

Ricevitore Collins 75A-3

Riscoperta ed aggiornamento di un famoso RX

Prima parte

di Gianfranco Sabbadini

I2SG



Fig. 1 - Il ricevitore 75A-3

Una storia di successo

Dopo il secondo conflitto mondiale e prima dell'avvento della SSB i radioamatori hanno potuto accedere ad una vasta gamma di ricevitori per Onde Corte, quale non si era mai vista prima. La maggioranza degli apparecchi derivava dal mercato del surplus militare, ma abbondante era anche l'offerta di prodotti nuovi appositamente progettati per impiego radiantistico. Con pochissime eccezioni - quali ad esempio la Geloso - la quasi totalità della produzione radiantistica era statunitense: Hallicrafters, National, Collins, RME, Hammarlund ed altre case minori a

partire dalla fine degli anni '40, lanciavano ogni anno prodotti nuovi che si diffondevano in tutto il mondo con vicende alterne di successi o insuccessi commerciali. La quasi totalità degli apparecchi aveva una architettura circuitale simile: circuito supereterodina ad una o più conversioni, primo Oscillatore Locale libero, selettività variabile in Media frequenza con singolo risonatore a quarzo, lettura della frequenza e stabilità piuttosto modeste, particolarmente sulle bande più alte. In molti casi questi nuovi prodotti registravano anche passi indietro rispetto ai migliori progetti di fine anni '30 o non applicavano alcune soluzioni vincenti quali si erano dimostrate in alcuni grandi apparecchi del periodo bellico come il famoso modello E52 (nome in codice "Köln") della Telefunken.

In questo panorama tuttavia nel 1949 vide la luce una eccezione: un RX che si distaccava completamente da tutti gli altri con miglioramenti radicali rispetto ai ricevitori del periodo

bellico e precedenti: si trattava del ricevitore Collins modello 75A-1. Nel 1949 questo ricevitore venne pubblicizzato in **QST** ed in altre diffuse riviste radiantistiche come "Il primo ricevitore radiantistico realmente innovativo dopo l'avvento del circuito supereterodina" (...*The first really new amateur receiver since the advent of the superhet circuit...*)

In effetti il miglioramento delle prestazioni era radicale perché la prima conversione era realizzata con oscillatore fisso controllato a quarzo per una stabilità in frequenza senza pari, anche sulle bande più alte. La prima Media Frequenza era variabile - in passo con i circuiti di preselezione R.F. d'ingresso - e la seconda conversione era ottenuta con un nuovo Oscillatore Locale a permeabilità variabile (**PTO: Permeability Tuned Oscillator**) con variazione lineare della frequenza di sintonia. Il **PTO** (Modello 70E-7) era diretto discendente da quello del periodo bellico inventato per la Collins da Ted Hunter e consentiva un grado di stabilità in frequenza e precisione elevati. Ciò si traduceva in un controllo preciso della frequenza di ricezione non riscontrabile in nessun altro apparecchio del tempo. Tali peculiarità costituirono standard di eccellenza ineguagliati per oltre 15 anni, anche dopo l'avvento della SSB.

Il modello 75A-1 copre le bande degli 80, 40, 20, 15, 11 e 10 metri ed al tempo è affiancato dal trasmettitore da 150 watt in AM/CW modello 32V1: questi apparecchi sono stati indiscutibilmente in assoluto i migliori prodotti r radiantistici costruiti in serie alla fine degli anni '40.

Nell'edizione di luglio 1950 delle riviste **QST** e **CQ** con doppia pagina a colori viene annunciato un primo miglioramento del prodotto con il lancio del modello 75A-2.

Il modello 75A-2 riteneva la medesima impostazione circuitale del 75A-1 ma con significativi miglioramenti:

- 1) E' inclusa la banda dei 160 metri.
- 2) E' utilizzato un migliore **PTO** (tipo 70E-12) direttamente derivato da quello dei ricevitori a copertura continua per impieghi militari.
- 3) E' migliorato il filtro a cristallo per il CW con un nuovo circuito.
- 4) Sono inclusi due limitatori di disturbi distinti: uno per CW ed uno per AM.
- 5) E' incluso un "Antenna trimmer" per la sintonia fine del circuito d'ingresso.
- 6) E' prevista l'inserzione di un modulo opzionale per la ricezione dei segnali modulati in frequenza (**NBFM**)

Peso e dimensioni del 75A-2 rimangono sostanzialmente invariate ma il nuovo modello include una diversa scala con un tamburo rotante per l'indicazione dei megacicli ed una mascherina sagomata a "V" come per i ricevitori a copertura continua della serie 51].

Verso la fine del 1952 la Collins introduce un "Kit" adattatore per l'inserzione di un filtro meccanico: i ricevitori così modificati assumono la dicitura 75A-2A.

Ultima evoluzione è il modello 75A-3 con l'introduzione di serie dei filtri meccanici: una novità assoluta che consente una curva di selettività pressoché ideale per il traffico in fonia. A parte l'introduzione dei filtri meccanici (due, di cui uno fornito di serie ed un altro opzionale) seleziona-

	75A-1	75A-2	75A-3	75A-2A
Introduced	Oct 1949	July 1950	Dec 1952	Apr 1953
Discontinued	1950	1951	1954	1957
Lowest sn	2	6	9	870
Highest sn	1911	2125	1775	---
Total Made	2000	2200	1800	Incl. in A-3
Grand Total = 6,000				

Tab. 1 - 75A-1/2/3/2A receivers

bili dal pannello frontale, il modello 75A-3 è uguale al modello precedente 75A-2 ed è stato l'ultimo RX r radiantistico prodotto dalla Collins Radio prima dell'avvento della SSB nel 1955 con l'introduzione del rivoluzionario 75A-4.

In tab.1 sono riportati i dati di produzione di questa famiglia di ricevitori che costituisce una storia di successo unica ed, in termini relativi, irripetibile.

In totale, nelle diverse versioni, furono prodotti 6000 apparecchi il cui prezzo di vendita era:

- nel 1949: 375 dollari per il 75A-1
- nel 1951: 420 dollari per il 75A-2
- nel 1954: 530 dollari per il 75A-3

I prezzi indicati non includono il costo del modulo opzionale per la **NBFM** e quello del calibratore con cristallo a 100 kHz. Quindi, considerando il periodo ed il potere d'acquisto della moneta, solo gli OM più facoltosi potevano permettersi l'acquisto di questi ricevitori: ma - fatto irripetibile ai nostri giorni - chi poteva permetterselo aveva la soddisfazione, oltre che l'evidenza nell'impiego pratico, di utilizzare un RX con caratteristiche uniche, ineguagliate e irraggiungibili da qualsiasi altro prodotto commerciale allora disponibile.

L'architettura del circuito, la componentistica professionale, il **PTO**, i filtri meccanici e l'accuratezza d'esecuzione anche dei più piccoli particolari costituivano una differenza abissale.

In questa nota sono esaminati i punti salienti di questo ricevitore ed è illustrato il modello 75A-3 ottenuto recentemente in modo fortunoso da un radioamatore nel Texas. L'esemplare acquisito

giaceva inutilizzato da moltissimi anni ma - polvere a parte - in condizioni molto buone ed originali, difficilmente riscontrabili per apparecchi di questo periodo vecchi di oltre mezzo secolo. Nei diversi capitoli sono riportate le misure delle prestazioni nelle condizioni d'origine ed alcune osservazioni sulle peculiarità delle soluzioni circuitali adottate. Inoltre sono illustrati alcuni semplici aggiornamenti e modifiche - naturalmente perfettamente reversibili - quali compatibili con la tecnologia del tempo di produzione dell'apparecchio: ciò per apprezzarne l'uso corrente anche ai nostri giorni, con prestazioni di tutto rispetto, rivivendo le sensazioni di un periodo aureo del r radiantismo.

Architettura circuitale del 75A-3

In fig. 2 è riportato lo schema a blocchi del ricevitore la cui architettura è a doppia conversione. Un singolo stadio amplificatore R.F. precede un primo stadio di conversione con Oscillatore Locale controllato a quarzo e filtro della prima media frequenza variabile: il segnale all'uscita della prima Media Frequenza è inviato ad un secondo stadio convertitore pilotato dall'oscillatore locale a frequenza variabile (**PTO**) e con uscita di seconda Media Frequenza a 455 kHz. Pertanto il comando di sintonia muove simultaneamente il **PTO**, le bobine di sintonia del circuito d'ingresso (antenna), le bobine R.F. interstadio e le bobine che costituiscono il filtro della prima Media Frequenza. La frequenza di risonanza dei circuiti è modificata variando il valore del-

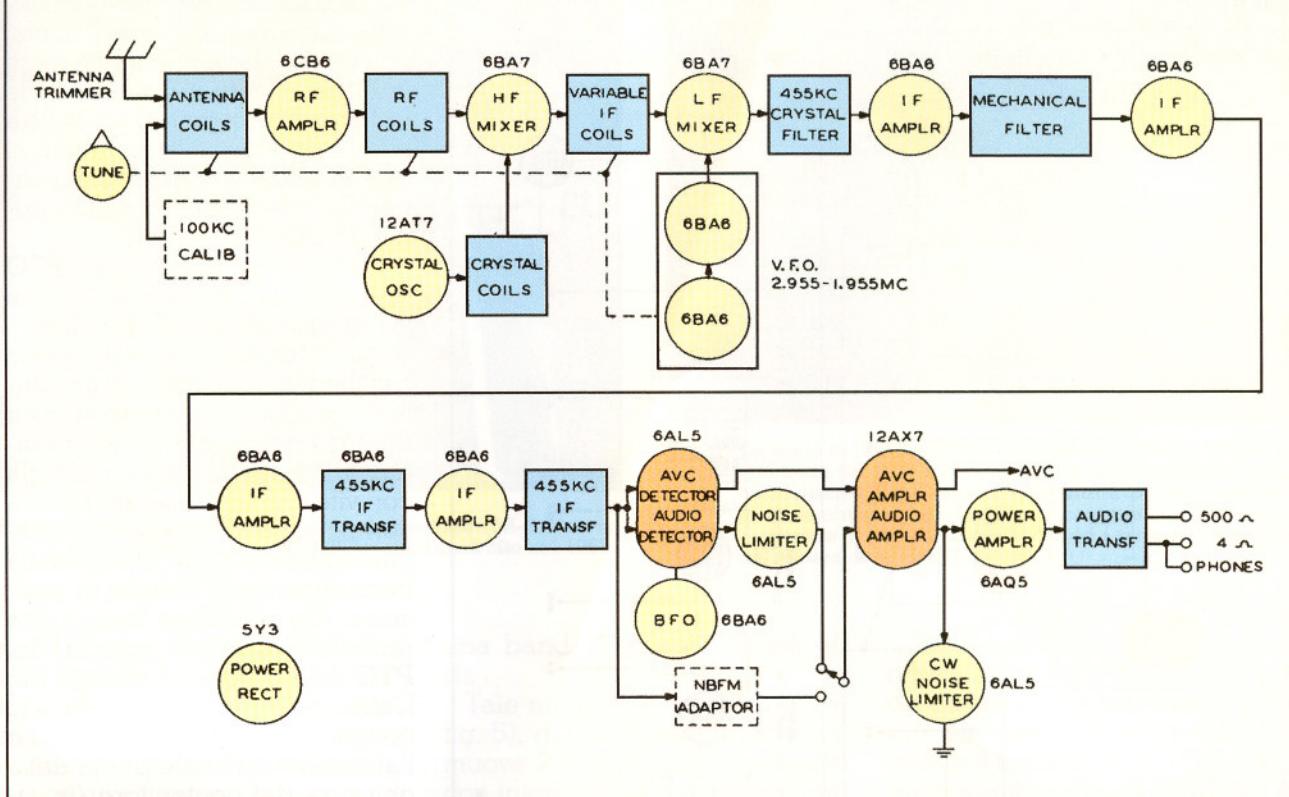


Fig. 2 - Schema a blocchi del ricevitore 75A-3

le induttanze e non con l'impiego di condensatori variabili. La frequenza del **PTO** copre l'intervallo da 2,955 MHz a 1,955 MHz e pertanto ogni banda ha una estensione di 1 MHz, tranne che in 11 metri e 10 metri che hanno estensione doppia perché il secondo mescolatore funziona come convertitore in seconda armonica dell'Oscillatore Locale.

Il secondo convertitore è seguito da un filtro con singolo quarzo e da 4 stadi di amplificazione a 455kHz: tra il primo e secondo stadio è inserito un filtro meccanico (in contenitore tipo "B"). Il rivelatore audio e quello per il Controllo Automatico di Guadagno (**AVC**) sono separati; distinti sono anche i limitatori di disturbi per CW e per la fonia in modulazione d'ampiezza. La tensione d'uscita del rivelatore per il Controllo Automatico di Guadagno (**AVC**) è inviata ad un amplificatore in corrente continua che fornisce la tensione di controllo.

Sono previste due uscite del segnale audio a mezzo di trasfor-

matore: una a bassa impedenza per altoparlante ($4\ \Omega$) ed un'altra per impedenza nominale di 600 Ω .

In totale il ricevitore impiega 18 valvole, delle quali 2 sono doppi triodi e 3 doppi diodi; si aggiungono altre 3 valvole se vengono inseriti i moduli opzionali del discriminatore per la ricezione delle emissioni **NBFM** (**Narrow Band Frequency Modulation**) tipo 148C-1 ed il calibratore con quarzo a 100 kHz tipo 8R-1. Questi moduli sono inseribili su zoccoli "Octal" disposti all'interno del ricevitore.

Un maggiore dettaglio dell'unicità della struttura circuitale del ricevitore la possiamo dedurre dal circuito R.F. semplificato di fig.3: di seguito i punti significativi.

I) Lo stadio amplificatore R.F. (valvola 6CB6) in 160 metri ed 80 metri ha il circuito d'ingresso con due bobine distinte sintonizzate dal nucleo in ferrite mosso in passo con la manopola di sintonia che muove il **PTO**. Nelle altre bande, dai 40 ai 10 metri la sinto-

nia è ottenuta con una bobina fissa per ogni banda posta in parallelo a quella a permeabilità variabile degli 80 metri. La tensione del Controllo Automatico del Guadagno (**AVC**) è applicata allo stadio RF ed ai 4 stadi di amplificazione della seconda Media frequenza a 455 kHz.

II) In 160 metri l'uscita dell'amplificatore R.F. è connessa direttamente alla Media Frequenza Variabile, mentre nelle bande da 80 ai 10 metri il sistema di accordo del circuito di placca è il medesimo di quello utilizzato all'ingresso (di griglia). Pertanto in 160 metri il ricevitore è a singola conversione.

III) Il primo Oscillatore a cristallo (con 12AT7) impiega un resonatore a quarzo con frequenza diversa per ogni banda, tranne che in 160 metri ove il primo convertitore è inutilizzato.

IV) Il sistema della prima Media Frequenza a frequenza variabile (**I.F. = Intermediate Frequency**) copre due gamme distinte: una 2,5...1,5 MHz, un'altra 5,455...3,455 MHz. Il

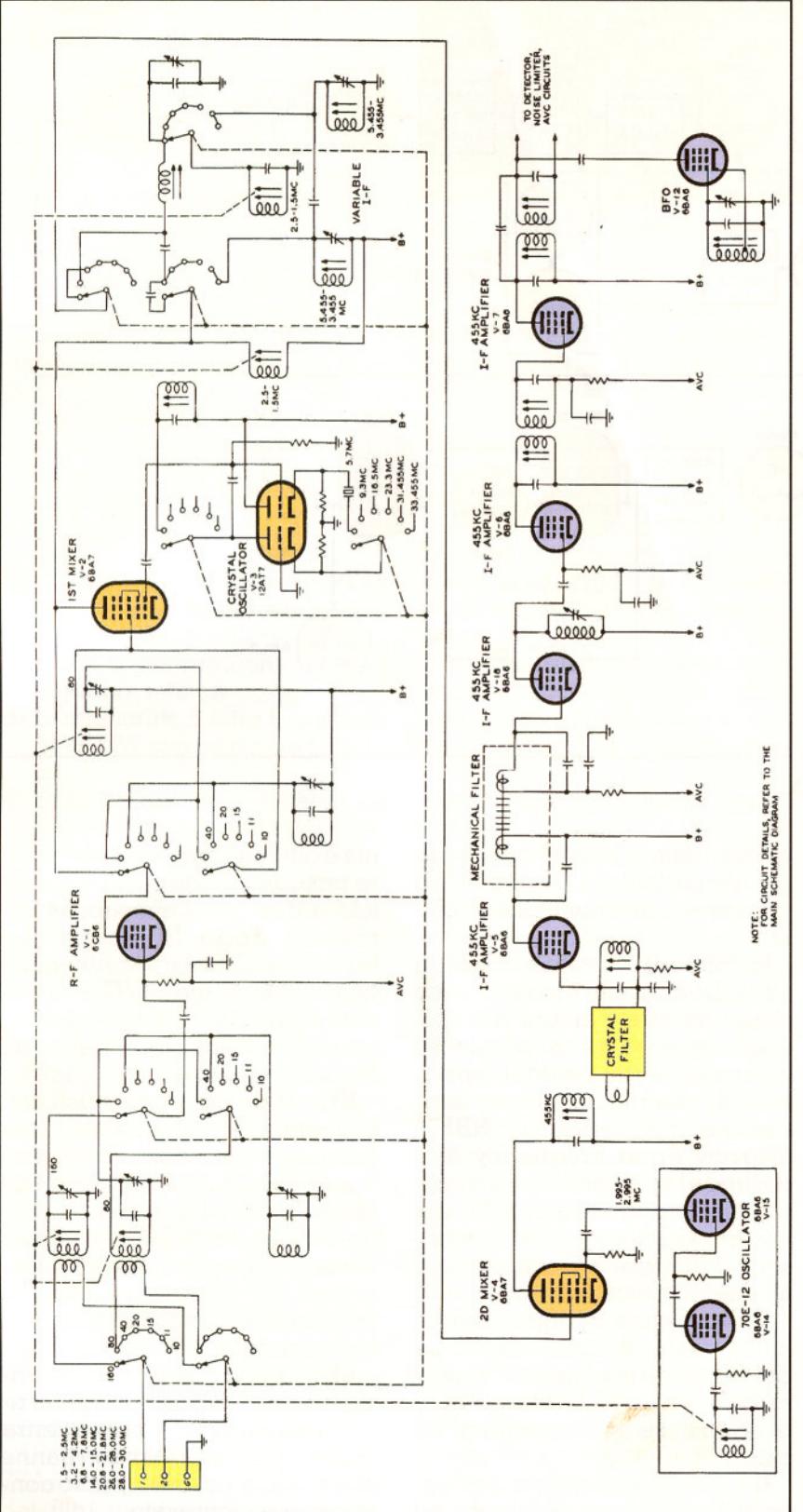


Fig. 3 - Schema semplificato dei circuiti RF

segmento di frequenza più basso corrisponde alla copertura della banda dei 160 metri. La sintonia

dei due circuiti risonanti - accoppiati capacitivamente e che costituiscono il filtro di banda di

questa Media Frequenza - è ottenuta con il movimento di 2 nuclei che variano la permeabilità degli induttori e quindi il valore delle induttanze. Il segmento più alto è coperto ponendo in parallelo ai due induttori a permeabilità variabile due distinti circuiti risonanti fissi.

V) Cuore del ricevitore è il **PTO** (tipo 70E-12, vedere fig.4) con frequenza d'uscita di 1,955...2,955 MHz. La bobina di questo oscillatore è racchiusa in un contenitore cilindrico (ermetico) con un nucleo in ferrite mosso longitudinalmente da una chiocciola con vite che imprime anche una correzione differenziale per ottenere una variazione lineare della frequenza con l'angolo di rotazione. Un soluzione meccanica raffinata, lungi da quella dei **PTO** della **S-line** di fine anni '50. L'albero di comando della vite compie 10 giri (100 kHz/giro) e l'allineamento finale prima della chiusura del contenitore (in atmosfera di azoto secco) veniva eseguito singolarmente da personale specializzato per garantire una precisione di lettura migliore di 1 kHz sull'intera escursione di frequenza; tipicamente l'errore è solo di 100...200 Hz massimi dopo calibrazione con l'armonica più vicina dell'oscillatore marker con quarzo a 100 kHz.

Nelle bande dai 160 metri ai 15 metri il segnale del **PTO** - inviato allo stadio convertitore (V4 = 6BA7) - converte il segnale presente all'uscita della Media Frequenza variabile 2,5...1,5 MHz alla frequenza differenza di 455 kHz (valore della seconda M.F.). Nelle bande degli 11 metri e 10 metri la seconda armonica del **PTO** - 3,910...5,910 MHz - è mescolata con il segnale della Media Frequenza variabile più alta, ovvero 5,455 MHz...3,455 MHz, producendo anche in questo caso un segnale alla frequenza differenza di 455 kHz. Pertanto le bande degli 11 metri e 10 metri hanno ciascuna una copertura di 2 MHz. La lettura della frequenza è immediata su tutte le bande. Con riferimento alla fig.5 notiamo due scale: quella supe-



Fig. 4 - Il PTO tipo 70E-12 utilizzato nel ricevitore 75A-3. L'esemplare illustrato (serie N° 3752) è stato costruito nel 1953.

riore lineare indica i MHz che sono riportati su un tamburo rotante, sincrono con il commutatore di banda. Il disco inferiore - connesso con un giunto omocinetico all'albero di comando del **PTO** - indica i kHz con tre scale:

a) La scala rossa, con una divisione ogni kHz e frequenza crescente con movimento antiorario, si riferisce alla banda dei 160 metri.

b) La scala nera, con una divisione ogni kHz e frequenza crescente con movimento orario della manopola di sintonia, si riferisce alle bande degli 80, 40, 20 e 15 metri.

c) La scala verde, con 2 kHz per divisione e frequenza crescente con movimento orario, si riferisce alle bande degli 11 metri e 10 metri.

Una opzione molto utile, nata con il ricevitore modello 75A-4, ma applicabile anche nel 75A-3 (ed altri apparati come la serie 51J, o la serie 32V) è una manopola "verniero" che demoltiplica di un rapporto 4:1 la sintonia, sicché per ogni giro si ha una variazione di 25 kHz. Questa opzione ("Vernier Tuning Knob": Collins part number 541 6291 00) applicata dal precedente proprietario sul 75A-3 acquisito è molto utile particolarmente in CW, considerando che abbiamo a disposizione un filtro a cristallo che nella posizione più stretta ha

una banda passante di soli 40 Hz.

Tale manopola (vedere fig. 1 e fig. 5), di ben 9 cm di diametro, muove 2 ingranaggi accoppiati con interferenza e montati su un inserto in acciaio fissato con viti al pannello del ricevitore, consentendo un movimento dolce ed assolutamente privo di gioco (*backlash*).

VII) Per coprire le 7 bande del ricevitore (160, 80, 40, 20, 15, 11 e 10 metri), sono utilizzate quindi solo 5 bobine a permeabilità variabile (oltre il **PTO**).

Le misure effettuate sull'esemplare 75A-3 acquisito hanno messo in luce un sincronismo pressoché perfetto tra **PTO**, circuiti di preselezione R.F. e Media Frequenza variabile su tutte le bande. Quest'ultimo punto evidenzia un progetto molto curato sia della parte meccanica che elettrica del ricevitore, certamente frutto del lavoro di un team di progettisti di primo ordine, probabilmente il migliore dell'industria radiotecnica professionale U.S.A. negli anni '50.

VIII) Il filtro meccanico installato di serie è il tipo F455B-31 con banda passante nominale di 3,1 kHz @ -6 dB e fattore di forma 6/60dB di 1:2,1 (visibile sul lato destro di fig.4). Questo filtro poteva essere affiancato da un altro filtro opzionale selezionabile dal pannello.

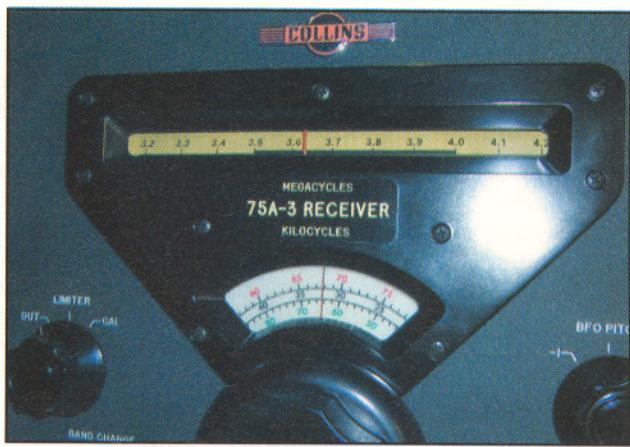


Fig. 5 - La scala di lettura della frequenza del 75A-3. L'albero di comando del PTO è connesso, con un giunto omocinetico, al disco di lettura dei kHz. La lettura dei MHz - indicati su un tamburo rotante mosso dal commutatore di banda - è ottenuta con un cursore trascinato a mezzo di funicella dall'albero di comando del PTO.

Per il traffico in CW la Collins offriva il tipo F455B-08 con banda passante di 800Hz @ -6dB e per emissioni in Ampiezza Modulata il tipo F455B-60 con banda passante di 6 kHz @ -6dB. V'è da notare che nel 1954, a partire dal numero di serie 1301, la Collins forniva i ricevitori 75A-3 dotati di un nuovo modello di filtro meccanico: il tipo F455C-31. Questo modello - meccanicamente compatibile con i precedenti - apparteneva alla nuova serie "C" caratterizzata da una minore perdita di inserzione. Per i cultori del CW vi era anche possibilità di inserire, anziché il filtro meccanico da 800 Hz, un filtro a quarzo con prestazioni eccezionali: il modello Collins X455KF300 (part number: 526 7073 020). Trattasi di un filtro con banda passante di 300 Hz e caratteristiche superlative in selettività, fattore di forma ed attenuazione minima fuori banda. Questo filtro ha i terminali di connessione meccanicamente compatibili ma per l'inserzione è necessario rimuovere la filettatura dei due pioli di guida connessi a massa, essendo originalmente previsto per altri apparati.

VIII) I due stadi convertitori sono realizzati con valvole pentagriglia (6BA7). Il secondo mixer (V4) che deve gestire segnali più elevati è stato sin dagli anni '60 una parte circuitale oggetto di

attenzione da parte degli OM più preparati che hanno sviluppato soluzioni alternative volte ad ottenere mescolatori con maggiore dinamica, impiegando altri tubi e/o ricalcando soluzioni che la stessa Collins aveva applicato in altri apparati. Tra i diversi progetti, alcuni sono molto validi e sono divenuti modelli standard applicate dagli *Old-Timers* più noti come Howard Mills, W3HM, famoso in tutto il mondo per la sua attività altamente professionale di ricondizionamento e ricostruzione delle apparecchiature Collins. In alcuni casi l'opera di ricostruzione di W3HM è pressoché totale: partendo dal trattamento galvanico del telaio e dalla serigrafia dei pannelli lavorati e verniciati esattamente come avveniva a Cedar Rapids negli anni '50, Howard Mills ricostruisce apparecchi che sono perfettamente uguali ed anche migliori dei nuovi, quali al tempo appena usciti dalla fabbrica Collins.

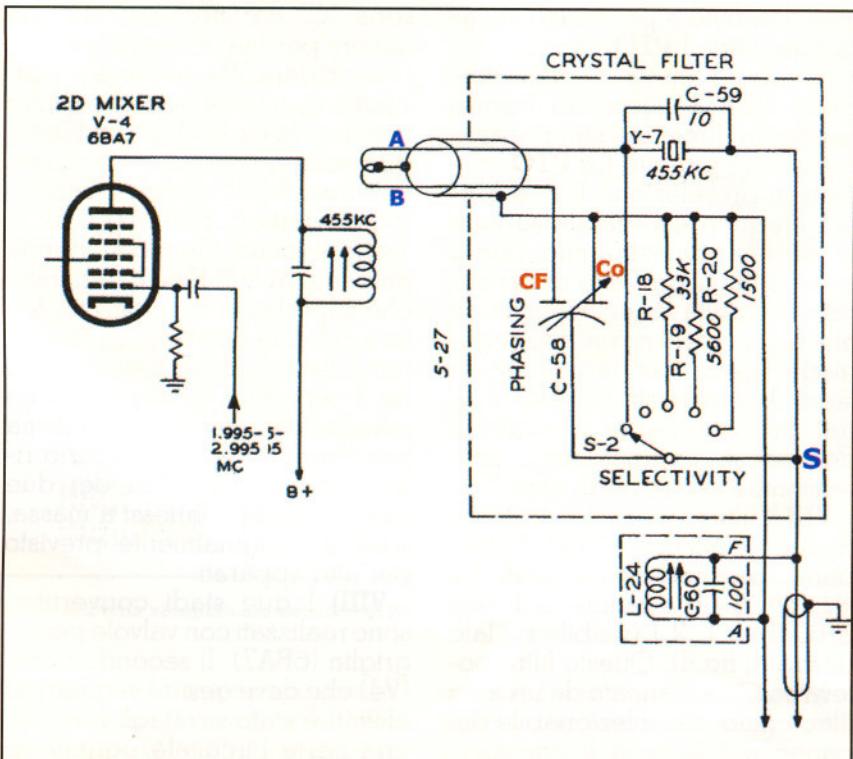
IX) Notiamo che il segnale dell'oscillatore di nota (**BFO**) è sommato al segnale in uscita dell'ultimo stadio d'amplificazio-

ne a 455kHz che viene inviato allo stadio rivelatore ed al circuito **AVC** (**Automatic Volume Control**) per il controllo degli stadi di Media Frequenza a 455 kHz e dell'amplificatore R.F. d'ingresso. Questa soluzione ricorda quella applicata nei ricevitori per Onde Corte a copertura continua della serie 51J-1...51J-4 e pone limiti sia per i circuiti **AVC** che ad eventuali modifiche per la ricezione dei segnali in SSB. Infatti il segnale del **BFO** - non essendo isolato dal circuito di rivelazione come ad esempio nei ricevitori Collins R390, R390A - è tale che sviluppa una tensione di controllo anche in assenza di segnale d'ingresso: per tale motivo, ma non solo, in CW questo ricevitore ha il circuito **AVC** disabilitato.

Il filtro a cristallo del 75A-3

Degno di nota è il nuovo circuito del filtro a cristallo che a partire dal 1950 era applicato nei modelli 75A-2 e successivamente 75A-3 con prestazioni migliori rispetto alle soluzioni precedenti

Fig. 6 - Filtro a cristallo del ricevitore 75A-3



applicate dalla Collins e da altri costruttori e che risalivano agli anni '30.

Con riferimento alla fig. 6, il funzionamento è il seguente:

I) Il segnale in uscita dal secondo mescolatore è accoppiato al filtro con un avvolgimento (*link a bassa impedenza*) con presa centrale connessa a massa. Il lato **A** dell'avvolgimento è collegato al quarzo con frequenza di risonanza serie di 455kHz. Il lato **B** è connesso al condensatore **CF** costituito da una delle due sezioni del condensatore variabile differenziale C58. Il condensatore **CF** è il condensatore di "Phasing".

II) L'avvolgimento bilanciato con presa centrale, il condensatore di "Phasing" e la capacità parallela totale del quarzo (cioè quella propria sommata a quella esterna C59) costituiscono un circuito a ponte.

III) In condizioni di equilibrio - ovvero con **CF** uguale alla capacità parallela dello XTAL - abbiamo che le relative reattanze sono uguali e quindi le correnti di segnale che le attraversano si cancellano al nodo somma **S** perché le tensioni ai punti **A** e **B** sono uguali ma in opposizione di fase.

VI) Pertanto all'uscita del filtro (punto **S**) il segnale presente è solo quello che transita per effetto della risonanza serie del quarzo. In queste condizioni la curva di risposta in frequenza è quella geometricamente simmetrica di un filtro ad una coppia di poli (singolo risonatore).

V) La larghezza di banda del filtro è funzione del coefficiente di risonanza a carico **QL** del risonatore a quarzo. Trattandosi di risonanza serie, il valore di **QL** del cristallo è progressivamente crescente col diminuire della resistenza di carico. In fig.4 notiamo che nella prima posizione del commutatore **S2** il filtro è disinserito, essendo il cristallo in cortocircuito. Nella seconda posizione il filtro è inserito ed il carico su cui è terminato il cristallo è costituito dal circuito risonante parallelo che trasferisce il segnale alla griglia del primo amplificatore di Media Frequenza: pertanto il ri-

sonatore a quarzo risulta terminato su una impedenza elevata ottenendo la banda passante più larga. Nelle 3 successive posizioni il circuito risonante è progressivamente caricato ottenendo larghezze di banda progressivamente decrescenti. Nella posizione di massima selettività il circuito parallelo (L24-C60) è caricato con una resistenza di 1500Ω e la banda passante a $\Delta -3 \text{ dB}$ è di soli 40 Hz cui corrisponde $Q_L = 455.000/40 = 11.375$.

VI) La capacità parallela totale dello XTAL forma - col circuito risonante serie del quarzo - un circuito risonante parallelo. Quando il condensatore di *phasing* **CF** è inferiore al valore di questa capacità la frequenza di risonanza parallelo è posizionata a valori più alti della risonanza serie del quarzo (i.e. 455.000 kHz) ed in corrispondenza di questa frequenza il segnale presente al nodo somma **S** è nullo. Viceversa, quando il valore di **CF** è regolato maggiore della capacità totale parallela del quarzo il circuito a ponte presenta un picco di antirisonanza - ovvero di attenuazione - posizionato a frequenze inferiori alla frequenza di risonanza serie del quarzo. Ciò, per effetto dello sfasamento di 180 gradi tra i due rami **A** ed **B** del ponte.

VII) Per quanto detto ai 2 punti precedenti, regolando il condensatore di *phasing* si ottiene un picco di reiezione (*notch*) posizionabile a frequenze inferiori o superiori a quella della frequenza centrale del filtro (i.e. frequenza di risonanza serie del quarzo $F_c = 455 \text{ kHz}$) **ma non ad F_c come avviene nei circuiti passivi a ponte RLC** quali utilizzati nei ricevitori con M.F. molto bassa (esempio Drake R-4 o Hallicrafters SX101, SX115, SX117 ed altri). Ma vantaggioso è il fatto che il picco di attenuazione - specialmente quando il filtro è regolato con Q_L elevato - è molto stretto e non introduce attenuazione del segnale al centro della banda passante come avviene nei circuiti RLC a 50 kHz o nei circuiti attivi con moltiplicatori di Q a 455 kHz, quando il picco di

attenuazione è posizionato prossimo alla frequenza centrale F_c .

VIII) Osserviamo che **CF** è connesso in parallelo al circuito di risonanza formato da L24 e C60 e che questo circuito sarebbe portato fuori sintonia con la regolazione del picco di attenuazione. Per tale motivo è stato inserito **Co** costituito dalla seconda sezione del condensatore differenziale variabile C58: se il valore di **CF** aumenta il valore di **Co** diminuisce e viceversa per cui la capacità totale **CF+Co=costante**.

Il filtro a quarzo descritto, in unione con il filtro opzionale da 300Hz precedentemente posiziona il 75A-3 tra i migliori ricevitori radiantistici valvolari per il traffico in CW. La curva di selettività del filtro a cristallo sagomata a "V" con solo 40 Hz di banda passante consente un rapporto S/N molto buono senza rischiare di perdere i corrispondenti non perfettamente in isoonda, essendo la pendenza del fianco del filtro a cristallo di soli 6dB/ottava di semi-banda passante ovvero con attenuazione di circa 20dB per una dissintonia di 200 Hz. Contestualmente i segnali con scarto maggiore di 150 Hz vengono abbattuti dal fianco del filtro X455KF300 che in poche centinaia di Hz supera 80 dB di attenuazione. A queste peculiarità si somma la possibilità di inserire un picco di attenuazione molto stretto con il comando del *phasing*. Con queste caratteristiche nasce il desiderio da parte di chi scrive di riprendere in mano il vecchio bug Vibroplex lasciato in disuso 40 anni orsono per qualche QSO, anche se con mano malferma, senza virtuosismi e con parecchi errori...

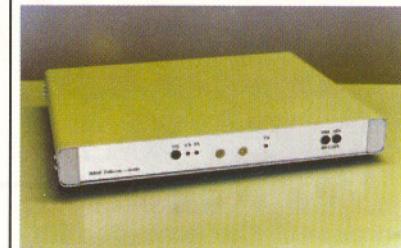
Bibliografia

- 1) "Electromechanical transducers and wave filters"
- 2) "The Pocket Guide to Collins Amateur Radio Equipment 1946 to 1980" J.H. Miller , KK5IM - Trynity Graphics Systems , Dallas Texas 75206
- 3) "Reference Data for Radio Engineers" 4th Edition - ITT

(Continua)



R I A E
TELECOMUNICAZIONI S.r.l.
Via Kaolack, n. 5 - 11100 AOSTA
Tel. 0165/363208 - Fax 0165/236724
<http://www.riae.it/> - Email: info@riae.it



RIPETITORI VHF UHF

- VHF 140-175 MHz, UHF 430-470 MHz;
- frequenze impostabili con dip switch;
- canalizzazione 12,5 kHz o 25 kHz;
- tono sub audio in RX e TX di serie;
- alimentazione 12-14 V DC.

RICEVITORE

- sensibilità 0,3 μV per 20 dB di SINAD;
- doppia conversione, 2° IF 455 kHz;
- 1° IF 21,4 MHz (VHF), 45 MHz (UHF).

TRASMETTITORE

- potenza regolabile da 0,1 a 5 W.

CARATTERISTICHE TECNICHE COMPLETE E LISTINO SU

<http://www.riae.it/>

Surplus di ripetitori Motorola

9Tek NineTek

16020 Davagna - GE
SEDE E PUNTO VENDITA
Via Sottocolle 27

Per informazioni e ordini:

Settore Elettronica: infoninetek@9-tek.it

Telefono 338.670.4.670

Settore Inchiostri: infoink@9-tek.it

Telefono 339.678.10.06



SISTEMI WIRELESS
ELETTRONICA
INFORMATICA
KIT STAMPA CONTINUA
CARTUCCE E INCHIOSTRI
WWW.9-TEK.IT

Ricevitore Collins 75A-3

Riscoperta ed aggiornamento di un famoso RX

Seconda parte

di Gianfranco Sabbadini

12SG

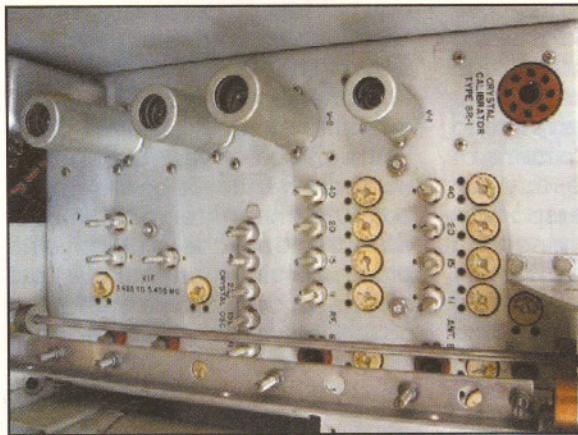


Fig. 7 - Induttori a permeabilità variabile e trimmer di taratura nel "front-end" del ricevitore.

Un 75A-3 salvato dal tempo

Tra i numerosi ricevitori con mezzo secolo di vita o più che ho avuto la possibilità di vedere o acquisire, pochissimi hanno raggiunto i giorni nostri nelle condizioni del 75A-3 di questa nota. Per una serie di circostanze fortunate (singolo proprietario, poche ore d'impiego e conservazione in luogo asciutto nei cartoni originali Collins) l'apparecchio ha solo accumulato, oltre agli anni, un po' di polvere che è stata rimossa senza ricorrere ad operazioni radicali di lavaggio con detergenti, quali seguite in altri casi (Ref.4). L'accensione dell'apparecchio dopo circa vent'anni di inutilizzo è stata fatta con prudenza: con un Variac è stata applicata una tensione di ali-

mentazione progressivamente crescente e con cicli di tempo lunghi. Ciò principalmente per ottenere il ripristino dei condensatori elettrolitici con riformazione del dielettrico isolante, senza eccessivo sviluppo di calore e gas: è un processo (*reforming*) che richiede molte ore ed un po' di pazienza. Alcune informazioni sull'argomento sono disponibili alle Ref.

5,6,7. La manopola di sintonia con riduttore 4:1 è stata smontata per rimuovere il grasso lubrificante secco: gli ingranaggi sono stati lavati in alcool e lubrificati con grasso per cuscinetti caricato con litio. Anche la guida di scorrimento dell'indice di sintonia della scala dei megacicli è stata pulita e lubrificata così come il sistema di trascinamento degli induttori a permeabilità variabile. Comutatori e potenziometri non hanno richiesto alcun intervento avendo funzionamento impeccabile. La taratura dell'apparecchio - eseguita secondo la procedura data nel manuale d'impiego - non ha comportato problemi, salvo il riallineamento dei limiti di banda del **PTO** (*end-points*) che ha richiesto la costruzione di due attrezzi

particolari per la regolazione. Ovviamente per la taratura del front-end è stato rimosso il coperchio di protezione per accedere ai condensatori *trimmer* ed agli induttori a permeabilità variabile (vedere fig.7). Tutte le valvole sono state controllate risultando 100% efficienti. Questo 75A-3 porta il numero di serie N.769 inciso sul telaio ed è stato prodotto nel 1953 nello stabilimento di Cedar Rapids: l'apparecchio è originale in tutte le sue parti e non include il modulo de-modulatore NBFM ed il modulo calibratore a 100 kHz opzionali. Questi saranno acquisiti in futuro se disponibili in condizioni originali. L'apparecchio mancava anche del filtro meccanico opzionale: anche per questo saranno condotte ricerche per rintracciare il filtro meccanico da 800 Hz (tipo F455B-08 oppure F455C-08) originalmente previsto per il traffico in CW. Temporaneamente è stato inserito (adattandolo) il filtro a Quarzo X455KF300, utilizzato in altri ricevitori.

Una singolarità riscontrata in questo 75A-3 è il primo stadio amplificatore R.F. che impiega una valvola 6DC6 anziché 6CD6 come illustrato nello schema del manuale. Questo cambiamento risulta originale Collins, essendo il codice 6DC6 serigrafato come gli altri sul telaio e risultando tutte le saldature e connessioni allo zoccolo chiaramente originali di

fabbrica. E' verosimile che l'impiego della 6DC6 anticipasse parte delle scelte operate per il modello 75A-4 il cui sviluppo fu completato nel 1954, ovvero un anno dopo la produzione di questo 75A-3. Alla stesura di questa nota le ricerche condotte negli archivi Collins ed in altre fonti non hanno sortito alcuna informazione certa per questa varian- te.

Analisi condizioni d'origine e commenti

Prima di mettere mano ad ogni modifica dell'apparecchio sono state eseguite misure per valutare le prestazioni nelle condizioni d'origine. Tutte le specifiche riportate nel manuale del ricevitore (*Instruction Book*) sono risultate ampiamente rispettate ed è stata quindi condotta un'analisi più approfondita dei punti salienti, anche per avere un confronto con i moderni RX dei quali esistono ampie documentazioni e misure attendibili, come ad esempio quelle prodotte dal Laboratorio ARRL.

A) Sensibilità

Le caratteristiche di sensibilità misurate in termini di **MDS** (*Minimum Detectable Signal*) con il ricevitore predisposto in modo CW/SSB ed AM sono riportate nella Tab.2. Nel modo CW/SSB l'**MDS** è il livello del segnale R.F. all'ingresso RX necessario ad ottenere un aumento del segnale audio d'uscita di 3dB rispetto il rumore di fondo del ricevitore. In Ampiezza Modulata il valore riportato è quello richiesto per ottenere un'uscita audio con rap-

porto (S+N)/N ovvero (Segnale + Rumore)/Rumore di 6dB; in questo caso il segnale di prova è modulato al 50% con tono a 1000 Hz. Per la misura è stato utilizzato un generatore Rohde & Schwarz tipo **SMPC** che - stante i bassissimi livelli - è risultato più preciso e con minore radiazione rispetto al Hewlett Packard 8640B che generalmente impiega per le misure di intermodulazione.

Osserviamo come la sensibilità sia eccellente su tutte le gamme con un calo di circa 10 dB in 160 metri, ove peraltro è il rumore naturale e non che pone limiti ai segnali ricevibili. Con il filtro standard da 3,1 kHz di banda passante abbiamo un **MDS** di -134...-135dBm corrispondente ad una tensione di circa 0,05 μ V su 50 Ω .

In CW e con il filtro da 300 Hz il valore dell'**MDS** - dagli 80 metri ai 10 metri - migliora, portandosi a -140...-141 dBm. Il filtro a cristallo nella posizione di massima selettività (BW=40 Hz) consente d'ottenere un **MDS** di ben -145 dBm: questo valore è mantenuto sia col filtro da 300 Hz che con quello da 3,1 kHz.

Con buone ragioni quindi il modello 75A-3 ed il suo predecessore 75A-2 erano apprezzati per l'ottima sensibilità, anche sulle bande dei 10 metri e 15 metri.

B) Selettività

Le misure di selettività sono state condotte con l'analizzatore di spettro Advantest R3361B ed i dati sono stati trasferiti - con interfaccia HPIB e P.C. - in un archivio elettronico per futuri impegni e/o confronti. La curva di

selettività con il filtro meccanico da 3,1 kHz è data in fig.8.

La banda passante @ - 6dB è larga 3,1 kHz e 6,2 kHz @ -60 dB per cui abbiamo un fattore di forma 6dB/60db di 1:2. L'attenuazione a 5 kHz di scarto dalla frequenza centrale del filtro è 70...71 dB e può essere incrementata ad oltre 80 dB inserendo il filtro a quarzo nella posizione di selettività minima (pos. #1) e controllo "phasing" in condizioni di bilanciamento (fig.9).

Notiamo in questo caso che la banda passante @ -6 dB risulta solo leggermente ridotta (BW= 3,06 kHz), mentre il fattore di forma migliora portandosi a 1:1,82. Queste sono le condizioni più favorevoli per la ricezione in fonia incluso la SSB, utilizzando il rivelatore di picco del CW e riducendo il guadagno RF in funzione del livello del segnale ricevuto, ovvero come generalmente fatto con i ricevitori sprovvisti di rivelatore a prodotto e Controllo Automatico di Guadagno per SSB. L'inserzione del filtro a quarzo nella posizione #1 consente di aumentare sensibilmente l'attenuazione anche dei segnali con frequenza alquanto distante dalla banda passante del filtro meccanico, riducendo il peso delle relative risposte spurie. Inoltre è disponibile il controllo del "Phasing" per la reiezione dei segnali interferenti da entrambi i lati della banda passante.

Aumentando progressivamente la selettività del filtro a cristallo la curva di risposta complessiva del ricevitore - con il filtro da 3,1 kHz inserito - si modifica come riportato in fig.10 per le posizioni #2 e #4. Osserviamo che la perdita del filtro a quarzo aumenta meno di 1,5 dB nella posizione a banda più stretta (40 Hz) rispetto a quella larga della posizione #2. Da ciò si deduce che il cristallo utilizzato ha resistenza serie molto inferiore alla resistenza totale di carico, anche quando è terminato con 1500 Ω nella posizione #4 (vedere circuito di fig.6). Una misura più precisa della banda passante più stretta è data in fig.11; la larghezza ef-

Tab. 2 - Minimum Detectable Signal - Collins 75A-3 Series n. 769

Band	CW/SSB BW = 3,1 kHz	CW BW = 300 Hz	CW BW = 40 Hz (XTAL)	AM (m= 50%) BW=3,1 kHz
	(dBm)	(dBm)	(dBm)	(dBm@ (S+N)/N= 6dB)
160	-123	-134	-140	-111
80	-133	-140	-145	-120
40	-135	-141	-146	-121
20	-135	-140	-145	-120
15	-135	-140	-145	-120
11	-134	-140	-145	-119
10	-134	-140	-145	-119

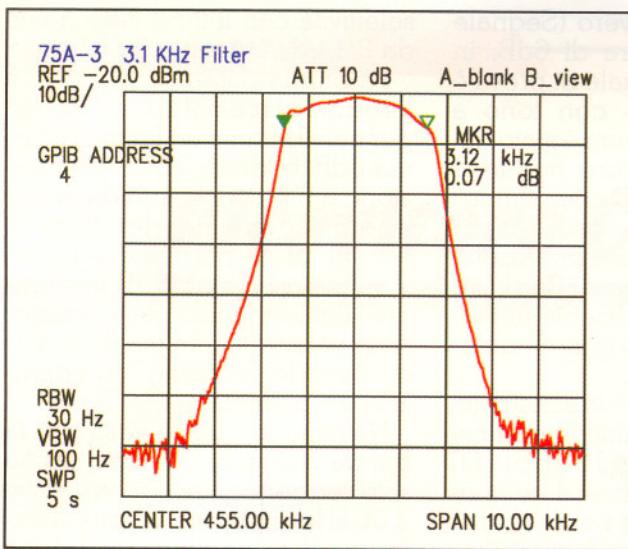


Fig. 8 - Curva di selettività con filtro meccanico da 3,1 kHz e filtro a quarzo escluso.

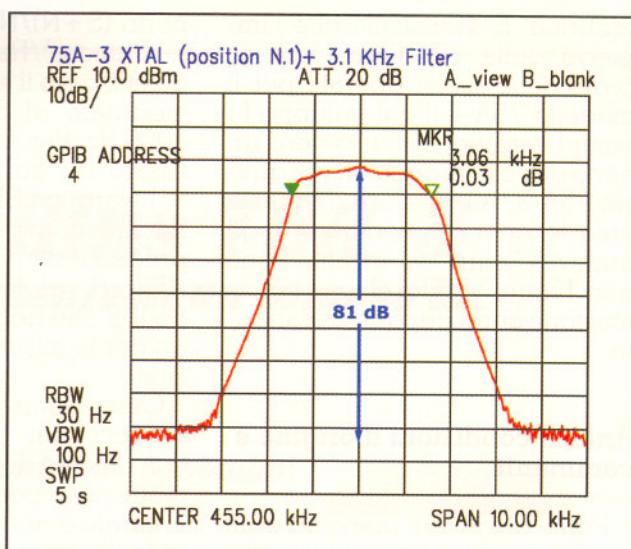


Fig. 9 - Curva di selettività con filtro meccanico da 3,1 kHz e filtro a quarzo nella posizione #1.

fettiva in questo esemplare è risultata BW=42 Hz @-3dB, con un moderato scarto della frequenza centrale dovuto alla risonanza serie del quarzo che è risultata 454.871 Hz. Non è dato sapere se lo scarto di 129 Hz dal valore nominale di 455 kHz sia principalmente dovuto alla tolleranza di lavorazione del quarzo o al suo invecchiamento di oltre mezzo secolo. In ogni caso questo errore ha effetto irrilevante nell'impiego pratico perché il filtro meccanico che segue è molto più largo, anche dovessimo impiegare il filtro Collins da 800 Hz. In fig. 11 osserviamo anche

che i fianchi del filtro hanno pendenza di 20dB/decade: la larghezza di banda misurata @-20 dB vale 470 Hz, quale appunto dovuta ad una singola coppia di poli (semplice risonatore).

In CW la funzione principale del filtro meccanico è di attenuare molto i segnali moderatamente discosti dalla frequenza centrale del filtro a quarzo regolabile, che può consentire bande passanti strettissime ma ha fianchi poco ripidi. Come accennato precedentemente questa combinazione ha risvolti positivi nel traffico in CW perché se il corrispondente non è perfettamente

isoonda non rischiamo di perderlo come accadrebbe con filtri a poli multipli molto stretti degli apparati moderni. Contestualmente tutti i segnali con dissintonie superiori a qualche centinaio di hertz sono abbattuti di 60...80 e più decibel.

Oltre al vantaggio di avere una banda di rumore molto stretta, notiamo che il filtro a quarzo è collocato nella condizione più favorevole all'uscita del secondo stadio convertitore - ovvero il più vicino possibile all'ingresso d'antenna - al fine di limitare il sovraccarico del ricevitore in presenza di forti segnali adia-

Fig. 10 - Curve di selettività con filtro meccanico da 3,1 kHz e filtro a quarzo nella posizione # 2 e posizione # 4.

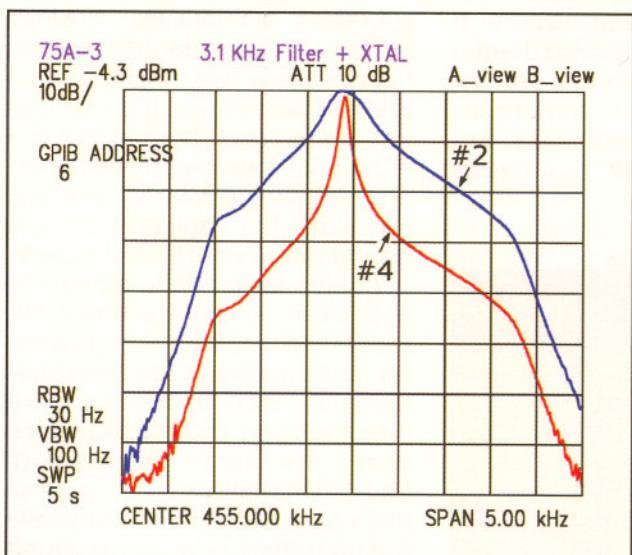
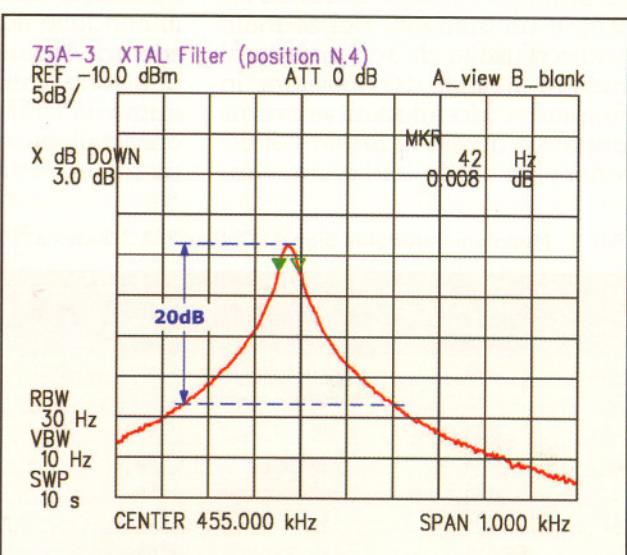


Fig. 11 - Curva di selettività del filtro a quarzo con "phasing" regolato per il bilanciamento.



centi alla frequenza di ricezione. Apro una parentesi importante, e forse poco nota alla comunità dei radioamatori, per un parametro non citato nelle caratteristiche dei ricevitori radiantistici analogici: il ritardo di fase dei filtri (*Phase Delay*). In parole povere questo dato esprime il tempo di ritardo di fase dei segnali che attraversano il filtro. Condizione ottimale sarebbe che tutte le frequenze fossero trasmesse con uguale tempo di transito: in questo caso si dice che il filtro ha un tempo di ritardo costante (condizione non-dispersiva: vedere Ref.8). Sebbene sia possibile progettare filtri analogici che abbiano ritardo di fase relativamente costante (o con variazioni contenute) questi - a parità di complessità, ovvero numero di risonatori - sono poco selettivi, mentre quelli che utilizziamo nei ricevitori radiantistici moderni sono molto lontani da questa condizione perché ricerchiamo la maggiore selettività possibile. Non avendo a disposizione strumenti di misura è bene ricordare la seguente regola generale:

La caratteristica di phase-delay peggiora quanto più elevate sono le ondulazioni (riddle) della curva di risposta in banda passante e quanto più ripida è la transizione da banda passante a fuori banda.

Pertanto, potendo scegliere, è bene utilizzare filtri con risposta piatta: questi sono, purtroppo, anche i più costosi per il semplice fatto che a parità di fattore di forma richiedono un numero di risonatori (ad esempio quarzi) più elevato, mentre i peggiori, in termini di ritardo di fase, sono generalmente quelli con funzione di trasferimento ellittica quali comunemente montati nella totalità dei ricevitori radiantistici moderni. I filtri passa-banda "ellittici" sono facilmente distinguibili perché hanno una curva di risposta con picchi di attenuazione - disposti a coppia - a frequenze leggermente superiori e leggermente inferiori alla banda passante utile. L'effetto più evidente dei filtri con *phase-delay* non costante è lo "scampanello"

(*ringing*). Ciò è dovuto, ad esempio, al fatto che un impulso di rumore che transita nel filtro non lo troviamo in uscita semplicemente traslato nel tempo ma causa i differenti ritardi dei segnali a frequenza diversa che lo costituiscono - come un'insieme di onde smorzate. Anche i fronti d'onda di un segnale in CW sorpassano in transitori ondulatori. Questo effetto è fastidioso già in assenza di segnale, con il solo rumore presente all'ingresso del ricevitore e diventa progressivamente più elevato con i filtri a banda più stretta. È intuitivo che nei modi di comunicazione digitali il *ringing* pone limiti severi al tasso di errore del segnale ricevuto. Il problema del *ringing* è stato risolto in modo radicale nei ricevitori moderni con i filtri numerici in Media Frequenza (filtri FIR: **Finite Impulse Response**), ma con l'attuale tecnologia, queste soluzioni hanno posto altri limiti e problemi.

Se limitiamo il confronto ai ricevitori analogici, si ritiene non positivo il fatto che i moderni RX per radioamatori abbiano perso la combinazione che abbiamo brevemente esaminato per questo 75A-3, mantenendo un semplice filtro XTAL regolabile (ad una sola coppia di poli) per le bande passanti strettissime. Nell'impiego pratico con lo XTAL nella posizione #4 la ricezione è riposante con il tono audio d'uscita "pulito" al pari del canto di un flauto: una sensazione che avevo completamente perso con i ricevitori moderni. Certamente il 75A-3 non può competere con i moderni RX in termini di automatismi e possibilità operative e men che meno è adatto ai cultori dei Contest e gare varie ai quali si rivolge l'attuale offerta di prodotti a stato solido, ma con le caratteristiche di selettività illustrate ha ancora oggi qualcosa da dire a coloro che non hanno conosciuto il periodo aureo della sua nascita e da ricordare - come eravamo - a chi scrive.

In fig.12 è riportata la curva di risposta del filtro Collins X455KF300 inserito temporaneamente in questo 75A-3 in at-

tesa di rintracciare il filtro meccanico da 800 Hz originalmente previsto per il traffico in CW. La banda passante @ - 6dB vale 348 Hz ed @ -60dB 1100 Hz, quindi con un fattore di forma 1:3,2.

L'inserimento del filtro ha comportato due operazioni di adattamento:

1) è stata rimossa la filettatura dei due pioli di guida vincolati al contenitore del filtro e connessi a massa.

2) il filtro è stato terminato con due resistenze da 1500 Ω (1/8 W) con i terminali connessi (avvolgendoli e senza saldatura) a quelli del filtro.

Pertanto questi adattamenti non hanno interessato il ricevitore. Le terminazioni al filtro sono necessarie perché le impedenze richieste sono notevolmente inferiori a quelle dei filtri meccanici per cui è progettato il circuito ed il valore di 1500 Ω è stato determinato in modo sperimentale. Notiamo che la curva di risposta in banda passante è piatta e senza ondulazione apprezzabile. L'inserzione del filtro da 300 Hz non riduce il guadagno complessivo del ricevitore, nonostante le resistenze aggiuntive di carico: ciò perché le sue perdite dissipative sono sensibilmente più basse di quelle del filtro meccanico.

C) Phasing

Il controllo del *Phasing* nel filtro a quarzo variabile consente di posizionare un picco di reiezione a frequenze superiori o inferiori rispetto alla frequenza di centro banda **ma non in prossimità della frequenza centrale, cioè della risonanza serie dello XTAL a 455 kHz**. La frequenza FN del picco di reiezione (*Notch*) può essere posizionata quindi all'interno di 2 intervalli i cui limiti, in questo 75A-3, sono risultati:

FN1 = 450 ... 454,75 kHz

FN2= 455,2 ... 460 kHz

Ad esempio in fig.13 è data la curva di risposta complessiva che si ottiene col filtro Collins X455KF300 e notch posizionato alla frequenza di 455,400 kHz.

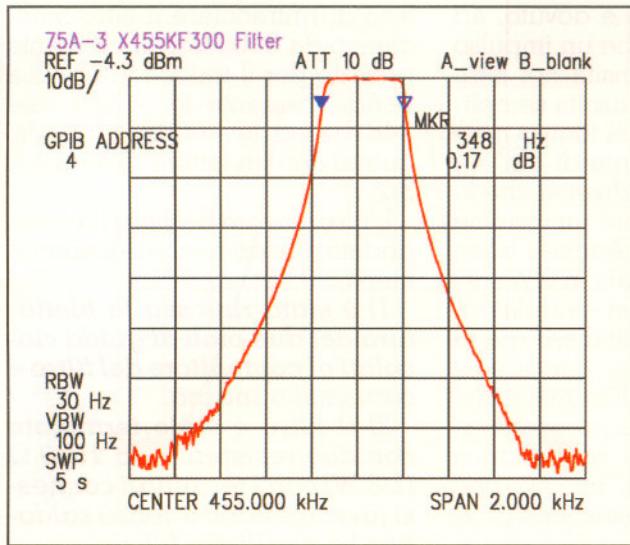


Fig. 12 - Curva di selettività con filtro Collins X455KF300 adattato

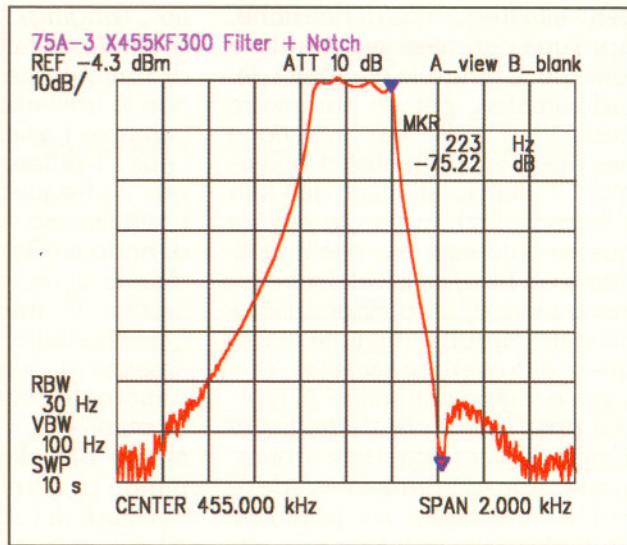


Fig. 13 - Curva di selettività risultante con filtro da 300 Hz e notch posizionato a 455,3 kHz.

In questo caso notiamo come si possa modificare un fianco del filtro ottenendo una ripidità strepitosa: oltre 75 dB in 223 Hz e senza inficiare la banda passante. Quale ricevitore analogico degli anni 50' può reggere il confronto e quale dei nostri giorni può fare altrettanto? Posizionando il picco di reiezione nel fianco inferiore del filtro si ottengono risultati analoghi, a meno di una modesta asimmetria per le frequenze prossime alla frequenza centrale: ciò è dovuto allo scarto della frequenza di resonanza serie del quarzo, risulta 129 Hz più bassa del valore

nominale di 455.000 Hz. Quanto rilevato nel precedente paragrafo e queste caratteristiche evidenziano che il 75A-3 è particolarmente adatto per il CW. In telegrafia, questo ricevitore è risultato superiore anche nei confronti pratici di ricezione che ho condotto con 2 miei esemplari del modello successivo 75A-4, che ha segnato l'introduzione della SSB e che molti commentatori qualificati collocano all'apice della produzione radiistica Collins nell'era dei tubi a vuoto.

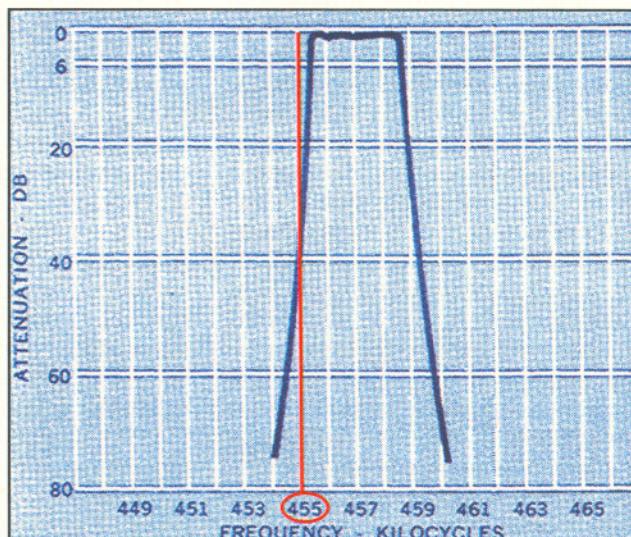
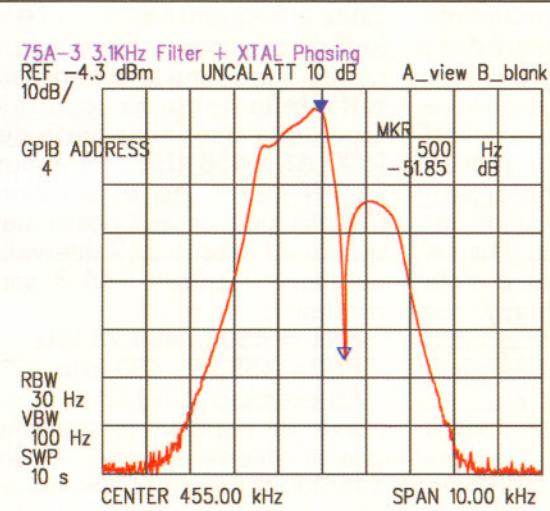
In fig. 14 è data la curva di risposta risultante utilizzando il fil-

tro da 3,1 kHz e picco notch posizionato 500 Hz più alto della frequenza di centro-banda. (Filtro XTAL in #1) Questo grafico mette in evidenza che nel traffico in fonia, AM o SSB, i segnali eterodina che cadono al centro del filtro non possono essere soppressi perché non compresi negli intervalli sopra indicati.

Allorquando si desiderasse privilegiare questi modi è da notare che essendo la sostituzione dei filtri fattibile semplicemente - in pochi secondi apprendo lo sportello superiore del ricevitore - si potrebbe inserire un filtro con banda passante asimmetrica ri-

Fig. 14 - Curva di selettività risultante con filtro meccanico da 3,1 kHz e "notch" distante 500 Hz dalla frequenza centrale.

Fig. 15 - Filtro Collins USB tipo F455Z-4



spetto il centro banda.

Validi sono i filtri per USB o LSB da 3,3 kHz di banda passante (Ref. 9).

In fig.15 è riportata la curva di risposta del tipo F455Z-4 per USB. Naturalmente chi fosse interessato alla sola fonia potrebbe inserire negli zoccoli una coppia USB-LSB, rinunciando al filtro da 3,1 kHz. In tal caso il BFO sarebbe posizionato in posizione fissa al centro, ovvero alla frequenza nominale di 455 kHz e la selezione della banda laterale non richiederebbe lo spostamento della sintonia. Anche la calibrazione della scala di lettura dei chilocicli - eseguita con il "battimento zero" dell'armonica più vicina del segnale *marker* a 100 kHz - sarebbe mantenuta, indipendentemente dalla banda laterale scelta.

In fig.15 osserviamo inoltre che alla frequenza centrale di 455 kHz l'attenuazione di questi filtri asimmetrici ha valore maggiore di 25 dB.

Alcuni colleghi americani si sono spinti oltre, costruendosi alcune basette dotate di piedini di inserzione e saldando su queste filtri meccanici di varia provenienza, potendo utilizzare in tal modo anche modelli in contenitori meccanicamente diversi. In ogni caso è necessario verificare che le impedenze di terminazione siano elevate (20...30 k Ω) come quelle dei filtri originali per i quali è stato progettato il circuito. Infatti per l'impiego negli apparati a stato solido la Collins, a partire da metà anni '50, introdusse una vasta gamma di filtri meccanici che si differenziano solo per le bobine dei trasduttori magneto-strittivi: queste sono a bassa impedenza, quale appunto necessaria nei circuiti con transistori e richiedono un condensatore di accordo diverso da quello dei modelli ad alta impedenza.

Nel ricevitore 75A-3 i condensatori di accordo connessi ai terminali sono fissi, hanno valore standard di 130 pF e rimangono inseriti in entrambe le posizioni del commutatore di selezione dei filtri.

D) Reiezione immagine

La soppressione della risposta immagine specificata nel manuale è: **maggiore di 50 dB**; i valori misurati per le diverse bande sono riportati in Tab.3.

Per la misura è stato utilizzato un generatore HP8640B. Come prevedibile il valore più basso (57 dB) è relativo alla banda dei 21 MHz essendo questa la frequenza utilizzata più alta unitamente alla prima Media Frequenza Variabile più bassa (2,5...1,5 MHz). In 15 metri la frequenza dell'Oscillatore Locale a quarzo della prima conversione è di 23,3 MHz e pertanto per questa banda le frequenze immagini cadono nell'intervallo 24,8 MHz ...25,8 MHz. In 10 ed 11 metri la reiezione alla frequenza immagine supera i 60 dB ma risulta inferiore a quanto il raddoppio del valore della Media Frequenza Variabile farebbe presupporre. Ciò è dovuto al fatto che la banda passante di preselezione aumenta più che proporzionalmente con la frequenza a causa di un minore coefficiente risonanza dei resonatori all'ingresso ed in uscita dello stadio amplificatore RF (perdite maggiori e rapporto L/C sfavorevole). Nelle bande basse la reiezione immagine è buona. Anche in 160 metri - ove il ricevitore opera in singola conversione - la reiezione immagine risulta maggiore di 80 dB, sebbene in questo caso il valore della Media Frequenza sia di 455 kHz. Ciò perché a monte del mescolatore sono utilizzati 3 circuiti risonanti di preselezione sintonizzati con il movimento di sintonia che trascina anche il **PTO**, mentre nelle altre bande sono solo due.

Tab. 3 - Image frequency rejection

Band	Collins 75A-3 Series N.769	
	dB	
160	80	
80	84	
40	75	
20	65	
15	57	
11	62	
10	61	

E) Controllo Automatico di Guadagno ed "S Meter"

Nel 75A-3 il Controllo Automatico di Guadagno (**AVC**) ha una soglia di intervento relativamente elevata: questa è una scelta di progetto che deriva anche dall'esigenza d'ottenere un ritardo di intervento nella riduzione del guadagno, essendovi una singola tensione di controllo comune, per stadio R.F. e per i quattro stadi di Media Frequenza a 455 kHz. In altri termini si evita che per segnali molto bassi il rapporto Segnale /Rumore si deteriori per effetto della riduzione del guadagno R.F. e del conseguente aumento della cifra di rumore (**NF**) del ricevitore (vedere fig.3 ed Appendice Ref.4). Questa soglia di intervento si riflette nella caratteristica **AVC** rilevata di fig.16. La misura (in AM) è effettuata in 80 metri con segnale modulato al 50 percento con un tono a 1 kHz e non presenta scostamenti sensibili sulle altre bande, tranne che in 160 metri ove risulta qualche decibel più elevata. La caratteristica **AVC** specificata dalla Collins è: **6dB di variazione del segnale audio d'uscita con variazione del segnale R.F. d'ingresso al ricevitore da 5 μ V a 500.000 μ V**. In questo intervallo di segnali d'ingresso al ricevitore la variazione del segnale audio d'uscita misurata è di 5,1 dB. Notiamo tuttavia che per segnali d'ingresso superiori a 100 mV (ovvero = S9+ 60 dB) il livello audio d'uscita sale rapidamente, ad indicare che in queste condizioni il circuito **AVC** entra in saturazione. Nell'intervallo 100 mV ...1,3 μ V - corrispondente ad una dinamica di 98 dB - la variazione del segnale audio è di 6 dB.

Avere una caratteristica di controllo estremamente piatta non rappresenta necessariamente una caratteristica positiva, particolarmente in presenza di una singola tensione **AVC** che controlla in parallelo un elevato numero di stadi.

E' questa una considerazione da tenere presente nell'affrontare eventuali modifiche del ricevitore per la ricezione delle emis-

sioni SSB. Il circuito di Controllo Automatico del Guadagno è in effetti assimilabile ad una servomeccanismo la cui stabilità e risposta ai transitori (come nella ricezione SSB) è funzione del guadagno d'anello e relativo sfasamento. Un guadagno d'anello elevato associato agli inevitabili tempi di ritardo è quindi da evitare, applicando una parzializzazione degli interventi dei diversi stadi controllati in funzione del livello del segnale d'ingresso al ricevitore. V'è anche da considerare che le caratteristiche degli stadi controllati debbono rispettare esigenze diverse, finanche poco conciliabili in alcuni punti che pertanto richiedono compromessi e/o ottimizzazioni. Se lo stadio d'ingresso richiede un controllo "in ritardo", ad esempio, l'ultimo stadio amplificatore di Media Frequenza che precede il rivelatore deve avere dinamica adeguata per essere sempre in grado di gestire segnali elevati per pilotare il rivelatore (ed in questo caso anche il rivelatore **AVC**) senza distorsione: ciò implica una limitazione della tensione negativa **AVC** applicata alla griglia controllo per non ridurre la corrente anodica a valori troppo bassi. Pertanto le caratteristiche di distorsione ed intermodulazione debbono essere considerate per tutti gli stadi e per l'intera gamma di controllo del guadagno, determinando queste le prestazioni fuori banda e quelle entro la banda passante del ricevitore, ovvero la qualità del segnale audio demodulato. In ultima analisi, per i migliori risultati, le diverse esigenze impongono una differenziazione dei criteri del controllo per ogni stadio della catena di amplificazione del segnale.

Se limitiamo il confronto ai ricevitori con valvole, l'esempio di eccellenza per il Controllo Automatico di Guadagno lo troviamo nel ricevitore Rohde & Schwarz tipo EK07 che include un sistema **AVC** con 5 tensioni diverse ed il cui principio di funzionamento è brevemente descritto alla Ref. 11.

Nel 75A-3 lo strumento **S-Meter** (con fondo scala S9+60 dB) è

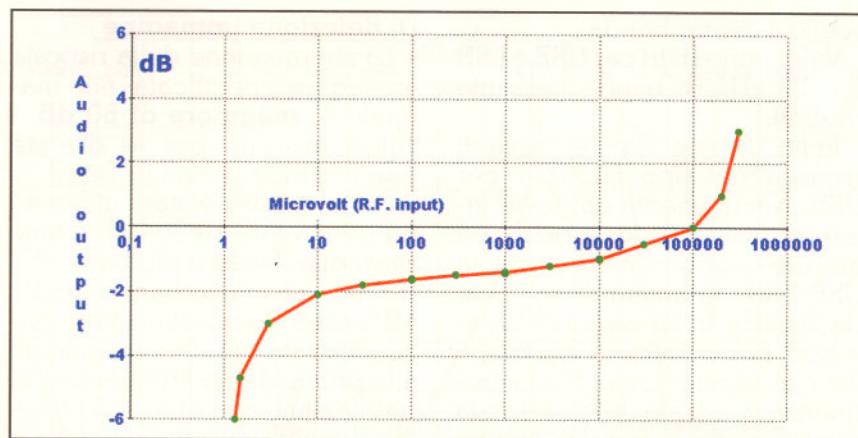


Fig. 16 - Caratteristica del Controllo Automatico di Guadagno: il livello audio d'uscita relativo è riportato in funzione del segnale R.F. d'ingresso.

pilotato dalla corrente di un ponte di resistenze impiegate per la polarizzazione del primo, terzo e quarto stadio amplificatore di Media Frequenza a 455kHz. È previsto un potenziometro di taratura dello zero ma non è inclusa alcuna regolazione della sensibilità dello strumento: questa rimane pertanto legata alla dispersione delle caratteristiche delle valvole impiegate, alla tolleranza dei componenti ed al loro invecchiamento. In Tabella 4 è riportata l'indicazione dello "S-Meter" in funzione del segnale applicato al terminale d'antenna del ricevitore e l'errore a confronto con il valore standard S9= 100 μ V su carico di 50 Ω (f.e.m. = 200 μ V).

Il fondo scala dello strumento in questo esemplare è ottenuto con un segnale di 100 mV ed il valore di S9 con 200 μ V. Notiamo

come l'indicazione abbia un andamento logaritmico buono e l'errore massimo sia contenuto entro 7 dB nell'intervallo da S4 sino ad S9+60dB. Lo scarto dell'indicazione rispetto al valore teorico è sempre con segno negativo, sicché se fosse prevista la possibilità di regolare la sensibilità dello strumento (cioè il valore di fondo scala) potremmo eseguire una taratura che - nell'intervallo citato - consentirebbe un errore massimo di +/- 3,5 dB. Una eventuale modifica in tal senso è molto semplice e verrà descritta nei capitoli seguenti.

Referenze

- 4) - "Ricevitore Collins 75S-1" Radio Rivista 2/2005, 3/2005, 5/2005
- 5) - "CAPACITOR REFORMING or: How to avoid the Big Bang!" http://www.vmars.org.uk/capacitor_reforming.htm
- 6) - "Reforming Electrolytic Capacitors" http://www.vcomp.co.uk/tech_tips/reform_caps/reform_caps.htm
- 7) - "Strategies to Repair or Replace Old Electrolytic Capacitors" <http://www.nmr.mgh.harvard.edu/~rees/electrolytics>
- 8) - "Modulation Noise and spectral analysis" Philip F. Panter Guidance & Control Laboratory, ITT Federal Laboratories. - Copyright 1965 by McGraw Hill, Inc.
- 9) - "Collins Mechanical Filters" Bulletin #1031 - 1962
- 10) - "Filters: theory and practice" by the staff of WEI (White Electromagnetics, Inc 670 Lostrand Lane Rockville, Maryland)
- 11) - "Il circuito AGC del ricevitore EK07" I2SG - Radio Rivista 12/2003
- 12) - "Ricevitore Siemens E309: analisi, peculiarità e demodulazione SSB" I2SG - Radio Rivista 2004.

(Continua)

Ricevitore Collins 75A-3

Riscoperta ed aggiornamento di un famoso RX

Terza parte

di Gianfranco Sabbadini

I2SG

F) Preselezione R.F.

Come rilevato in altre analisi (Ref. 4, 11, 12) il taglio della banda passante R.F. - quindi della potenza totale dei segnali inviati al primo *mixer* - non incide nelle valutazioni strumentali standard di intermodulazione, ma implica notevoli differenze nelle prestazioni reali e per tale motivo sono state inserite le misure della banda di preselezione. Le caratteristiche in frequenza dei circuiti di preselezione che precedono gli stadi mescolatori sono talmente determinanti ai fini delle prestazioni reali, che diversi RX aventi **IMD3** (intermodulazione di terzo ordine) molto buone ma con filtri di preselezione molto larghi (quali ad esempio quelli di subottava dei moderni apparati) risultano inferiori o scadenti a paragone di ricevitori con dinamica modesta ma con filtri R.F. stretti. Questo è un fatto ben noto nelle applicazioni professionali sicché i costruttori qualificati per alcuni modelli prevedono anche l'impiego di preselettori esterni (in aggiunta di quelli interni) comandati in modo automatico dalla sintonia del ricevitore.

Con riferimento alle misure riportate in Tab.5 notiamo:

1) In 160 metri ed 80 metri la banda passante @-3 dB è uguale (40 kHz) ma diversa è la pendenza dei fianchi perché in 160 metri la selettività è data da 3 risonatori. Confrontando i valori @-20 dB si deduce che il contri-

buto del risonatore d'ingresso dell'amplificatore R.F. alla selettività complessiva in 160 metri è modesto.

2) Uguale banda passante @ -3 dB in 160 ed 80 metri implica anche un coefficiente di risonanza a carico (**QL**) dei risonatori in 80 metri di valore più che doppio. Sicuramente questo risultato è anche dovuto al maggiore fattore di merito delle bobine a permeabilità variabile che hanno diametro sensibilmente maggiore di quelle dei 160 metri.

3) Essendo la banda passante in 160 determinata principalmente dal filtro della Media Frequenza Variabile più Bassa (2,5...1,5 MHz) è implicito che - nelle bande dagli 80 metri ai 15 metri - il secondo mescolatore risulta "protetto" al suo ingresso da un filtro con 40 kHz di banda passante. Questa è una differenza sostanziale con tutti gli apparati radiantistici della **S-line** introdotti a partire dal 1958 e nei quali il secondo mescolatore è preceduto da un filtro passa-

banda fisso largo ben 500 kHz (vedere Ref.4).

4) Nel 75A-3 la banda passante totale @-3dB, dal terminale d'antenna sino all'ingresso del secondo *mixer* (risultante dalla combinazione di quella R.F. di Tab.5 e quella della Media Frequenza Variabile) vale circa: 20 kHz in 80 metri, 30 kHz in 40 metri e 35...40 kHz in 20 e 15 metri.

5) La larghezza di banda in 28 MHz - 3 volte maggiore di quella dei 14 MHz - pone in evidenza il ridotto valore del coefficiente **QL** in 10 metri, come già emerso nella misura di reiezione alla frequenza immagine che in questa banda supera di poco i 60 dB.

In fig.17 sono riportate le risposte in frequenza di preselezione R.F. per le bande dei 160 metri e 40 metri. Notiamo che in 160 metri - ove il ricevitore opera in singola conversione - la risposta in frequenza ha l'andamento tipico di un filtro di banda a 2 risonatori con accoppiamento critico. Come già osservato, essendo questo il medesimo filtro della

Tab. 5 - RF Preselection Bandwidth

Band	Test frequency	Bandwidth @ -3dB	Bandwidth @ -20dB	Bandwidth @ -40dB
	(kHz)	(kHz)	(kHz)	(kHz)
160	1850	40	132	300
80	3650	40	200	615
40	7100	75	370	1240
20	14200	140	640	2160
15	21200	185	900	3400
10	28500	400	2000	6500

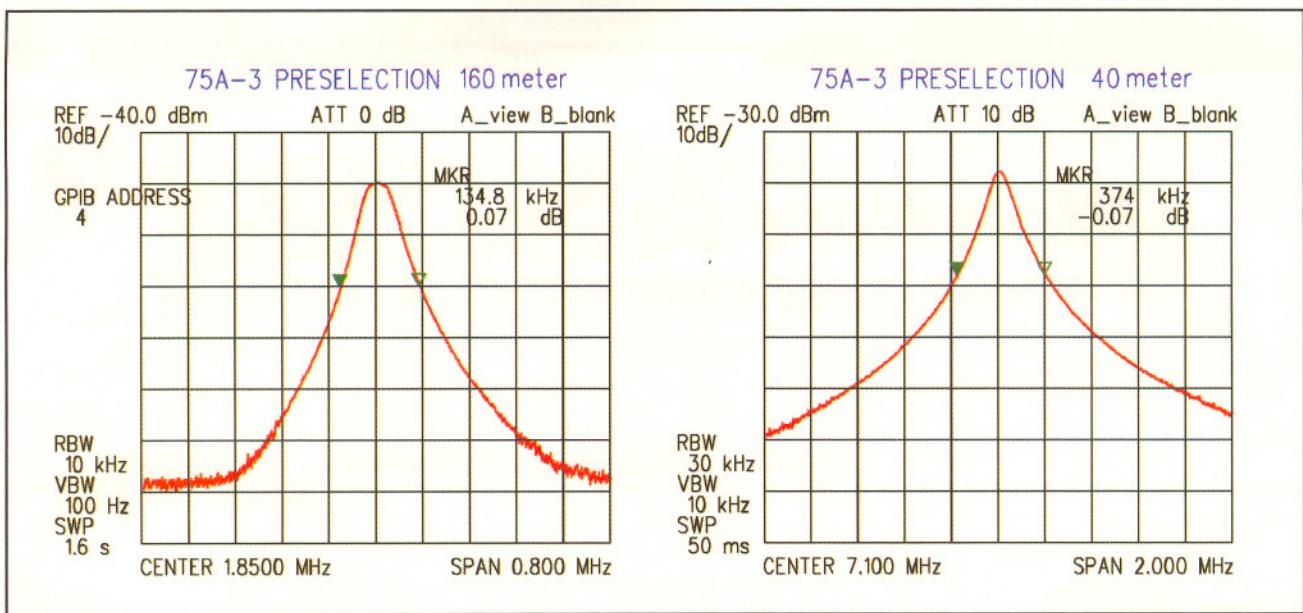


Fig. 17 - Bande passanti RF di preselezione all'ingresso del ricevitore: le risposte in frequenza sono relative ai circuiti che precedono il primo stadio convertitore, sia in 160 metri che in 40 metri.

Media Frequenza Variabile (dagli 80 metri ai 15 metri), abbiamo che i segnali spaziati qualche decina di kHz dal segnale utile vengono attenuati, col beneficio di minor sovraccarico del secondo mescolatore e minore intermodulazione. E' interessante notare che in questo filtro il fattore d'accoppiamento si mantiene essenzialmente costante (prossimo al valore critico) per l'intero megaciclo di escursione: ciò è reso possibile dalla sintonia a permeabilità variabile degli induttori, essendo in questo caso il fattore di accoppiamento dei resonatori legato al solo rapporto numerico tra i valori delle capacità fisse di accoppiamento e di accordo.

In 40 metri la caratteristica di preselezione è dovuta ai 2 resonatori dello stadio R.F. e ricalca essenzialmente gli stessi valori di larghezza di banda ed attenuazione dei preselettori impiegati nei ricevitori della **S-line** (Ref. 4).

In tutte le bande le sintonie dei circuiti di preselezione e della Media Frequenza Variabile sono risultate in perfetto sincronismo con il movimento del **PTO** evidenziando un corretto dimensionamento sia elettrico che meccanico di questa parte originale ed innovativa del ricevitore.

G) Intermodulazione

Non vi sono dati o specifiche di intermodulazione fornite dalla Collins, anche perché al tempo di produzione di questo 75A3 la quasi totalità delle comunicazioni in fonia erano in AM e tutti i costruttori, generalmente, definivano le caratteristiche di non-linearità degli stadi d'ingresso dei ricevitori con la misura della Modulazione Incrociata (**Cross-Modulation**). Anche questa misura è effettuata con due segnali (erogati da due generatori calibrati) ma con caratteristiche diverse e simultaneamente applicati all'ingresso del ricevitore. Uno dei due segnali - chiamato **"interferente"** - è modulato in ampiezza da un tono audio ed ha intensità regolabile, mentre il secondo, di livello modesto e costante, è il segnale **"interferito"**: quest'ultimo all'origine è privo di modulazione (CW) ed è spaziato di poche decine di kHz dal primo. Essenzialmente la misura consiste nel rilevare l'ampiezza del segnale "interferente" che produce un determinato valore di profondità di modulazione del segnale "interferito", ovvero modula il segnale CW applicato all'ingresso del ricevitore. Ai fini di avere un metro comune per il

confronto con gli apparati d'oggi ed in prospettiva per quantificare i miglioramenti derivanti da modifiche circuitali - incluso quelle per la ricezione dei segnali SSB - sono state condotte solo misure di intermodulazione di terzo ordine, **IMD3**, seguendo la medesima metodologia descritta alla Ref.4.

Per la misura sono stati impiegati 2 generatori tipo HP8640B. I valori di intermodulazione di terzo ordine **IMD3** sono stati rilevati per diverse spaziature in frequenza dei due segnali di prova nella banda dei 15 metri. La Tab.6 riporta i dati ottenuti con il filtro meccanico standard da 3,1 kHz e spaziature da 5kHz a 50 kHz, mentre col filtro da 300 Hz sono state effettuate prove con spaziature di 1...5 kHz. La misura è stata condotta nella banda dei 15 metri per evidenziare il miglioramento delle prestazioni che potremmo ottenere con modifiche al secondo mescolatore. Dalla Tab.6 osserviamo:

A) Con 5 kHz di spaziatura i valori di **IMD3** e dinamica sono paragonabili a quelli rilevati per i ricevitori della **S-line** con le modifiche apportate al secondo mescolatore (vedere Ref.4). Nel confronto con il 75S-1 questo 75A-3 esibisce un livello **MDS**

Tone Spacing (kHz)	MDS (dBm)	IP3 (dBm)	Dynamic Range (dB)
5	-135	-25,5	73
10	-135	-21	76
20	-135	-15	80
30	-135	-12	82
50	-135	-10	83

Tab. 6 - Intermodulation (IMD3)

(Minimum detectable Signal
= minimo segnale percepibile)
2 dB peggiore mentre il valore di **IP3 (Intercept Point** = punto di intercetta) è circa 3 dB più alto.

B) Aumentando la spaziatura il livello di intermodulazione diminuisce sensibilmente: con 50 kHz di spaziatura il valore di **IP3** migliora di 15,5 dB. L'andamento del miglioramento rispecchia la curva di attenuazione del filtro della prima Media Frequenza Variabile - prossima a quella riportata a sinistra in fig. 17 - che "taglia" i livelli dei segnali inviati al secondo mescolatore. Essendo la misura condotta nella banda dei 15 metri il contributo dei filtri di preselezione è trascurabile essendo la banda passante di quest'ultimi larga 185 kHz @ -3dB (vedere Tab.5).

C) Pertanto possiamo dedurre che un deciso miglioramento del secondo mescolatore consentirebbe un beneficio prossimo a 15 dB nel valore di IP3, al pari di quanto riscontrato nella misura con segnali di prova spaziati di 50 kHz. Ulteriori incrementi del punto di intercetta presuppongono una modifica anche del primo stadio mescolatore ed eventualmente un tubo diverso per lo stadio amplificatore R.F. d'ingresso.

Da notare infine che i dati di MDS sono risultati coerenti con la misura della Cifra di rumore del ricevitore che è stata misurata con il generatore SKTU della Rohde & Schwarz. Con l'eccezione dei 160 metri, in tutte le bande il livello del rumore proprio del ricevitore è risultato N= 7,5...10 KTo, corrispondente ad una cifra di rumore NF= 8...10 dB. Circa il significato del fattore di rumore, della cifra di rumore

ed il metodo di misura con l'impiego di generatori calibrati, si rimanda alla Ref.14.

Apriamo una breve parentesi di commento ai dati riportati.

Quanto evidenziato al punto **(B)** costituisce una fondamentale differenza con i ricevitori della **S-line** il capostipite dei quali venne introdotto circa un lustro dopo l'anno di produzione di questo 75A-3. In tutti i ricevitori della **S-line**, il secondo mescolatore è preceduto da un filtro fisso largo ben 500 kHz e pertanto, pur disponendo di mixer migliori, questi ricevitori non solo non offrono prestazioni di intermodulazione superiori ma nell'impiego pratico e nelle bande intermedie ove il preselettori è largo centinaia di kHz risultano finanche inferiori al 75A-3 ed al suo successore 75A-4. Con la **S-line** la Collins non migliorava dunque le caratteristiche di intermodulazione ma sicuramente raggiungeva l'obiettivo di una drastica riduzione dei costi di produzione, rispetto i prodotti precedenti, avendo perseguito la duplice strada della estrema semplificazione meccanica ed elettrica e la dicotomia con lo standard di produzione propriamente professionale della Casa che si rifletteva nel livello qualitativo, nelle prestazioni, ed anche nei particolari più evidenti.

E' sufficiente confrontare i **PTO** per evincere una differenza abissale; inoltre come non notare altri particolari sconcertanti e/o banali della **S-line**? Ad esempio il connettore d'antenna tipo RCA "phono" nato per applicazioni audio ed impiegato in sostituzione del classico PL259, la qualità dei commutatori "low cost" e dei potenziometri intesi per applicazioni "consumer" radio e televisione o il cablaggio di molti componenti alcuni dei quali utilizzati al limite dei valori massimi consentiti.

Questi sono forse i motivi fondanti del

fatto che tutt'oggi, in USA ma non solo, i radiamatori più preparati che si interessano all'attività *Old-Timer* ritengono che i modelli 75A-3 e 75A4 siano stati i migliori ricevitori radiantistici prodotti dalla Collins Radio e sul piano qualitativo, in assoluto, i migliori valvolari di tutti i tempi.

Diversi apparecchi sono ancora correntemente impiegati come possiamo dedurre ascoltando il net serale in 80 metri della **CCA (Collins Collector Association)** o, nei mesi estivi, il traffico in AM nel segmento dedicato in 10 metri (@29100 kHz).

Modifiche: il secondo mixer

Il 75A-3, al pari del suo successore 75A-4 che ne ricalca in molte parti l'architettura circuitale, è stato oggetto di studio e sperimentazione per decenni da parte di OM qualificati per migliorarne le prestazioni. A questa attività si sono dedicati maggiormente i nostri colleghi americani, inclusi alcuni noti progettisti della Collins di Cedar Rapids. Gli sviluppi circuituali hanno interessato principalmente i punti seguenti:

- a) la **ricezione SSB con rivelatore a prodotto e conseguentemente**
- b) il **circuito AVC;**
- c) la **dinamica del ricevitore e quindi gli stadi mescolatori ed in misura minore,**
- d) lo **stadio R.F.**

Alcune di queste modifiche sono diventate aggiornamenti standard che sono applicati dagli *Old-timers* più noti in tutto il mondo. Sull'argomento sono an-

Fig. 18 - Cablaggio interno del ricevitore



TYPE	PART NO.	EQUIP	FIL.	B+	OVEN	FREQUENCY	URNS	LOAD	OUTPUT VOLTAGE
70E-1	502 1206 003	ARC/2	12.6	250	NO	1.0 to 1.5MHz 1.0 to 1.508330+	10T		15V to 30V
70E-2	502 0962 003	51H ARR/15	12.6	250	NO	2.0 to 3.0MHz	10T		9V to 25V
70E-3	502 0879 003	51H	12.6	250	NO	450 to 550kHz	5T		5V to 7V
70E-7A	503 5047 003	75A-1	6.3	250	NO	2.0 to 3.0MHz	10T	30mmfd	2V to 3.5V
70E-8A	503 5049 003	310B	6.3	250	NO	1.6 to 2.0MHz	16T	33mmfd	5.5V
70E-8B	503 0022 003	310C	6.3	250	NO	1.6 to 2.0MHz	16T	33mmfd	5.5V
70E-8C	503 0022 003	32V	6.3	250	NO	1.6 to 2.0MHz	16T	33mmfd	5.5V
70E-10	503 9550 003	708-A	6.3	250	NO	600 to 800kHz	10T	25mmfd	9V to 15V
70E-11	503 9558 003	708-A	6.3	250	NO	1.0 to 1.5MHz	10T		15V to 30V
70E-12	504 6567 004	75A-2 75A-3	6.3	150	NO	1.955 to 2.955MHz	10T	15mmfd	0.5 to 2.0V
70E-14	505 1244 004	KW-1	6.3	210	NO	1.6 to 2.00MHz 1.6 to 2.05MHz	16T 18T		

Tab. 7 - PTO specification data

che state pubblicate raccolte di articoli e commenti come ad esempio quelli citati nella Ref.13.

Al tempo della stesura di questa nota, l'unica modifica che ho sviluppato e verificato è relativa al secondo mescolatore. Questo cambiamento è stato applicato anche su un altro mio ricevitore Modello 75A-4 con risultati altrettanto buoni e ripetitivi. Rispetto ai progetti noti (ad esempio di W2VCZ, W3HM, W6ZO) è stato fatto un passo successivo con l'impiego di un pentodo-trioto tipo **6LQ8**. Questa valvola, con tecnologia *frame-grid* tra le più recenti e propriamente progettata per la televisione a colori, è stata utilizzata con una filosofia circuitale già sperimentata con successo nei ricevitori della **S-line**. Naturalmente le scelte sono calate nell'ottica di implementare una modifica perfettamente reversibile, compatibile con la tecnologia del tempo di produzione dell'apparecchio e preservandone l'integrità meccanica: ovvero al livello di un qualsiasi aggiornamento che la stessa Casa avrebbe potuto fare durante o dopo il ciclo di produzione del ricevitore. Dalla fig.18 osserviamo che il cablaggio del ricevitore è ordinato con ampi spazi a disposizione che consentono di eseguire un intervento a regola d'arte.

L'impiego nel secondo mescolatore di una valvola che include un pentodo ed un triodo, in sosti-

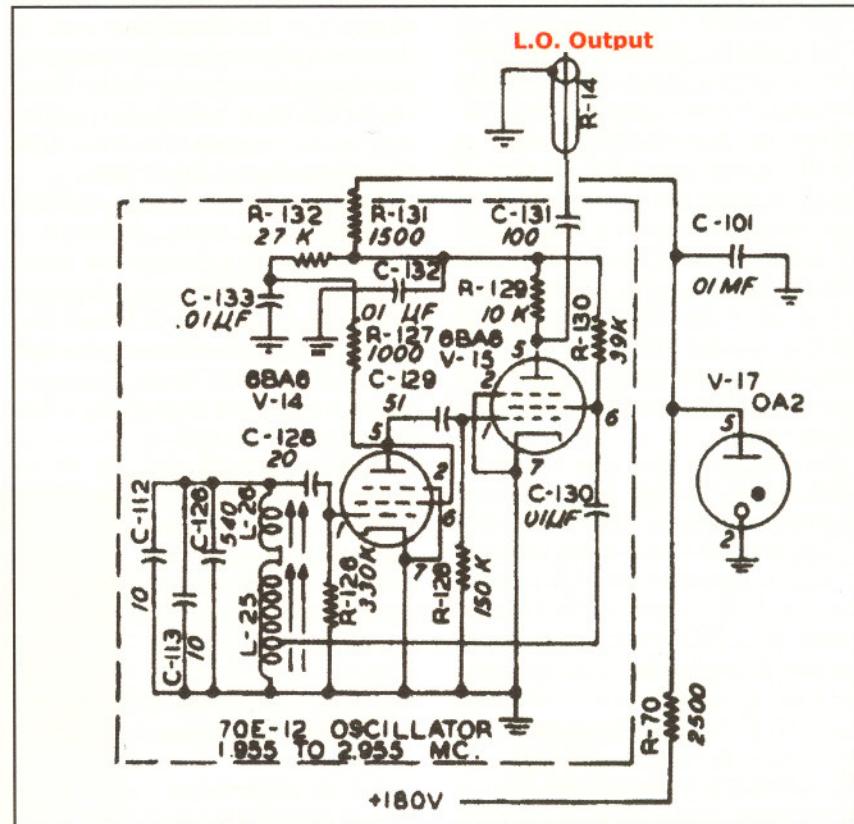
tuzione della pentagriglia 6BA7, scaturisce dalle caratteristiche del **PTO** utilizzato, essendo il livello dell'oscillatore locale (**O.L.**) disponibile relativamente modesto. Ai fini delle prestazioni in cifra di rumore e dinamica, la miglior scelta sarebbe quella di utilizzare nel mescolatore un triodo ad alta transconduttanza pilotato come interruttore: anche

in questo caso un esempio di eccellenza è dato dalla soluzione utilizzata nel ricevitore R&S EK07. Ma nel nostro caso è consigliabile utilizzare un triodo che ha resistenza anodica bassa, perché avremmo una sensibile riduzione del guadagno di conversione. Ciò perché il circuito di placca del mescolatore è ad alta impedenza, essendo costituito dal risonatore parallelo all'ingresso del filtro a quarzo variabile (vedere fig. 20a).

Nel progetto del circuito, dunque, punto di partenza sono state le caratteristiche d'uscita del **PTO** ed il suo circuito. La Tab.7, rintracciata degli archivi Collins, elenca le caratteristiche di alcuni **PTO** prodotti a Cedar Rapids all'inizio anni '50: notiamo che il modello 70E-12 montato nei ricevitori 75A2 e 75A-3 ha una tensione d'uscita modesta (0,5...2V), sebbene con carico capacitivo di soli 15 pF.

Ciò risulta evidente anche dallo schema elettrico del **PTO** Mod. 79E-12 riportato in fig.19: lo stadio oscillatore è costituito

Fig. 19 - Schema elettrico del PTO utilizzato nel ricevitore 75A-3



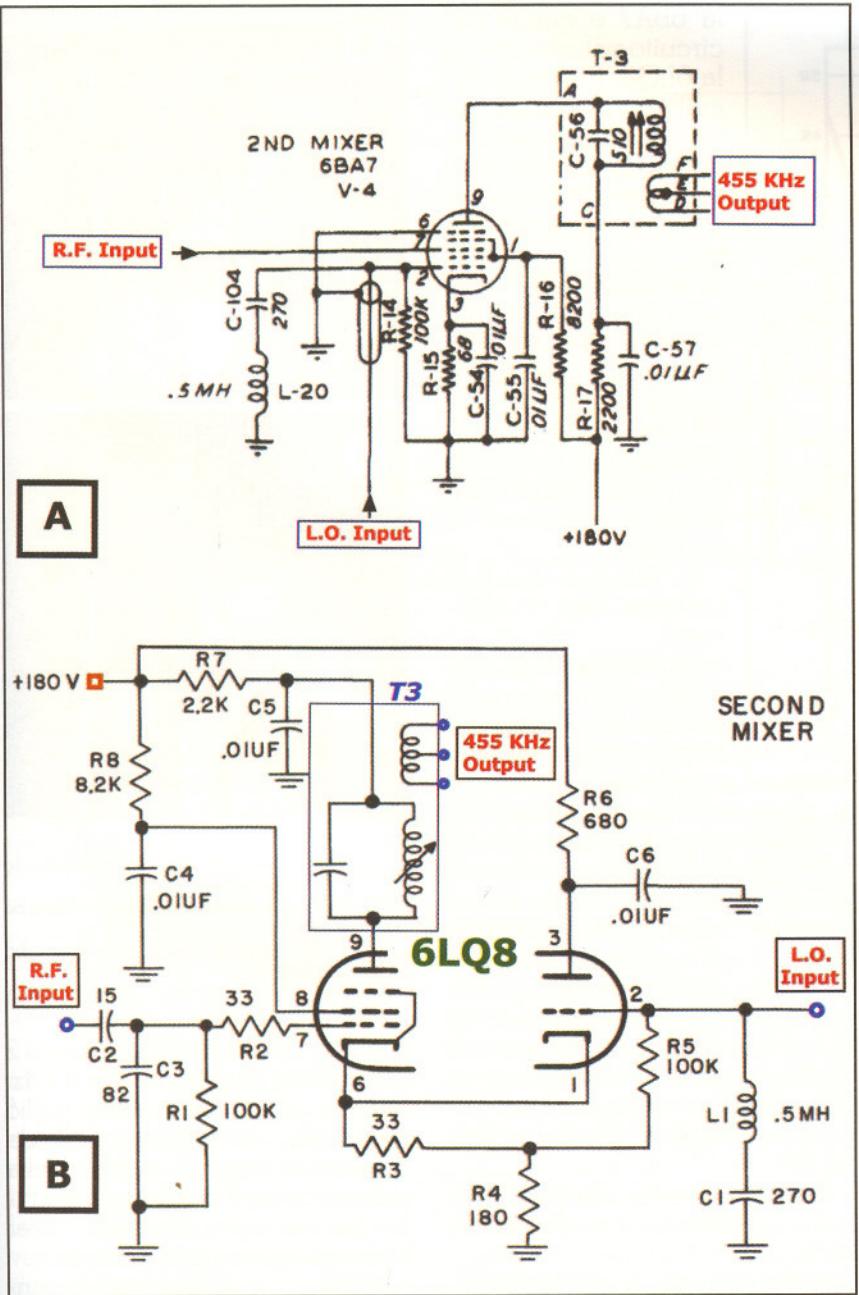


Fig. 20 - Secondo stadio mixer: A) Circuito originale, B) Nuovo circuito

da un pentodo 6BA6 mentre lo stadio separatore impiega una seconda 6BA6 con accoppiamento RC in uscita. Questa è una sostanziale differenza con altri PTO basati sul medesimo sistema meccanico o con quelli più semplici della **S-line**, che includono un circuito accordato in uscita con o senza trasformazione d'impedenza ed in grado quindi di erogare potenze superiori.

La tensione minima d'uscita misurata nelle condizioni origi-

nali (fig. 20a, al piedino #2 della 6BA7) e nell'intero megaciclo di escursione del **PTO** è risultata di 1.2Vrms.

Avendo a disposizione un livello **O.L.** solo di 3,4 Vp-p si rende necessario la scelta di un pentodo con tensione di interdizione bassa (*sharp cut-off*) al fine di poterlo pilotare con angolo di circolazione della corrente anodica minore di 360 gradi, ovvero come interruttore. Contestualmente si richiede una elevata transconduttanza per poter otte-

nere basso rumore e ridurre l'estensione del segnale R.F. scalando il livello d'impedenza d'ingresso. Queste caratteristiche sono ben soddisfatte dalla valvola **6LQ8** che per la sezione pentodo esibisce una transconduttanza di 21 mA/V (@ $V_{G1}=-2V$) ed una tensione di interdizione di -4,2 V. In fig. 20 sono riportati a confronto il circuito originale con la valvola 6BA7 e quello modificato impiegando la **6LQ8**. La sezione triodo è utilizzata come "inseguitore catodico" per poter pilotare al catodo il pentodo e non caricare l'uscita del **PTO**. Essendo la transconduttanza del triodo di 15mA/V (@ $V_g=0V$) il catodo del mescolatore risulta pilotato dal segnale di **O.L.** con resistenza interna di circa 100 ohm. Il circuito risonante serie costituito da L1-C1 risuona a 455 kHz ed ha una doppia funzione: cortocircuitare alla frequenza di risonanza il rumore a larga banda in uscita dal **PTO** e massimizzare il guadagno di conversione. Questo risonatore impiega i medesimi componenti rimossi dal circuito originale.

Per operare il pentodo come moltiplicatore analogico la resistenza totale di chiusura a massa dei due catodi (R_2+R_3) è di 213 Ω.

Pertanto in condizioni di riposo (cioè senza segnale di **O.L.**) il pentodo è polarizzato prossimo alla tensione di interdizione dalla caduta di tensione in R_2+R_3 dovuta principalmente alla corrente anodica del triodo (18 mA).

In fig. 21 sono riportate la caratteristica mutua del pentodo e l'andamento della transconduttanza dinamica (**Gm**); in figura è indicato anche il punto di interdizione e l'escursione con il segnale di **O.L.** (tratto della caratteristica in color rosso) Notiamo che la transconduttanza dinamica è modulata dall'oscillatore locale da zero al valore massimo di 15mA/V: cioè il pentodo convertitore lavora con un angolo di circolazione della corrente anodica minore di 360 gradi.

Il segnale R.F. è applicato alla griglia controllo (piedino #2) attraverso il partitore capacitivo

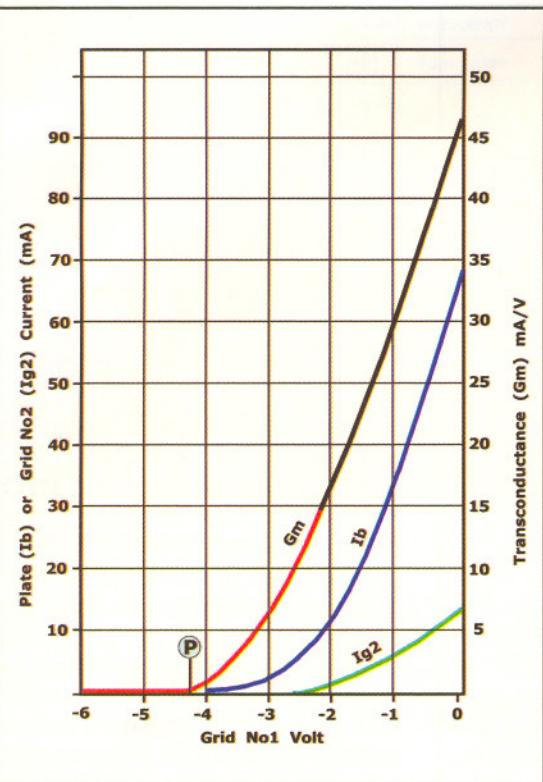


Fig. 21 - Le caratteristiche mutue e transconduttanza della sezione pentodo della valvola 6LQ8 impiegata come convertitore di frequenza. La tensione di interdizione è indicata da "P", mentre in color rosso è evidenziata l'escursione della transconduttanza "Gm" con il segnale dell'Oscillatore Locale.

costituito da C2, C3. Le caratteristiche di linearità del convertitore possono essere spinte a valori elevati aumentando il rapporto C3/C2 ma ciò deve andare di pari passo con l'aumento della transconduttanza (**Gm**) del tubo per mantenere le caratteristiche di rumore e sensibilità dello stadio.

Il valore del condensatore C2 (15 pF) è stato scelto in modo che la capacità risultante serie con C3 fosse uguale alla capacità totale d'ingresso alla griglia #3 del circuito originale con la 6BA7 (9.5 pF proprie del tubo + 3 pF, stimati, dello zoccolo) al fine di non alterare il rapporto L/C del risonatore della Media Frequenza variabile. In effetti, dopo il cambiamento del circuito mescolatore, la Media Frequenza variabile è risultata tarata come nelle condizioni antecedenti la modifica. In fig.22 è illustrato il cablaggio del convertitore nelle condizioni originali con la valvo-

la 6BA7 e quello del circuito sviluppato con la 6LQ8. Poiché il circuito con la 6LQ8 impiega un maggior numero di componenti, sono state inserite due stringhe di ancoraggio: una è fissata in prossimità dello zoccolo utilizzando una vite del medesimo; la seconda è invece inserita utilizzando la vite che lega la fiancata laterale al telaio del ricevitore (visibile nella parte superiore di fig.22B).

In Tab.8 è riportato l'elenco dei componenti.

La valvola 6LQ8 non è facilmente reperibile in Italia ma è disponibile - nuova in imballo originale - presso i più noti distributori in USA al costo massimo di 10 Dollari, spese di spedizione incluse. Con i valori indicati la cifra di rumore complessiva del ricevitore non viene

modificata e con toni spaziati di 5 kHz si ottengono circa 15 dB di miglioramento nel valore di **IP3**, con una corrispondente dinamica (**IMDR**) di 83 dB (vedere fig.23).

Con riferimento alla fig.23 alcune osservazioni e deduzioni sono:

a) Il ricevitore, dopo modifica, presenta una **IP3** poco dipendente dalla spaziatura dei toni di misura. Con 50 kHz di spaziatura

Tab. 8 - Lista dei componenti

Posizione	Valore
C1	= 270 pF Mica argentata
C2	= 15 pF Mica argentata 300 V
C3	= 82 pF Mica argentata 300 V
C4, C5, C6	= 0.01 μ F ceramico 400 V
L1	= 0.5 mH
R1, R5	= 100 k Ω 1/2 W
R2, R3	= 33 Ω 1/2 W
R4	= 180 Ω 1/2 W
R6	= 680 Ω 1/2 W
R7	= 2.2 k Ω 1/2 W
R8	= 8.2 k Ω 1 W

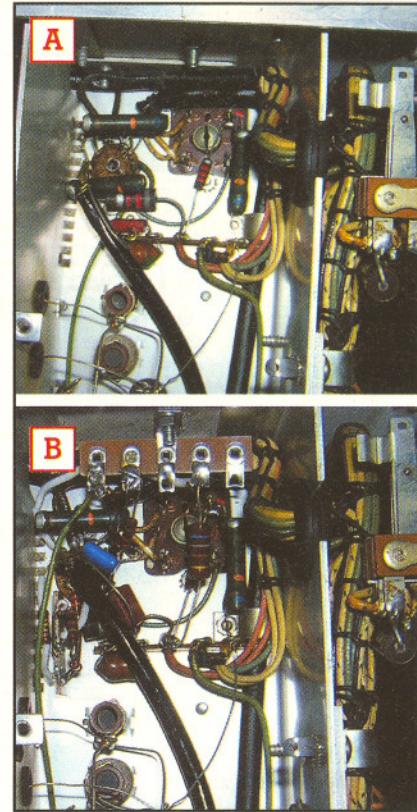


Fig. 22 - Cablaggio del secondo stadio convertitore:
A) Condizioni originali con tubo 6BA7
B) Circuito modificato con tubo 6LQ8

il livello di **IP3** migliora di solo 2 dB rispetto alla prova con 5 kHz. Ciò sta ad indicare che il taglio del livello del segnale R.F. da convertire - dovuto al filtro della prima Media Frequenza variabile che precede il secondo mixer - non procura alcun beneficio.

b) Per quanto osservato al punto precedente, il livello di intermodulazione del ricevitore, dopo modifica, dipende essenzialmente dalle prestazioni del primo mixer. Il miglioramento di 2 dB con toni spaziati di 50 kHz è quindi da attribuirsi quasi esclusivamente al filtro di preselezione R.F. che precede il primo mescolatore. Ricordiamo che la prova è eseguita nella banda dei 15 metri ove la larghezza di banda di preselezione vale 185 kHz @-3dB (vedere tabella 5).

c) Pertanto possiamo dedurre che il miglioramento della dinamica del secondo mescolatore è superiore ai 15 dB, ma non sia-

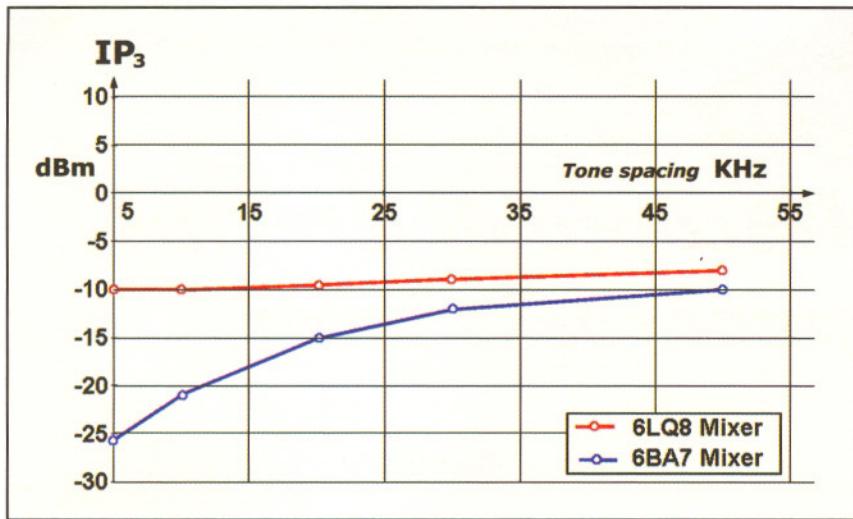


Fig. 23 - Andamento del Punto di Intercetta (IP3) in funzione della spaziatura dei toni di misura prima e dopo la modifica del secondo mixer.

mo in grado di valutare di quanto, se non dopo aver migliorato anche il primo mescolatore, ripetendo la prova con le diverse spaziature dei toni.

Si ritiene che il risultato ottenuto sia notevole anche a confronto con i moderni ricevitori a stato solido. Infatti questi presentano livelli di **IP3** che - con preamplificatore inserito - possono raggiungere e superare anche +20dBm, ma ad una condizione: che il primo filtro I.F. (*roofing filter*), generalmente a 40 o 70 MHz, blocchi i segnali interferenti. Ove questo non avviene o avviene parzialmente ed i segnali possono raggiungere i mescolatori seguenti il primo e/o il convertitore A/D del DSP il risultato è disastroso con **IP3** che non superano -20...-30dBm. I dati pubblicati dalla ARRL negli "Extended Evaluation Reports" (Ref.15) sono illuminanti: da questi lavori sono tratti i grafici di fig.24. Questo fatto - tacito per decenni nel mondo amatoriale - è stato posto in evidenza dai nostri colleghi americani ed ha spinto recentemente i costruttori a correre ai ripari con filtri *roofing* sempre più stretti. Ma, anche il lettore meno preparato, si renderà conto che non sarà comunque possibile a 40 MHz o 70 MHz egualizzare le caratteristiche di selettività di un filtro meccanico o a quarzo a 455kHz.

Il lavoro continua...

Quanto descritto credo costituisca un primo punto importante e stimolante per proseguire nell'opera di aggiornamento di questo illustre ricevitore dell'epoca aurea del radiantismo. Il lavoro sarà ripreso, ma non a breve termine, allorquando sarò in grado di procurarmi un secondo esemplare di 75A-3 sia per ripetere la modifica descritta, sia per mettere mano al primo mescolatore e portare il valore di **IP3** a superare la soglia di 0 dBm, con 5 kHz o meno di spaziatura.

E' un obiettivo ragionevole, considerando quanto già realizzato con tubi nel settore professionale. Il limite semmai è la compatibilità di una tale modifica con l'obiettivo primario della completa reversibilità del cambiamento, preservando l'integrità meccanica del ricevitore.

Nel frattempo l'attività sperimentale sarà rivolta a due progetti che ho in corso nel settore delle microonde. Il primo, in fase conclusiva, è relativo ad un convertitore a basso rumore per il traffico ATV nella banda dei 6 centimetri (5,7 GHz) che sarà pubblicato quanto prima. Il secondo lavoro è invece relativo ad un *transverter* NO-TUNE 1296MHz/450MHz che presenta elementi di novità ed alcune soluzioni originali di interesse

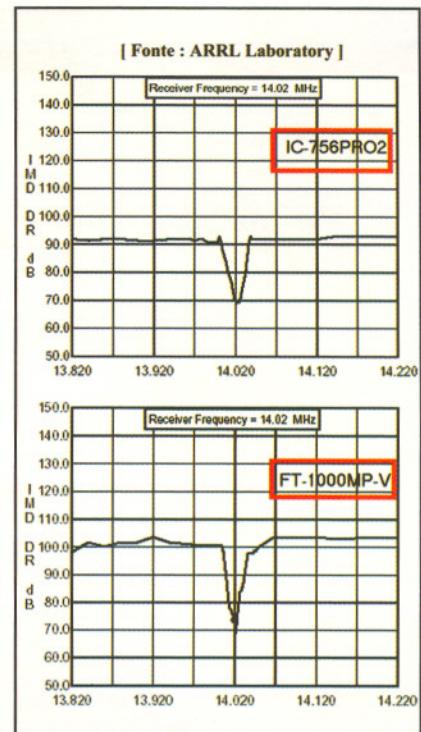


Fig. 24 - Dinamica RX relativa ai prodotti di intermodulazione di terzo ordine (IMD3) in funzione della frequenza (test con 2 toni).

generale. Questo secondo sviluppo mi è stato richiesto da alcuni OM della Sezione A.R.I. di Parma che intendono attivare la banda dei 23 cm unitamente ad RX-TX disponibili nel mercato del *surplus* a costi assai contenuti. Naturalmente spero che altri lo trovino interessante dedicandosi anche a questo affascinante segmento del radiantismo moderno.

Referenze

- 13) "75A-4 Modification Compendium" Electrical Radio Magazine, Editor N6CSW
- 14) "APPENDICE 1: Fattore di rumore e misura" I2SG - pag. 98,99 Radio Rivista 7/8 2005.
- 15) "QST Product Review Expanded Test Reports" (<http://www.arrl.org/members-only/prodrev/reports.html>)

