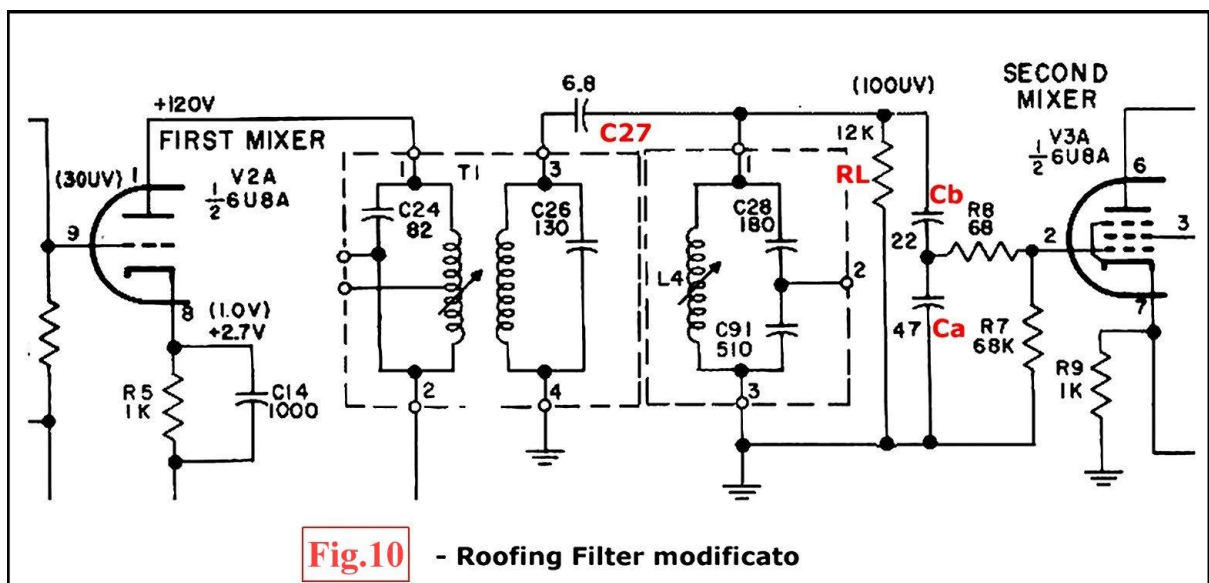
Il ricevitore 75S-1 è caratterizzato da un circuito molto semplice che da un lato ne rende l'impiego e la manutenzione altrettanto semplici ed alla portata di tutti, dall'altro limita i miglioramenti circuitali reversibili e compatibili con la tecnologia del tempo di produzione dell'apparecchio, quali si è inteso perseguire. Le modifiche di primo livello si sono concentrate essenzialmente sul miglioramento del *dynamic range*, ottenendo risultati lusinghieri di **IMD3** che, per segnali interferenti adiacenti, ovvero spazati di 5...15 KHz, risultano migliori del modello IC576Pro2 che abbiamo preso come riferimento di ricevitore moderno. Come accennato nel precedente capitolo le deludenti prestazioni di intermodulazione nelle condizioni originali hanno evidenziato un dimensionamento non curato del *front-end* che investe 3 punti:

- I) Il *roofing filter* è risultato molto più largo dei 200KHz richiesti: 520 KHz @ - 3dB, con risonatori sovraccoppiati e fianchi poco ripidi.
- II) Guadagno elevato a monte del secondo mixer.
- III) Guadagno R.F. elevato

Le modifiche circuitali di primo livello sono in totale 4 come di seguito esposto.

I) Roofing Filter

Mi sono chiesto come fosse possibile che tanta poca attenzione fosse stata dedicata al *roofing filter* e come questo punto fosse rimasto sostanzialmente irrisolto per l'intera vita della *S-line*. Modeste correzioni con riduzione parziale del sovraccoppiamento tra i risonatori (**T1**) ed (**L4**) (vedere Fig.4) e della larghezza di banda le ho identificate confrontando i valori dei componenti del 75S-1 con quelli del 75S-3C di ultima versione.(anno di produzione 1976) La principale modifica consta nella riduzione del valore di (**C27**) da 15pF a 10pF. Ho verificato che questo cambiamento non è sufficiente a risolvere il problema. Non potendo modificare il valore dell'accoppiamento tra il primo ed il secondo risonatore di (**T1**) è stata scelta la strada di caricare l'uscita del filtro e ridurre ulteriormente il valore di (**C27**) per ottenere una banda passante larga 200KHz e piatta entro +/- 1dB circa. Questa soluzione non è ottimale poiché se fosse possibile ridurre l'accoppiamento tra il primo e secondo risonatore di (**T1**), si potrebbe realizzare un filtro Tchebycheff con ondulazione contenuta (1...1,5 dB) che avrebbe fianchi più ripidi e maggiore attenuazione fuori banda. Il *roofing filter* è stato pertanto modificato come illustrato in Fig.9



Le variazioni introdotte sono indicate in rosso:

- 1) - Il condensatore di accoppiamento (**C27**) ha valore ridotto da 15pF a 6,8pF. Il condensatore originale è rimosso e sostituito con un altro del tipo a mica argentata o in ceramica ad alto Qo e coefficiente di temperatura nullo (NPO).
- 2) - La resistenza di carico (**RL**) con valore di 12Kohm è inserita saldandola direttamente tra i piedini (1) e (3) della bobina (**L4**).
- 3) - E' inserito il partitore capacitivo costituito da (**Ca**) e (**Cb**). (22pF e 47pF) Entrambi i condensatori sono con dielettrico in mica o ceramica ad alto Q e coefficiente di temperatura nullo (NPO). Il terminale di (**Ca**) connesso a massa è saldato direttamente sul terminale (3) della bobina (**L4**).

Osserviamo che il segnale inviato alla griglia del secondo tubo mescolatore risulta ridotto di circa un fattore 3 (-10 dB) dovuto al rapporto $(C_a + C_{in} V3A) / C_b$. L'ulteriore attenuazione dovuta ad (**RL**) vale circa 3...4 dB, sicché con un livello di segnale pari 30 microvolt alla griglia del primo *mixer* abbiamo un segnale di circa 20 microvolt all'ingresso del secondo mescolatore. (nelle condizioni d'origine avevamo 100 microvolt) Questa riduzione di guadagno tra primo e secondo mescolatore ha un impatto limitato sul valore dell'**MDS** perché il guadagno dello stadio RF è relativamente elevato, mentre ci possiamo attendere un beneficio con un innalzamento del valore di **IP3** e del *dynamic range*. Ricordiamo infatti il fattore di rumore "F" (Ref.4) risultante in una catena di stadi vale:

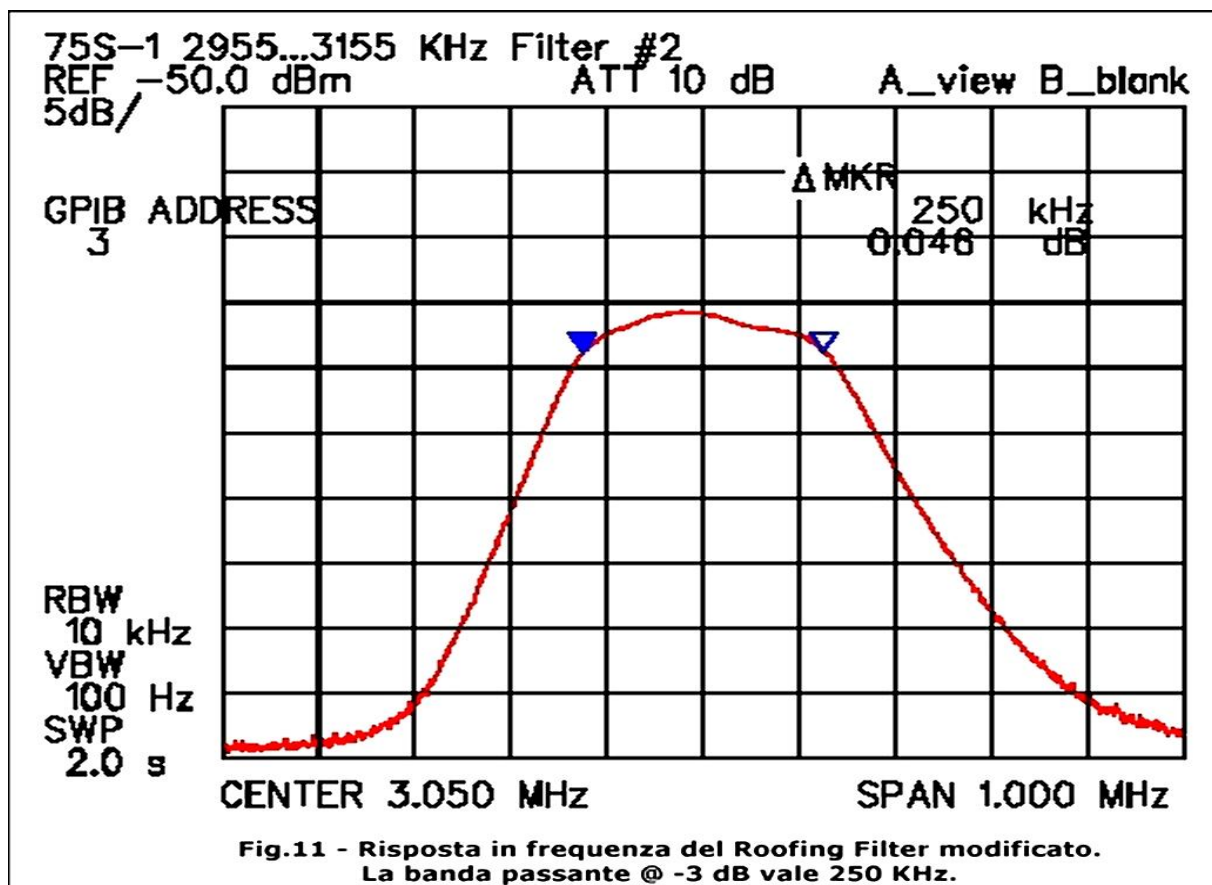
$$F = F1 + (F2-1)/G1 + (F3-1)/(G1*G2) + \dots$$

ove **G1,G2...** sono i guadagni espressi in rapporti di potenza ed **F1,F2,F3...** i fattori di rumore dei singoli stadi. Nel nostro caso il valore di **G1**, espresso in rapporti di tensione vale 3...4 mentre il valore in rapporto di potenze è prossimo a 50.

La necessità di ridurre il livello del segnale al secondo mescolatore è fondamentale perché le prestazioni di quest'ultimo non sono all'altezza del compito. Notiamo che il secondo *mixer* impiega un pentodo a bassa tensione di interdizione (*sharp cut-off*) anziché un triodo ad elevata transconduttanza: ciò deriva dall'esigenza di avere una impedenza d'uscita elevata quale richiesta per l'interconnessione diretta dei filtri meccanici (per SSB e CW) o filtri di banda LC per la Modulazione d'Ampiezza. Questa è stata una scelta infelice, molto probabilmente suggerita da ragioni di costo, perché il problema poteva essere facilmente aggirato interponendo un trasformatore d'impedenza accordato costituito da un semplice risonatore LC accoppiato con *link* o presa. Esempi di eccellenza non mancavano: in quel periodo circolava già quello che sarebbe risultato in assoluto il migliore ricevitore valvolare al mondo di tutti i tempi: il modello EK 07 della Rohde & Schwarz. In questo ricevitore il secondo *mixer* (che esegue la conversione del segnale a 3,3MHz della prima Media Frequenza ai 300KHz della seconda) impiega un triodo avente 12 mA/V di transconduttanza, pilotato come interruttore da una tensione di 30...35 Volt p-p di Oscillatore Locale al catodo: l'uscita all'anodo è connessa al primo filtro di canale con un trasformatore d'impedenza LC a mezzo di un cavo coassiale.

La risposta in frequenza del nuovo *roofing filter* è riportata in Fig.11: la banda passante @ -3 dB vale 250KHz, valore che @ -20dB sale a circa 500KHz. L'ondulazione in banda passante è +/- 1 dB.

Per ottenere fianchi più ripidi si renderebbe necessario introdurre modifiche più sostanziali con un filtro radicalmente nuovo. Una possibile soluzione consta nell'acquistare nel mercato delle parti di ricambio (molto ricco in USA) una coppia di trasformatori (**T1**) e modificarli, realizzando un filtro a 4 risonatori con accoppiamento dimensionato per una risposta Tchebycheff. (**T1**) è meccanicamente compatibile con (**L4**) sicché il telaio del ricevitore rimarrebbe nelle condizioni d'origine, senza fori aggiuntivi. E' una soluzione che mi riprometto di eseguire su un secondo esemplare di 75S-1. La taratura del filtro modificato come da Fig.10 è molto semplice e può essere eseguita anche senza la disponibilità di strumentazione nel modo seguente.



Il ricevitore è sintonizzato a 21,1MHz e si inserisce il calibratore: si procede alla taratura dei tre risonatori del filtro regolando i nuclei delle bobine per la massima lettura dello strumento *S-meter*. Quindi si controlla che a 21,0MHz e 21,2MHz, ritoccando la sintonia del preselettore per il massimo guadagno, i relativi segnali *marker* producano una indicazione paragonabile o solo leggermente inferiore.

Alla stesura della presente nota la modifica del *roofing filter* è stata verificata su un secondo esemplare di produzione più recente (75S-3C) ottenendo risultati essenzialmente uguali a quelli riportati.

II) Valvola 6MQ8 per il secondo mescolatore

Una seconda modifica è relativa all'impiego nel secondo mescolatore di un tubo a più alta transconduttanza. La Collins nelle versioni successive al 75S-1 aveva introdotto il tubo 6EA8 in sostituzione della 6U8A sia nel primo che nel secondo mixer ed aveva mantenuto tale scelta per tutta la vita della *S-line*. La 6EA8 esibisce trasconduttanza più elevata sia per la sezione triodo che per il pentodo, ma il vantaggio è limitato. Nell'ambito dei tubi triodo-pentodo con zoccolatura *Noval* vi è una nutrita schiera di prodotti, sviluppati negli anni '60 per la televisione a colori, con caratteristiche di guadagno (*Gm*) molto buone ottenute anche con tecnologie un tempo riservate solo a prodotti professionali. (esempio l'impiego di "frame grid" come per i tubi UHF a basso rumore) Tra i tubi identificati con uguale connessione agli elettrodi è stato scelto il tipo 6MQ8 che per la sezione pentodo esibisce un valore di transconduttanza doppio di quello della 6U8A, ovvero 10 mA/V ed ha una caratteristica di interdizione *sharp cut-off* con $V_T = -7$ Volt, quale richiesta per questa tipologia di mescolatori.

La sezione pentodo della 6MQ8 esibisce un fattore di merito "M" (ovvero il prodotto banda-guadagno) che è 2,3 volte il valore relativo alla 6U8A. (Ref.4) Il fattore di merito della 6MQ8 vale:

$$M = G_m / (2 * \pi * C_o) = G_m / (6,28 * C_o) = 720 \text{ MHz}$$

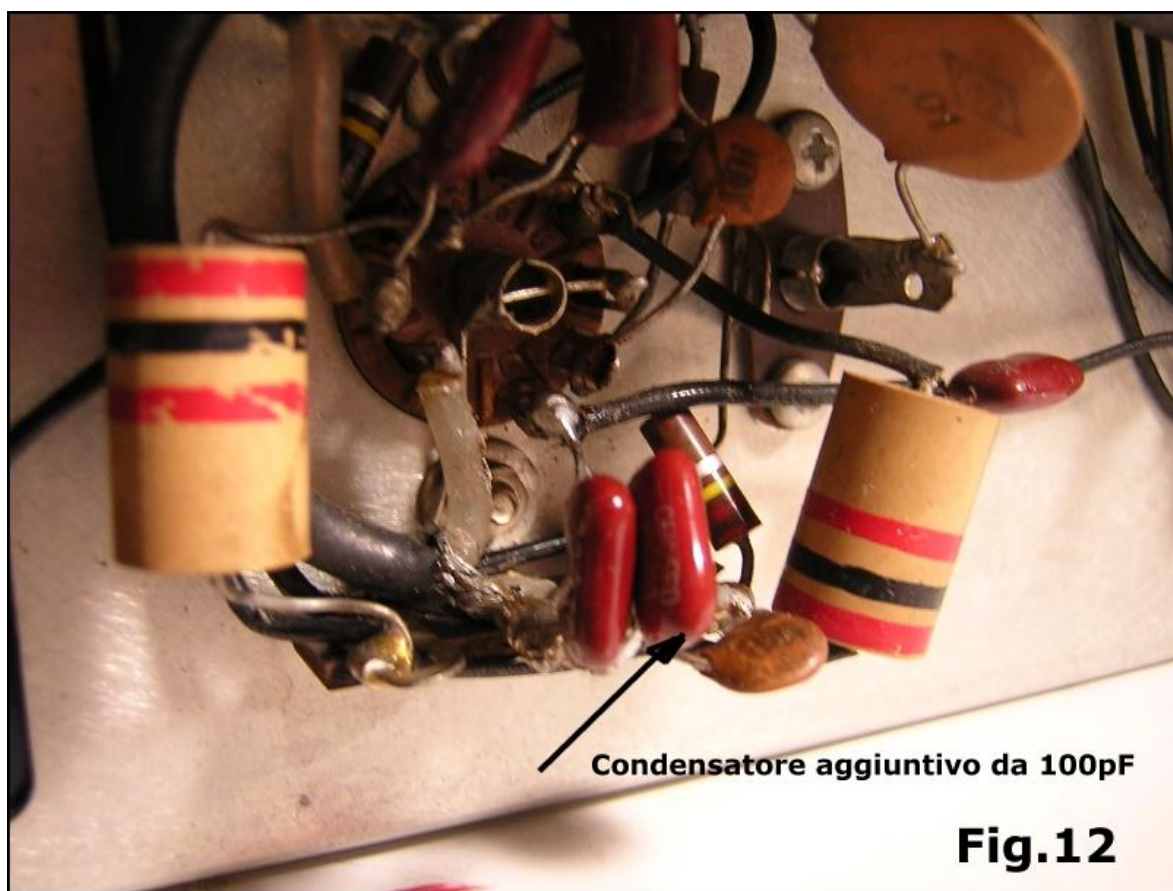
Ove $C_o = 2,2\text{pF}$ è la capacità totale vista dall'anodo.

Ciò si traduce in un più alto guadagno di conversione tra la tensione di segnale alla griglia (1) e la tensione del segnale a 455KHz presente sull'anodo.

Da segnalare che la ricerca condotta ha consentito di identificare anche una serie di valvole con *frame-grid* aventi caratteristiche idonee e superiori alla 6MQ8 ma non compatibili nella connessione degli elettrodi: il loro impiego presuppone pertanto il rifacimento del cablaggi ai terminali dello zoccolo. Capostipiti di questa serie sono i tipi 6LQ8, 6KR8 (originalmente previsti per l'uso in amplificatori video) che hanno un fattore di merito paragonabile a quello della 6MQ8 ma con transconduttanza di 23 mA/V. L'impiego di questi tubi ci consentirebbe di aumentare il partitore C_a/C_b del filtro di Fig 10 scendendo ulteriormente con il livello delle impedenze e del segnale all'ingresso del secondo mescolatore con vantaggio nelle prestazioni di **IMD3**. Anche quest'ultima opzione sarà valutata su un secondo esemplare di 75S-1. La 6MQ8 non è facilmente reperibile sul mercato italiano ma si può acquistare da diversi distributori in USA al costo di circa 12...15 Dollari, spese di spedizione incluse. (Air-mail USPS) Da segnalare infine che in alternativa alla 6MQ8 si può utilizzare il tipo 6HL8 che ha la sezione pentodo esattamente uguale a quella della 6MQ8 e la sezione triodo con una transconduttanza leggermente inferiore (7 mA/V) a quella della 6U8A (7,5mA/V). Questa differenza è irrilevante perché il triodo è utilizzato come inseguitore catodico per trasferire ad un connettore sul retro del ricevitore il segnale del PTO, necessario al funzionamento isoonda del trasmettitore 32S-1. (valvola **V3B** nello schema di Fig.5)

III) Circuito interstadio R.F.

Una terza importante modifica di primo livello investe il circuito tra l'amplificatore R.F. ed il primo *mixer*. La modifica ricalca quanto la Casa ha realizzato durante la vita della *S-line* con i modelli successivi al 75S-1 in esame. Questa consta nell'aumento del valore del condensatore (**C83**) che è del tipo a mica argentata con terminali radiali: nel nostro caso è stato aumentato da 120pF a 220pF.

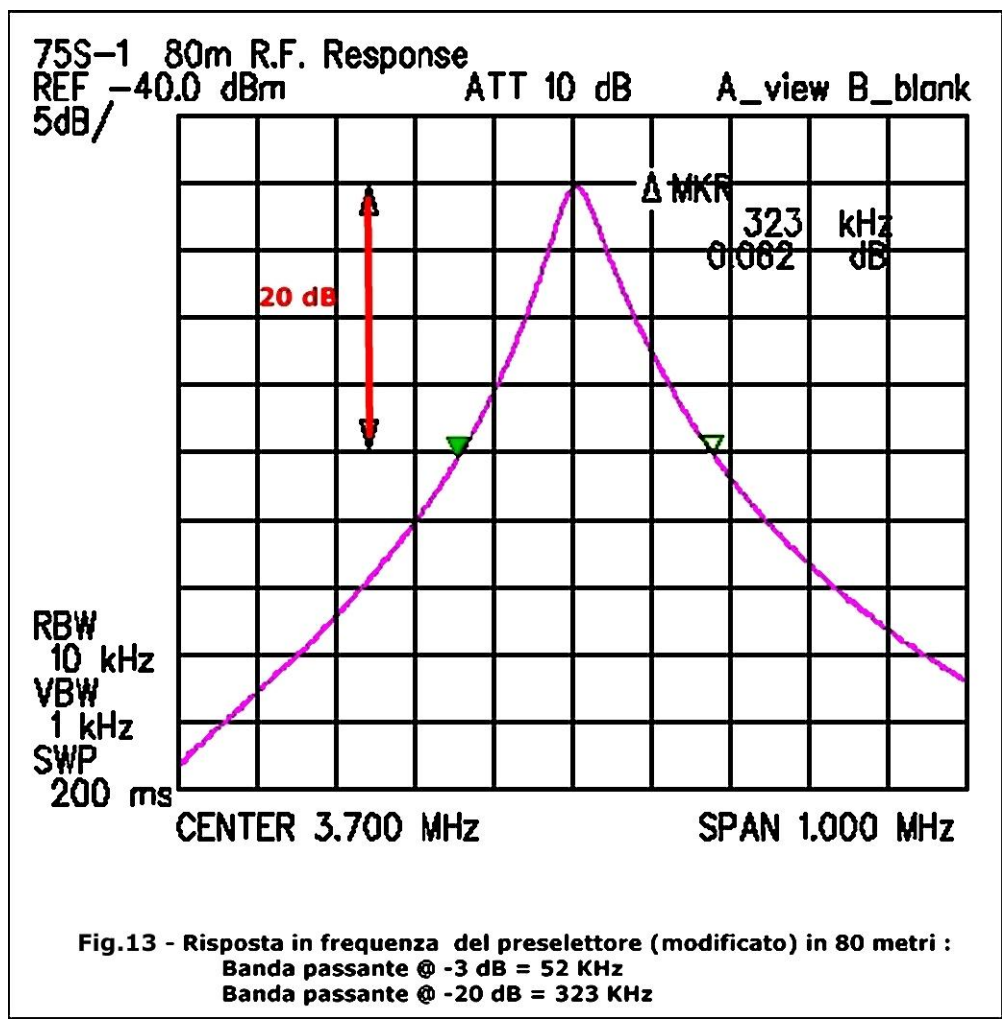


Il condensatore originale può essere sostituito con un altro da 220pF a mica argentata e terminali radiali. Alternativamente si può lasciare connesso il condensatore originale da 120pF saldando in parallelo questo un altro da 100pF come illustrato in Fig.12.

In ogni caso C83 deve essere connesso a massa con entrambi i terminali tagliati il più corto possibile.

Questo cambiamento è necessario per ridurre il guadagno del primo stadio e comporta anche una leggera riduzione della banda passante perché il circuito accordato all'anodo della valvola amplificatrice R.F. (6DC6) è meno caricato dal primo *mixer*. La fig.13 mostra la curva di risposta dello stadio preselettore dopo il cambiamento, rilevata a 3,7MHz. Come previsto la riduzione del guadagno è prossima a 6 dB e l'andamento dell'attenuazione in funzione della frequenza non cambia significativamente: la larghezza di banda del preselettore si riduce circa del 5...7 per cento, in funzione della frequenza di lavoro. Dopo il cambio di (C83) la banda passante R.F. misurata a -3 dB vale: 52KHz in 80 metri , 80KHz in 40 metri , 160KHz in 20 metri e 320...350KHz in 15 e 10 metri. E' quindi evidente l'impatto che ha il preselettore , nel miglioramento della **IMD3** sulle bande basse quando i segnali incidenti sono discosti in frequenza di metà o più della banda passante del preselettore.

La riduzione del guadagno dello stadio R.F. non può essere spinta a valori molto elevati perché - causa il contributo del primo mescolatore - il fattore di rumore complessivo peggiorerebbe notevolmente, traducendosi in un rapido aumento dell'MDS e supereremmo il limite dei 20KTo posto come obiettivo massimo.



Dalla Figura 13 osserviamo che in 80 metri i segnali interferenti discosti 160...170KHz sono attenuati di 20dB dal preselettore. Ciò implica che se eseguiamo la prova di intermodulazione con segnali



spaziati di 160KHz il livello di **IP3** migliorerebbe di oltre 20dB rispetto al valore della misura con toni avvicinati. Oltre 20dB perché il tono più vicino subirebbe tale riduzione mentre il secondo, distanziato di 320KHz sarebbe abbattuto di circa 32 dB.

Si intuisce quindi il motivo per cui, da sempre, gli utilizzatori della *S-line* ma anche di altri apparati con preselettore efficiente, in presenza di **IMD3** dovuta a segnali d'ingresso elevati ricorrono ad una leggera dissintonia del preselettore per evitare l'interferenza al segnale utile. In relazione a questa "dissintonia" è utile ricordare due peculiarità:

I) Non può assumere valori elevati ed in alcuni casi, ove il *roofing filter* non ha fianchi sufficientemente ripidi o è troppo largo come riscontrato nelle condizioni d'origine di questo 75S-1, il vantaggio può risultare limitato da risposte spurie, segnali a frequenze immagini o prodotti **IMD** di secondo ordine.

II) Il peggioramento della sensibilità e quindi del rapporto S/N del segnale è minore di quello che si otterrebbe con l'inserzione di un attenuatore di valore pari alla riduzione del guadagno dovuto alla "dissintonia" del preselettore e posto all'ingresso d'antenna del ricevitore. Nel 75S-1 la selettività del preselettore è data da un circuito risonante all'ingresso dell'amplificatore R.F. ed uno all'uscita: pertanto assumendo coefficienti di risonanza a carico paragonabili, una dissintonia di 20 dB è ripartita in 10 db all'ingresso e 10 dB all'uscita dello stadio. Nell'esempio citato quindi l'**MDS** non peggiora di 20 dB come nel caso di un attenuatore di tale valore posto all'ingresso del ricevitore ma sensibilmente di meno, come parimenti sarà inferiore il peggioramento della cifra di rumore del ricevitore. **Per tale motivo questa caratteristica è un altro punto a favore del preselettore regolabile manualmente.**

Ovviamente salendo in frequenza il vantaggio ottenibile con la dissintonia del preselettore risulta limitato dalla maggiore larghezza di banda e di scarso effetto pratico in 15 e 10 metri.

IV) Guadagno I.F. e Taratura S-meter

Poiché queste tre modifiche comportano complessivamente un taglio di 16..17dB del guadagno a monte del filtro di canale è necessario regolare per il massimo il guadagno della seconda media frequenza a 455KHz. Ciò è ottenuto escludendo completamente il potenziometro (**R57**) indicato nello schema di Fig.5. (o regolato a zero)

Osserviamo che ponendo a zero (**R57**) abbiamo che la gamma di controllo dell'AGC aumenta perché il valore massimo del guadagno a 455KHz aumenta: questo è un risvolto positivo. Inoltre il rapporto S/N, con guadagno I.F. al suo valore massimo, non si deteriora perché il contributo a valle del filtro meccanico rimane a valori trascurabili, avendo solo 2 stadi di amplificazione. Contestualmente l'indicazione dello strumento *S-meter* è modificata ed il valore di metà scala (S9) è ottenuto con segnale d'antenna superiore a 100 microvolt: il valore in questo esemplare è risultato 160...200 microvolt, in funzione della banda di lavoro.

Per ripristinare il valore canonico di S9= 100 microvolt è necessario introdurre una quarta modifica relativamente alla parte del circuito che pilota lo strumento. (milliamperometro da 1 mA f.s.) La soluzione più semplice consta nel porre una resistenza in parallelo ad (**R16**) in modo da abbassarne il valore ed aumentare la caduta di tensione in (**R17**). Il valore di questa resistenza è ricercato sperimentalmente ma è necessario disporre di un generatore per fornire il livello di calibrazione di 100 microvolt su impedenza nominale di 50 Ohm. Nel 75S-1 in esame l'indicazione S = 9 con 100 microvolt è stata ripristinata ponendo in parallelo ad (**R16**) una resistenza fissa di 180Kohm. Alternativamente, per avere una regolazione continua, utile anche nel tempo per seguire l'invecchiamento dei tubi, si può connettere in serie ad (**R17**) un potenziometro con valore di 20...50ohm (massimo) fisicamente montato in sostituzione di (**R57**) che viene rimosso, collegando (**R12**) direttamente a massa.

Osserviamo che il valore di S=9 può anche essere tarato per una f.e.m. della sorgente di 100 microvolt, ovvero 50 microvolt erogati su carico di 50 Ohm.



E' interessante notare che, dopo la modifica, l'indicazione dell' *S-meter* in questo 75S-1 è risultata più aderente ai valori reali dei segnali all'ingresso rispetto a quanto osservato nelle condizioni d'origine dell'apparecchio e che la soglia di intervento dell'AGC è leggermente diminuita portandosi a 0,8...1 microvolt. Il valore della tensione di soglia dato dal costruttore e citato nel manuale d'uso è di 1,5 microvolt.

Con l'indicazione $S=9$ regolata per una f.e.m. del segnale d'ingresso pari a 200 microvolt o 100 microvolt l'indicazione di fondo scala ($S9+60dB$) risulta esatta, con segnale applicato pari rispettivamente a 100mV o 50mV erogati su impedenza nominale di 50 ohm. L'indicazione dello strumento risulta corretta nell'intervallo da $S=3...4$ al fondo scala entro uno scarto di circa +/- 3dB.

5- MDS ed IMD dopo le modifiche circuitali di primo livello

Dopo aver introdotto le modifiche citate nel precedente paragrafo è stato misurato il valore del **Minimum Dectable Signal** il cui valore è risultato di -137dBm, cioè 2 dB più alto del livello misurato nelle condizioni d'origine dell'apparecchio (vedere Fig.7) ; questo livello è uguale su tutte le bande tranne gli 80 metri ove è risultato 1,5dB peggiore. Pertanto il taglio complessivo del guadagno di 16...17dB a monte del secondo mescolatore si è tradotto in una riduzione contenuta della sensibilità dell'apparecchio: -137dBm corrispondono al un segnale di circa 0,04 microvolt su un'impedenza nominale d'ingresso di 50 ohm.(con filtro I.F. per SSB largo 2,2KHz) La misura dell'intermodulazione dopo aver apportato le modifiche descritte è data in Fig.14 ed è relativa alla banda dei 40 metri, con spaziatura di 5KHz tra i due toni. In sintesi questi semplici interventi consentono :

- * Il miglioramento del *Dynamic Range* di 6 dB
- * L'incremento del punto di intercetta di 11 dB

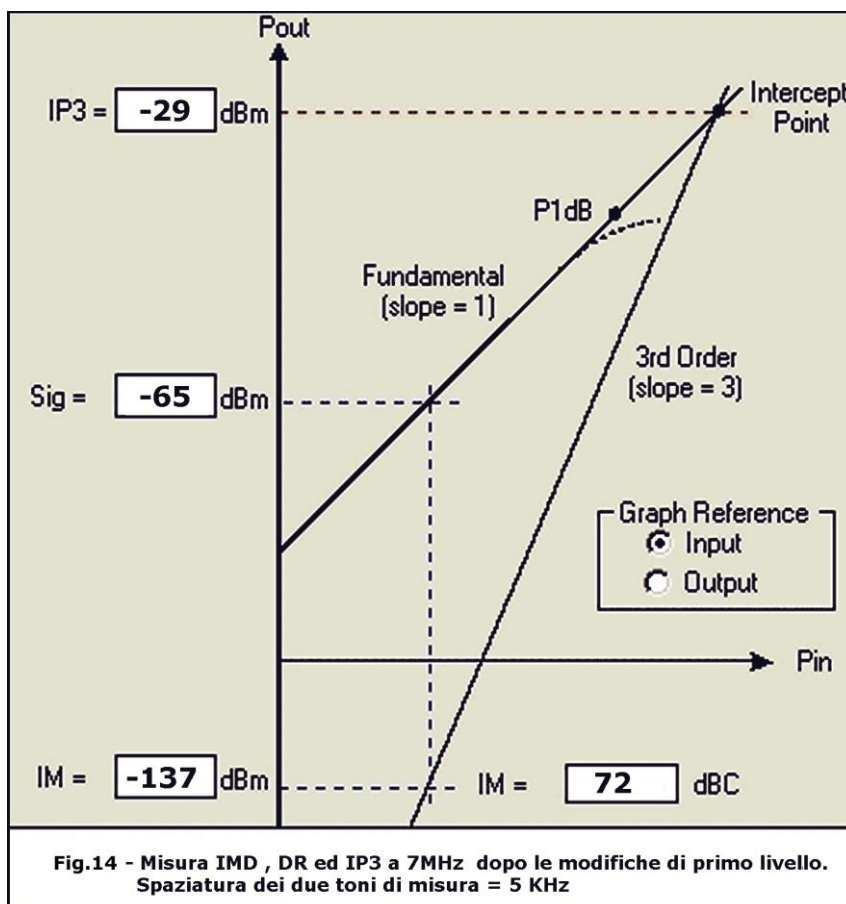


Fig.14 - Misura IMD , DR ed IP3 a 7MHz dopo le modifiche di primo livello. Spaziatura dei due toni di misura = 5 KHz

Pertanto, con segnali interferenti vicini, il nostro modestissimo 75S-1 si comporta come, o leggermente meglio dell'IC756Pro2. Volendo spingere oltre il miglioramento della dinamica del ricevitore dobbiamo pensare a come migliorare il primo *mixer*, impiegando un tubo diverso con la sezione triodo a più alta transconduttanza della 6U8A e riducendo ulteriormente il livello della tensione di segnale all'ingresso dello stadio.

Osserviamo inoltre che con **IMD3DR** maggiore di 74 dB, l'interferenza da segnali molto vicini al canale non è data dai prodotti d'intermodulazione di terzo ordine ma dalle caratteristiche di "*ultimate rejection*" del filtro meccanico come evidenziato in Fig.6.

Il 75S-1 non si presta all'inserzione di un secondo filtro meccanico o piezoceramico in cascata a quello esistente per aumentare l'attenuazione fuori banda, se non con una modifica radicale che snatura l'originalità dell'apparecchio. Non così per i modelli successivi della *S-line*, a partire dal 75S-2 che consentono l'inserzione agevole e semplice di un secondo filtro di Media Frequenza in cascata a quello originale: tale soluzione verrà eventualmente illustrata in un altro lavoro.

Una dinamica di 72 dB è pertanto "bilanciata" con la caratteristica di selettività dell'apparecchio quale risultante nelle condizioni di origine. Ma a questo punto il lettore potrà chiedersi quali siano i ricevitori moderni che abbiano prestazioni superiori nelle condizioni di misura indicate. La risposta la si trova consultando attentamente le valutazioni strumentali attendibili, quali ad esempio quelle eseguite nel laboratorio della ARRL. Ad esempio in QST (Agosto 2004) è riportata la valutazione dell'ICOM IC-7800, apparato recentissimo che si colloca - anche in termini di costo - all'apice della gamma di questa casa: in HF il *dynamic range* con spaziatura di 5 KHz e preamplificatore inserito vale 80...86 dB, quindi 8...14 dB meglio del nostro 75S-1 modificato: è tanto o poco a distanza di quasi mezzo secolo dalla sua nascita? Lascio al lettore la risposta... In ogni caso con 5KHz di spaziatura il rumore di fase dell'oscillatore locale del IC-7800 comincia a farsi sentire e costituisce il limite crescente per segnali interferenti progressivamente più vicini.

Il livello di questo rumore vale -120dBc/Hz a 4KHz dalla portante (fonte: ARRL Laboratory) mentre quello dell'oscillatore a quarzo del 75S-1 è almeno 35...40 dB più basso. Ed i 100...105 dB di dinamica **IMD3** specificati che significato hanno ?

Sull'argomento un commento lapidario lo ha già dato da tempo un noto collega americano W8JI, Charles Rauch :

...Wide-spaced IMD test inflate performance , and gives us meaningless numbers for real world Common design problems are easily and often missed when wide spacing is used...

(... Le misure IMD con spaziatura dei toni elevata forniscono prestazioni "inflazionate" con valori privi di senso, ovvero lontane dalle condizioni reali; con tali misure i problemi ed i limiti del progetto sono facilmente elusi ...)

Nell'impiego pratico d'impiego dopo le modifiche questo 75S-1 è apparso significativamente meno suscettibile alla **IMD** rispetto alle condizioni originali, probabilmente anche per il dimezzamento della banda passante del *roofing filter* che riduce la potenza totale dei segnali incidenti inviati al secondo mescolatore.

Anche la sintonia del preselettore, nelle ore serali in 80 e 40 metri, è apparsa più incisiva e priva di risposte spurie adiacenti (prodotti IMD di secondo ordine ed immagini) per lo stesso motivo citato.

6- Modifiche circuitali di secondo livello

Circa le modifiche di secondo livello, alcune sono descritte sommariamente, altre sono in corso d'opera su un altro esemplare e necessitano una valutazione più attenta circa la ripetibilità dei risultati. Queste presuppongono un diverso cablaggio di alcune parti del ricevitore e/o modifiche marginali. In tutti i casi, per essere coerenti, tali operazioni devono essere eseguite con i componenti



disponibili negli anni '60-70 col presupposto che si debba avere un minimo di esperienze pregresse nel recupero di apparati d'epoca, onde prevenire danni irreversibili.

A) Circuito Notch

Il 75S-1 è sprovvisto di circuito *notch* ma la Collins aveva previsto - come opzione - l'inserzione di un *Q-Multiplier*. Tale circuito veniva inserito sul circuito anodico del primo stadio d'amplificazione di Media Frequenza.(vedere Fig.5b) Tuttavia questa soluzione venne rapidamente abbandonata nelle versioni successive con l'inserzione di un circuito di reiezione (*Rejection Tuning*) con comando dal pannello e realizzato con un doppio triodo connesso in una rete di reazione a "T". Poiché nell'esemplare in esame il proprietario precedente aveva rovinato l'originalità dell'apparecchio con un foro aggiuntivo sul pannello, questo è stato utilizzato per la realizzazione di un semplice circuito di reiezione (*notch*) con un circuito risonante serie connesso tra la griglia del primo amplificatore I.F. (valvola (V4) in Fig.5b) e massa. Il circuito è composto da un risonatore piezoelettrico connesso in serie ad un piccolo condensatore variabile (15pF) per la regolazione della frequenza. Il risonatore piezo-ceramico a forma di parallelepipedo di colore bianco è visibile in Fig.15



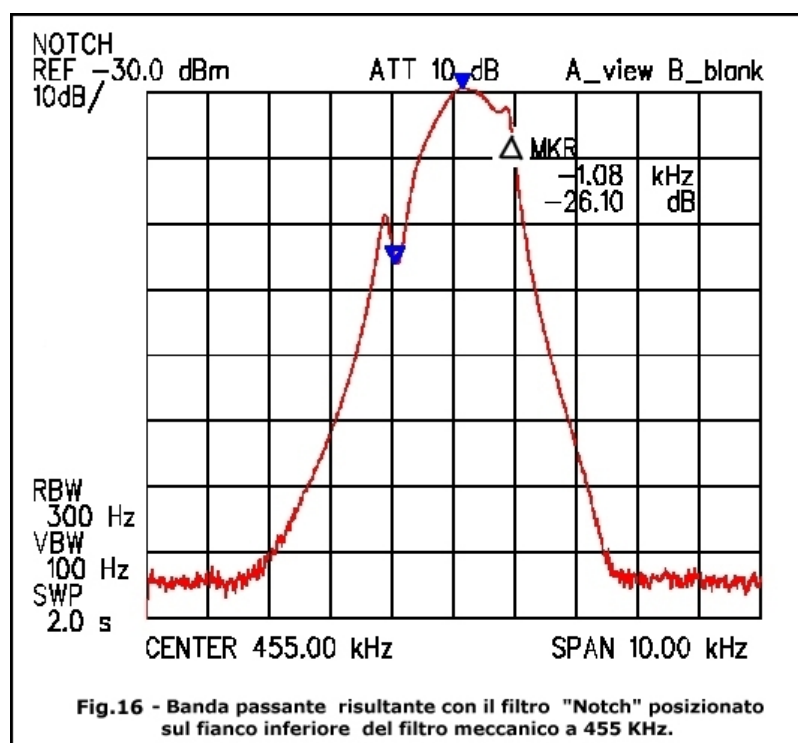
Fig.15 -Semplice circuito Notch con risonatore piezo-ceramico e condensatore variabile per la regolazione della frequenza di reiezione

Il risonatore ceramico (Murata CSBF 455J) ha un coefficiente di risonanza a vuoto $Q_0 = 3000 \dots 3500$. Poiché il risonatore ha una capacità equivalente parallelo piuttosto elevata (circa 250 pF) l'attenuazione introdotta da questo semplice circuito varia in funzione della frequenza di sintonia ed è limitata a valori dell'ordine di circa 20...25dB. In Fig.16 è riportata la risposta complessiva in media frequenza con la frequenza *notch* posizionata sul fianco della banda passante. Per ottenere attenuazioni più elevate è necessario ricorrere a circuiti più complessi, in struttura bilanciata, eventualmente con 2 risonatori uguali. In ogni caso i normali risonatori a quarzo non sono utilizzabili perché il rapporto L/C del circuito risonante equivalente è molto elevato e non consente d'ottenere una gamma di sintonia sufficiente, anche con reti a traliccio come i filtri con "*Phasing*", comunemente impiegati nei ricevitori professionali sino agli anni '60. L'utilità di questa soluzione per la soppressione dei battimenti dovuti a

segnali interferenti CW è limitata, mentre la riduzione della banda passante con continuità su entrambi i fianchi del filtro meccanico consente un miglioramento del rapporto S/N sia in SSB che in CW. In particolare nel traffico in CW si sente meno la mancanza del secondo filtro meccanico dedicato previsto dalla Collins al tempo di produzione dell'apparecchio ma difficile da recuperare ai nostri giorni.

Naturalmente non si consiglia assolutamente di praticare questa modifica con fori aggiuntivi sul pannello del ricevitore.

Unica possibilità pratica, discutibile ma reversibile, consta nel rimuovere il connettore (Jack) per la cuffia ed utilizzare lo spazio relativo per l'inserzione del condensatore variabile di regolazione. (l'uscita audio è comunque disponibile sul retro del ricevitore)



In futuro saranno studiate e sperimentate soluzioni diverse e più complesse del semplice circuito *notch* descritto al fine di aumentare la profondità di reiezione mantenendone stretta la banda di attenuazione.

b) Modifiche primo mixer

Nell'affrontare i cambiamenti del primo mixer dobbiamo tenere conto delle prestazioni di sensibilità e IMD raggiunte con le modifiche di cui al Par.4. Dopo tali modifiche il rumore del ricevitore è risultato di 5...10 KTo , ovvero una cifra di rumore (*Noise Figure*) NF= 7...10 dB, in funzione delle diverse bande coperte.

Pertanto sarebbe possibile un ulteriore miglioramento della **IMD3** di qualche Decibel aumentando il valore di (C83) a 330pF : ciò comporterebbe un aumento della Cifra di Rumore del ricevitore a valori ancora accettabili (circa 13dB) anche per le bande alte: anche questa ipotesi sarà verificata su un altro esemplare.

L'unica strada percorribile per miglioramenti successivi - sempre col vincolo di mantenere inalterata l'impostazione del primo stadio convertitore - consta nell'impiego di triodi con fattore di merito e transconduttanza elevata. In tal modo si può ridurre l'impedenza di sorgente del segnale R.F. - quindi il livello di tensione a parità di potenza incidente - mantenendo un basso rumore dello stadio associato ad un buon guadagno di conversione. Le modifiche studiate sono state vagliate di volta in volta con la misura di guadagno e rumore. Ridurre l'impedenza dei sorgente per il segnale R.F. applicato alla griglia del triodo convertitore implica l'aumento del partitore capacitivo costituito da (C83/C82).

Per la misura del rumore e' stato utilizzato uno strumento antico ma tutt'oggi validissimo in HF : il generatore di rumore Rohde & Schwarz SKTU. (Fig.17)

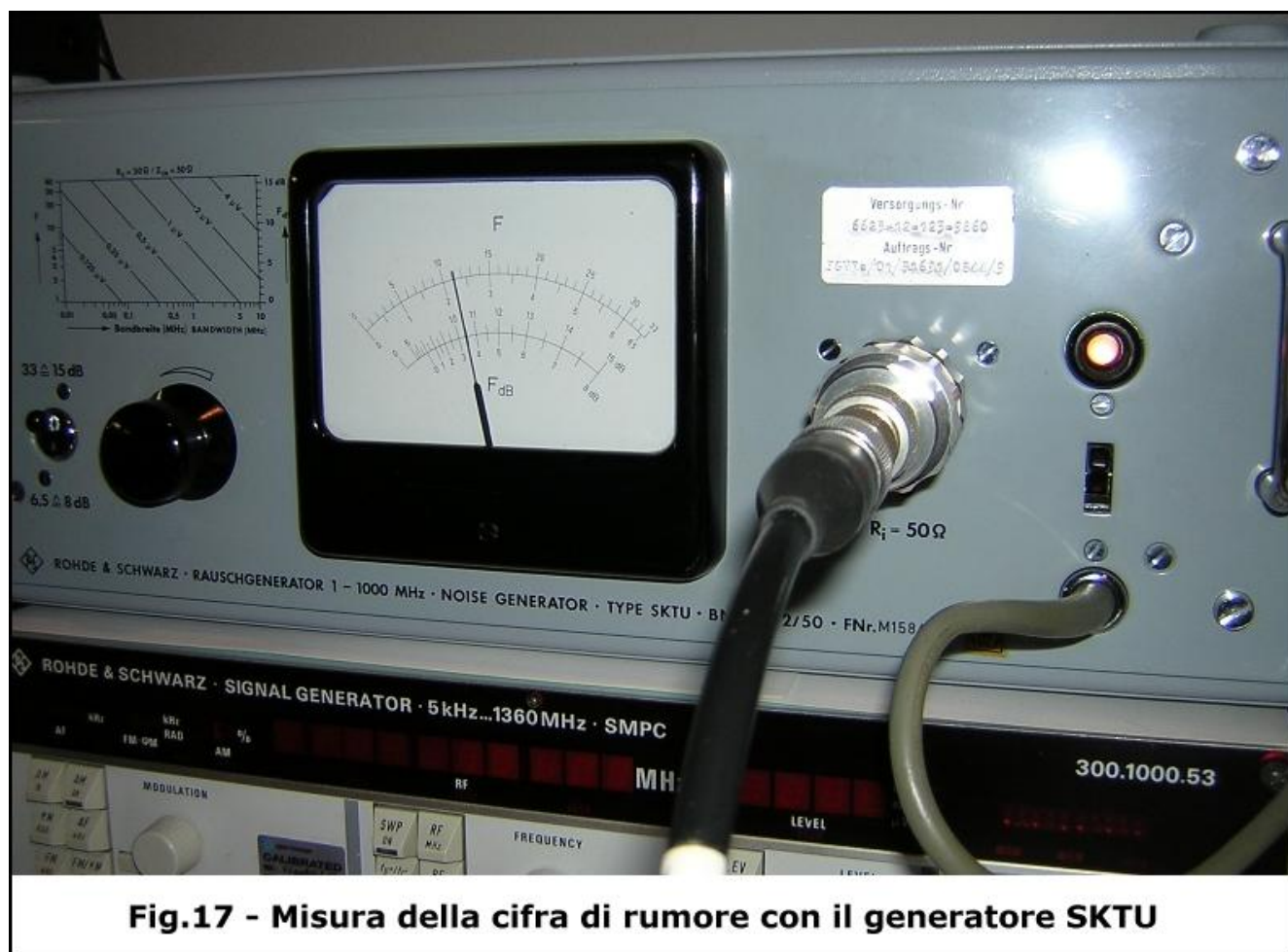


Fig.17 - Misura della cifra di rumore con il generatore SKTU

Questo strumento è un generatore di rumore calibrato in unità " **kTo**" e Decibel di Cifra di Rumore e consente misure affidabili e ripetibili in modo semplice.(per cifre di rumore non bassissime entro circa $\pm 0,5$ dB) Infatti rispetto alle apparecchiature più complesse (HP8970A ed Eaton2075) che normalmente impiego per le misure in microonde, il generatore SKTU consente di effettuare la misura senza accedere al circuito interno del ricevitore. Per effettuare la misura, l'uscita dello strumento è collegata all'ingresso del ricevitore (posizionato in modo SSB/CW e con AGC escluso o con soglia sufficientemente elevata come nel caso del 75S-1 in esame) mentre all'uscita audio è collegato un voltmetro per BF, preferibilmente a valore efficace (*true rms*) e con scala relativa in Decibel (nel mio caso HP339A). Con il generatore di rumore posizionato a zero, si regola il livello audio per ottenere una comoda indicazione del voltmetro. (ad esempio - 6dB)

Quindi si aumenta gradualmente il livello d'uscita del generatore di rumore SKTU sino ad ottenere un aumento di 3dB nella lettura del voltmetro. (ad esempio si passa da -6dB a -3dB) Un aumento di 3dB del rumore in uscita del ricevitore equivale al raddoppio della potenza totale equivalente all'ingresso del ricevitore. In altri termini la potenza di rumore fornita dal generatore è uguale a quella propria del ricevitore e pertanto in queste condizioni il livello di rumore in unità "**KTo**" e/o la Cifra di Rumore in Decibel sono letti comodamente sulla scala calibrata del SKTU. Per una brevissima (e semplificata) trattazione del Fattore di Rumore si rimanda all'Appendice (1)

APPENDICE 1 : Fattore di rumore e misura

L'argomento è trattato in modo semplificato al fine di renderne comprensibile gli aspetti salienti anche ai radioamatori neofiti e/o non dotati di esperienza specifica.

Il Fattore di Rumore "F" di un ricevitore , così come per qualsiasi quadripolo lineare attivo o passivo, è definito da un numero dato dal rapporto tra 2 rapporti ovvero tra il rapporto del segnale/rumore (Si/Ni) del segnale (Si) all'ingresso del ricevitore e quello presente all'uscita (So/No) :

$$F = (Si/Ni) / (No/So) \quad (1)$$

La potenza di rumore all'ingresso (Ni) assunta come riferimento è quella associata al rumore termico della resistenza della sorgente (del segnale) alla temperatura ambiente "To". La temperatura ambiente di riferimento è espressa in valore assoluto: **To=290 Kelvin**. Questa potenza di rumore vale:

$$Ni = kToB = (-174dBm/Hz) \times B \quad (2)$$

ove (k) è la costante di Boltzmann e (B) è la larghezza di banda. (in Herz)

Pertanto questa potenza rappresenta la soglia di rumore naturale alla temperatura ambiente che - con larghezza di banda unitaria - vale -174 dBm.

Il rapporto tra il segnale d'uscita e quello d'ingresso So/Si rappresenta il guadagno.

Pertanto chiamando $G=So/Si$ il guadagno del ricevitore (o del quadripolo generico) l'espressione precedente può essere riscritta :

$$F = No / (G \times kToB) \quad (3)$$

Se il ricevitore fosse ideale - cioè senza alcun contributo aggiuntivo al rumore naturale della resistenza della sorgente del segnale d'ingresso - avremmo che il rumore presente all'uscita diviso per il guadagno sarebbe $No/G = kToB$ e l'espressione precedente assumerebbe valore $F=1$.

In un ricevitore non ideale (No/G) rappresenta il livello di rumore equivalente totale presente all'ingresso del ricevitore e pertanto la (3) può essere riscritta :

$$F = n \times kToB / kToB = n \times kTo/kTo \quad (4)$$

Quindi la potenza di rumore totale (per la banda unitaria) presente all'ingresso di un ricevitore non ideale può essere espressa come "n" volte la potenza di rumore naturale di riferimento ovvero :

quante unita' "kTo" vale la potenza di rumore totale equivalente presente all'ingresso del ricevitore

Il numero "n" è pertanto coincidente col Fattore di Rumore "F" essendo quest'ultimo il valore di "No/G" normalizzato alla potenza di riferimento "kTo".

Il Fattore di Rumore "F" è un numero puro indipendente dalla banda passante del ricevitore ed in forma logaritmica è chiamato **Cifra di Rumore (Noise Figure)** :

$$NF = 10 \log F \quad (5)$$

La caratterizzazione delle prestazioni di sensibilità dei sistemi (radio , radar etc.) con l'indicazione della potenza di rumore equivalente (per banda di 1Hz) presente all'ingresso - ovvero in unità " kTo" - è stata sempre una peculiarità delle apparecchiature tedesche sin dagli anni '30, forse anche per aderenza con la grande tradizione nello sviluppo della fisica teorica di fine '800 inizio '900 scorso.



Alternativamente, nelle applicazioni ove sono in gioco fattori di rumore bassissimi, come ad esempio nelle comunicazioni spaziali o nelle applicazioni scientifiche quali la radioastronomia, la sensibilità dei sistemi è generalmente valutata in termini di **Temperatura equivalente di rumore "Te"** : sull'argomento si rimanda alla letteratura specializzata.(Ref. 5,6)

Diversi sono i generatori di rumore usati nelle misure pratiche degli apparati: semiconduttori, tubi a vuoto, tubi a gas, resistenze ad alta e bassa temperatura etc. In Fig.18 è illustrato lo schema di principio di un generatore di rumore con diodo a vuoto che funziona in condizioni di saturazione, ovvero con la corrente limitata solo dalla temperatura del catodo e quindi in assenza di carica spaziale: tale sorgente di rumore è utilizzabile anche ai nostri giorni con buona precisione sino alle bande VHF/UHF. Il diodo D1 - tipo 5722 costruito dalla Sylvania - è ancora oggi facilmente reperibile sul mercato *surplus*.

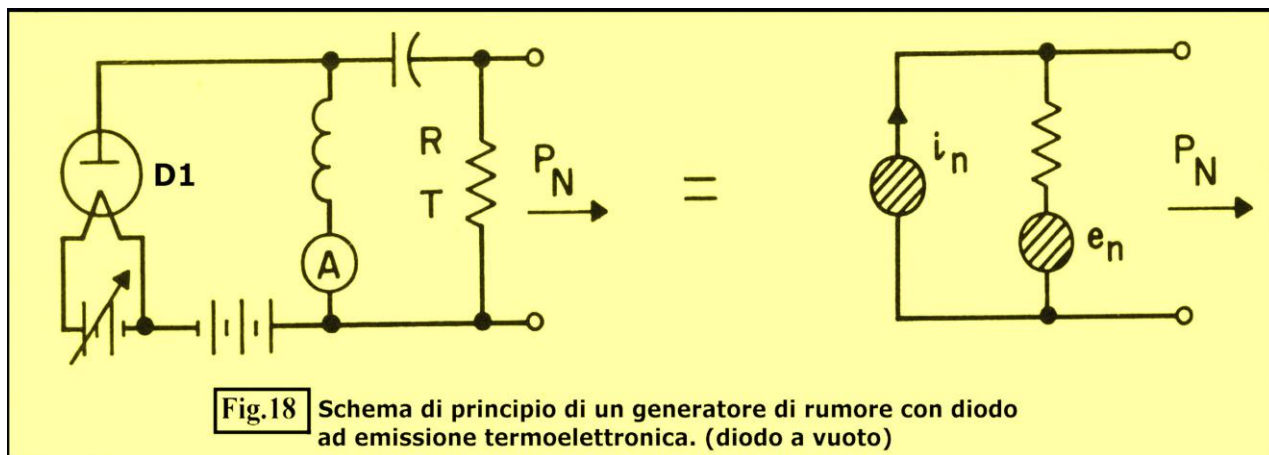


Fig.18 Schema di principio di un generatore di rumore con diodo ad emissione termoelettronica. (diodo a vuoto)

Il diodo equivale ad un generatore di corrente ("**i_n**") che caricato su una resistenza (**R**) presenta una potenza di rumore disponibile pari a quella generata dalla corrente anodica sommata a quella propria della resistenza. Questa potenza vale :

$$P_{av} = kB(5800IR + T) \quad (6)$$

ove:

I = la corrente anodica del diodo in Ampere

R = resistenza di sorgente (posta in parallelo al diodo) in Ohm

T = la temperatura assoluta cui si trova la resistenza di chiusura **R**
(generalmente prossima a 290 Kelvin, ovvero pari a **T₀**)

B = Banda passante considerata

Le sorgenti di rumore sono spesso caratterizzate in termini di **ENR**, ovvero "**Excess Noise Ratio**": questo parametro esprime il rapporto tra la potenza di rumore disponibile in eccesso a **kT₀B** ed il valore **kT₀B**.

Dalla (6) con **T=T₀** abbiamo che :

$$ENR = (kB(5800IR + T) - kT_0B) / kT_0B = 20IR \quad (7)$$

I generatori con diodo a vuoto hanno il vantaggio che la potenza di rumore in uscita può essere regolata con continuità variando la corrente continua che scorre tra catodo e anodo. Poiché il diodo opera nella regione di saturazione, la regolazione è ottenuta convenientemente variando la temperatura del catodo, con variazione dalla tensione di alimentazione del filamento.

Il generatore SKTU ha due gamme di regolazione con due valori di fondo scala: 6,5 KTo e 33 KTo. (N.F. di 8 dB e 15 dB)

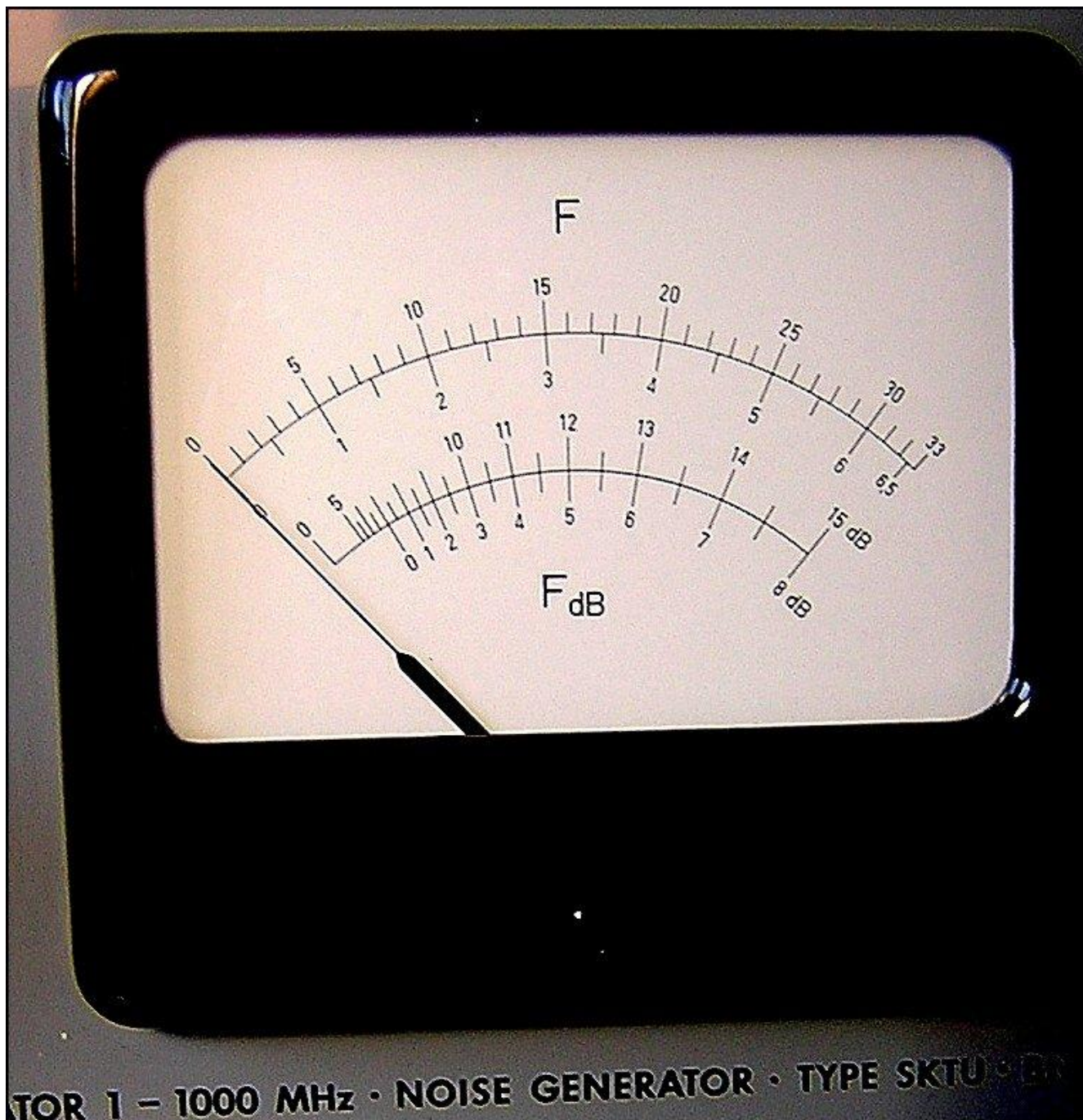


Fig.19 Lo strumento del generatore di rumore SKTU : le due scale superiori (F) indicano la potenza di rumore erogata in unita' "kTo" e due inferiori la corrispondente Cifra di Rumore in Decibel.

In Fig.19 osserviamo che le due scale superiori (F) sono lineari ed indicano le unità "kTo" della potenza di rumore erogata: ciò perché il milliamperometro è direttamente pilotato dalla corrente anodica che scorre nel diodo. Le scale inferiori hanno invece andamento logaritmico essendo il valore corrispondente della cifra di rumore del quadripolo misurato (ricevitore, preamplificatore, convertitore o altro) allorché la potenza di rumore propria eguaglia quella del generatore. Osserviamo ad esempio che $F=2$ KTo corrispondono ad una cifra di rumore N.F.=3dB , 4 KTo= 6dB , 10 KTo = 10 dB come dato dalla espressione (5).

I generatori di rumore con diodo a vuoto sono utilizzabili sino alle UHF ed il limite in frequenza è dato dal tempo di transito degli elettroni dal catodo all'anodo. Ancora oggi questi generatori possono essere autocostruiti dai radioamatori interessati alla sperimentazione, così come negli anni '50 e '60 facevano gli OM che si dedicavano alle VHF/UHF, per valutare la Cifra di Rumore delle autocostruzioni e che

certamente non disponevano dell'abbondante offerta di strumenti usati quale abbiamo oggi. Tali esperienze hanno validità ancor oggi : se siamo interessati solo alle HF e VHF, impiegando il diodo 5722 possiamo realizzare un generatore di rumore calibrato senza ricorrere a costruzioni complicate ed a costi assai contenuti.

Un eccellente misuratore di Cifra di Rumore con il diodo 5722 è riportato in tutti gli "Handbooks" degli anni '60 e '70 (Ref.7) : è una semplice costruzione che può essere riprodotta anche ai nostri giorni senza l'ausilio di strumentazione.

Bibliografia

- 1) " Collins Torsional Mechanical Filters" - Rockwell Collins catalog -
(<http://www.rockwellcollins.com/about/additionalproducts/collinsfilters>)
- 2) "QST Product Review Expanded Test Reports"
(<http://www.arrl.org/members-only/prodrev/reports.html>)
- 3) " Compendium UHF e microonde " I2SG - Pag.220 (TR d'antenna con diodi PIN a basso Costo)
- 4) " I tubi elettronici " Austin Vitruvius Eastman -
Edizioni scientifiche Einaudi- Edizione 1957
- 5) "Noise Performances factor in communications system"
W.W. Mumford , E.H. Scheibe - Horizon House - Microwave , Inc . Dedham
Massachusetts
- 6) " Modulation Noise and Spectral Analysis " P.F. Panter - Mc Graw Hill
- 7) " The radio amateur's handbook" (41st Edition by ARRL , 1964) :
The Diode Noise Generators (pag.528...530)

