

Domenico Marini - I8CVS
via Alcide De Gasperi, 89 Parco Merola
80059 Torre del Greco NA

Parte 4^a

Preamplificatore ad alta IP per 144 MHz

Realizzazione pratica

Il preamplificatore (foto 1) è montato in una scatola autocostruita di vetronite ramata a doppia faccia, delle misure esterne di 54 x 64 x 206 mm (figg. 5 e 6).

Le dimensioni sono determinate dal diametro dell'induttore L1 del filtro a pi-greco di ingresso che, per avere bassa attenuazione (0,25 dB), è ospitato in uno scompartimento di misure interne 50 x 60 x 100 mm. Ciò ha impedito di usare contenitori commerciali.

Le pareti interne della scatola sono saldate a stagno per tutta la lunghezza degli spigoli.

Per minimizzare le perdite di ingresso, la scatola è completamente argentata elettroliticamente, in quanto le correnti a R. F. percorrono anche le superfici interne dello scompartimento del filtro.

I coperchi della scatola vanno muniti di almeno due finger-stock (foto 1) per assicurare la circolazione delle correnti a R.F. anche sulle pareti interne, che diversamente resterebbero isolate.

Ogni perdita del filtro (espressa in dB) si traduce infatti in pari aumento (anch'esso in dB) della cifra di rumore.

I componenti del filtro a pi-greco devono essere ad alto Q e perciò C2 e C3, anche se costosi, sono condensatori da 1 a 10 pF Airtronic o MAV (Cod. 23150 ADB), molto stabili nel tempo, con filettatura micrometrica e tappo a tenuta stagna. Per evitare che questi possano danneggiarsi, vanno avvitati col proprio dado, senza saldarli alla superficie interna del contenitore.

L1 (foto 2) è realizzata con quattro spire di filo di rame argentato da Ø 2 mm ed ha diametro interno di 20 mm, è lunga 12 mm ed i suoi terminali sono saldati direttamente sulle capsule di statore di C2 e C3.

Affinché il diametro interno venga 20 mm, L1 va avvolta su una sagoma cilindrica di circa 19 mm. Per non mandare in corto circuito i due condensatori durante la saldatura, bisogna avvitare i rotori quasi fino in fondo agli statori, in modo che la parte mobile si autocentri su quella fissa scorrendo lungo lo spillo interno di teflon, rimanendo bloccata.

Foto 1 • Preamplificatore per 144 MHz.
I coperchi dotati di finger stock sono aperti.
A sinistra lo scompartimento del filtro a pi-greco e a destra quello dei componenti.
Il filtro è collegato all'emettitore del primo stadio mediante un cavetto semirigido UT-141.

Usare un saldatore da almeno 100 W. Ravvivare prima a stagno i terminali di L1, posizionare simmetricamente la bobina e colare stagno sulle capsule senza insistere troppo. Nel saldare, scaldare prima le parti metalliche di dimensioni più grandi e sfiorare con la punta del saldatore, quanto basta, quelle di massa più piccole. Ripulire sempre tutte le saldature dalla colofonia con piccoli batuffoli di ovatta imbevuta di diluente alla nitro, manovrandoli con una pinzetta da orologiai.

Per minimizzare le perdite, l'uscita del filtro è collegata allo scomparto componenti mediante un pezzetto di cavo coassiale semirigido da 50 Ω (UT-141 Cod. 20202 ADB) saldato al diaframma della scatola (fig. 5).

I componenti attivi, compresi i due trasformatori, occupano uno spazio interno molto ristretto di 60 x 100 mm che ospita il PCB.

Foto 3 • Scompartimento componenti attivi del preamplificatore a due stadi.
Si vede la tecnica "a ragno", usata per il montaggio sperimentale. Sono visibili i due trasformatori TR1 e TR2, nonché T1 e T2. I componenti sono supportati da condensatori passanti da 1 nF e colonnine isolanti di teflon. I due potenziometri R1 e R6 sono in alto. Il circuito è su lamierino di rame argentato dello spessore di 0,5 mm, saldato ai bordi interni del contenitore.

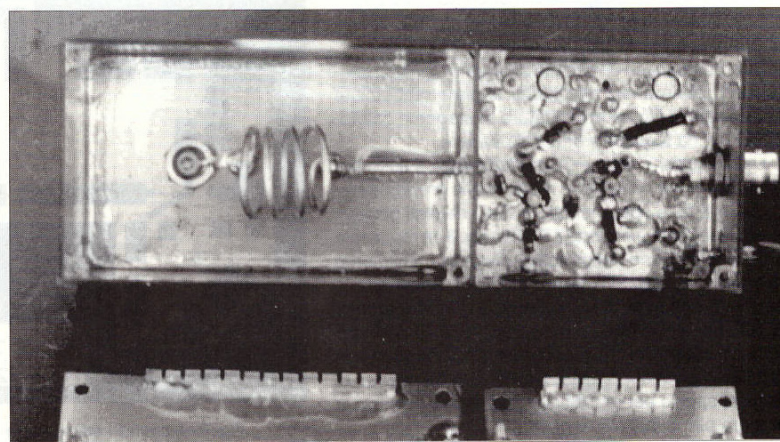
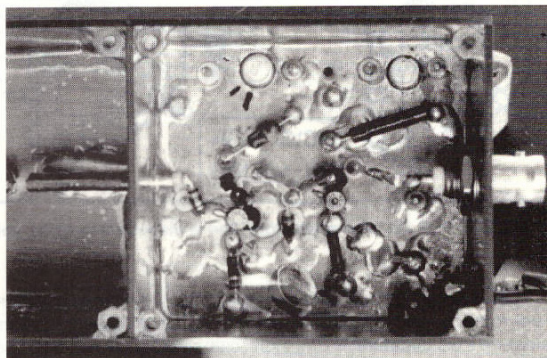


Foto 2 • Filtro passa basso a pi-greco, di ingresso. L'induttore è saldato direttamente su C2 e C3. I due condensatori C1 e C4 da 4,7 pF sono ceramichi chip. L'uscita del filtro è collegata allo scomparto dell'amplificatore mediante un cavetto UT-141.

Il montaggio sperimentale, eseguito a suo tempo dall'autore, è visibile nelle foto 1, 2 e 3, ha dimensioni di soli 60 x 70 mm e non usa alcun circuito stampato.

Questo sistema di montaggio si presta ad un solo esemplare, il prototipo, è molto veloce, non richiede molti preparativi ed è chiamato a "ragno" o "pulce morta", perché i componenti sono messi a gambe all'insù, ed effettivamente, durante la posa degli stessi, sembra di tessere una ragnatela.

I punti di appoggio si creano su condensatori passanti o a disco da 1 nF e colonnine isolanti di teflon infilate nei fori di un lamierino o vetronite (foto 3).



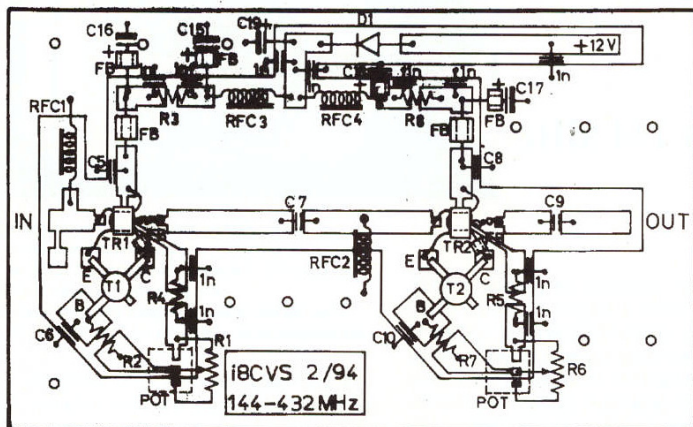


Fig. 1 • Il PCB del preamplificatore con la disposizione schematica dei componenti

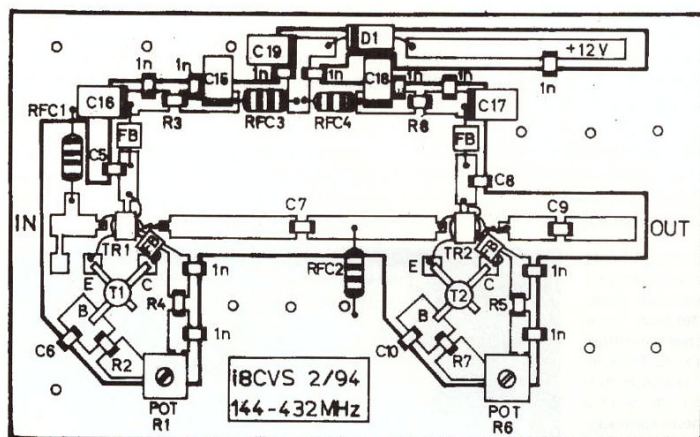


Fig. 2 • Il PCB del preamplificatore con la disposizione fisica dei componenti

Il percorso più breve e adatto si studia disponendo materialmente i componenti e poi forando, ove occorre, e questo metodo si presta a innumerevoli prove, saldature e dissaldature, sostituzioni, cambiamenti di percorso, modifiche, mentre si architetta il circuito in modo provvisorio e sperimentale. Il sistema è impiegabile almeno fino ai 70 cm.

Solo quando tutto va bene si studia un PCB che, al contrario, si presta a poche saldature definitive.

Sperimentare su un circuito stampato significa rovinarlo con obbrobriosi rifacimenti di piste rabberciate con pezzetti di filo ed imbrattature di stagno e colofonia, difficili da togliere e brutte da vedere.

La sostituzione di un PCB saldato sopra e sotto alle quattro pareti del contenitore risulta anche problematica.

Finita la fase sperimentale e visti i risultati positivi, è stato disegnato e provato il PCB di fig. 3, in modo tale che la duplicazione del prototipo divenisse facilmente eseguibile da tutti. Si è visto infatti che, se manca lo stampato, nessuno realizza l'oggetto perché la fase progettuale del montaggio scoraggia molti OM per paura di sbagliare. La mancanza di un qualcosa di materiale su cui appoggiare il saldatore è la causa di rinuncia, specie per gli OM che hanno poco tempo da dedicare per inventarsi le cose.

I PCB sono prodotti e distribuiti da I8KUT, tel. (081) 7586432 che li realizza con processo industriale e li invia al puro costo, dietro ricezione di una busta preindirizzata e affrancata. I PCB sono stati anche argentati. Le figg. 1 e 2 riportano il disegno ingrandito del PCB, in modo da evidenziare sia la disposizione schematica che quella fisica dei componenti.

Lo schema elettrico di fig. 2 è pubblicato su RR 5/94 e riporta tutti i condensatori FT (feed-through) come passanti da 1 nF, proprio perché sono i più adatti per il montaggio "a ragno". Se, invece, il montaggio viene eseguito usando il PCB di fig. 3, tutti questi condensatori FT sono da intendersi come chip da 1 nF. Ciò è riportato su fig. 2, che mostra la disposizione costruttiva dei componenti SMD sulle piste del PCB.

La posizione dei due transistor sul PCB di fig. 3 è identificata con una piazzola circolare, che nel caso si volesse montare un BFT-66 al primo stadio, deve essere forata a Ø 4,8 mm. Questo transistor ha il case metallico, che va saldato a massa sulla superficie ramata sottostante le piste del PCB. L'operazione di saldatura deve essere rapida, usando un saldatore di almeno 150 W.

La fig. 3 riporta il PCB in scala 1 : 1 dimensioni 60 x 100 mm, realizzato in vetronite ramata G10 a doppia faccia. Sulla faccia opposta ai componenti non c'è alcuna pista ma, anche se non strettamente necessario, è sempre bene praticare alcuni fori da 2 mm per riportare a massa le due superfici di rame col percorso più breve mediante la saldatura di fili passanti o ribattini di rame.

Le posizioni dei fori sono indicate da punti scoperti sulla superficie del rame lato piste. Il rettangolo del PCB, 60 x 100 mm, andrà posizionato orientando l'ingresso e l'uscita come in fig. 5.

Occorrerà certamente rifilare il bordo di uscita con una limetta per adattarlo alle dimensioni della flangia del connettore BNC. Finito l'aggiustaggio, il PCB va saldato a stagno sopra e sotto per tutta la lunghezza dei quattro lati del contenitore rispettando le quote interne riportate in fig. 5.

Bisognerà infatti che il foro preventivamente fatto sul diaframma per il cavo UT-141 fra il filtro a pi-greco e PCB, risulti nella parte superiore lato componenti.

E' buona norma presentare il PCB nella scatola e

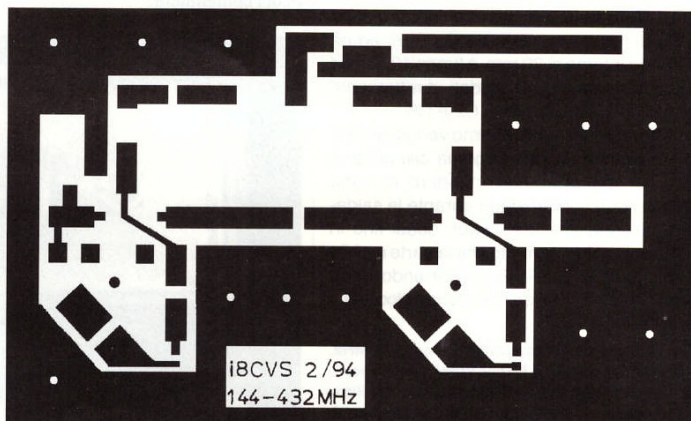
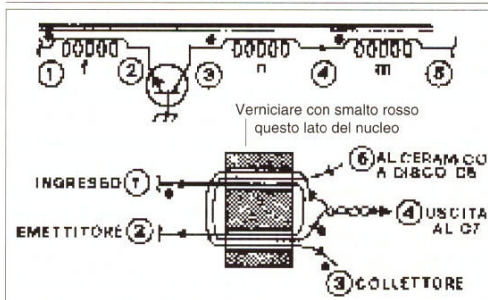
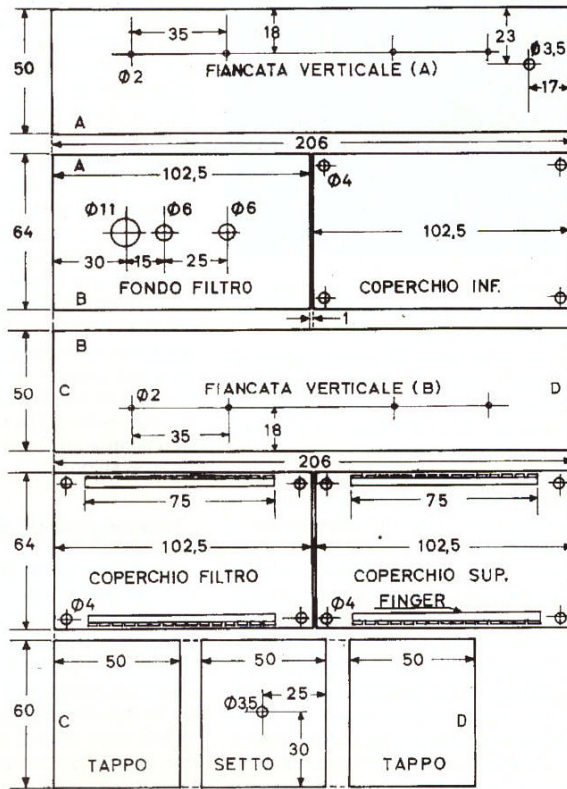


Fig. 3 • Il circuito stampato (mm 100 x 60) lato componenti (scala 1 : 1)



**Fig. 4 - Senso di avvolgimento
dei trasformatori di reazione
TR1 e TR2**

Fig. 6 • Il taglio della vetronite G10 per costruire la scatola ed i coperchi



appuntare i quattro lati con poche piccole saldature.

Quando tutto torna a misura e parallelo, si procede alla saldatura continua degli spigoli e dei lati del PCB, usando un saldatore da almeno 150 W.

Prima di saldare il PCB bisognerà ripulirlo accuratamente con diluente alla nitro per togliere la vernice protettiva trasparente.

Questo PCB è adatto anche per 432 MHz, in modo particolare con AT-42085 Avantek, purché i due trasformatori siano avvolti su nuclei binoculari Siemens B 62152-A0008-X060 reperibili attualmente solo in DL (DC3XY), e utilizzando adatti filtri di ingresso e uscita, come descritto in (1).

Il montaggio dei componenti inizia in sequenza con la saldatura di tutti i condensatori chip da 1 nF e al tantalio.

I tantalio è bene che siano da 35 V lavoro, perché questi condensatori, senza resistenza in serie per la limitazione della corrente, tendono a rompersi all'atto della carica. Se i tantalio sono a goccia, è bene inserire una perlina di ferrite sul terminale positivo, se invece sono per SMD, questa va omessa per forza.

Montati i chip da 1 nF, bisogna verificare con un capacimetro o con un comune tester ICE-680R a portata $P \times 1$, che tutti i chip saldati conservino la capacità nominale anche dopo l'escursione termica della saldatura. Montare i due potenziometri SMD da 1 k Ω e le impedenze da 1 μ H. Queste sono Philips assiali Cod. 26360 ADB, ma il PCB è fatto in modo da poter usare per gli emettitori, di

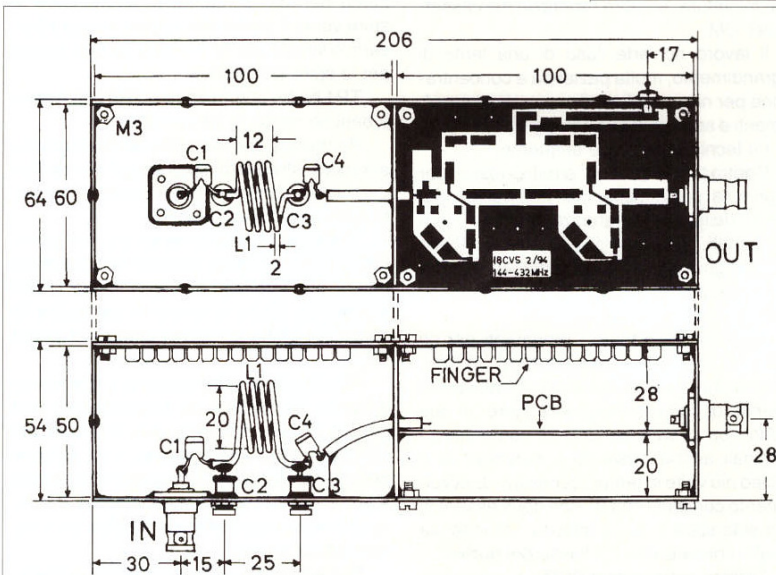


Fig. 5 • Sezione longitudinale e trasversale del preamplificatore. Il PCB è stato saldato alla scatola prima di montarci i componenti SMD. Si vedono i finger-stock dei due coperchi. A sinistra il filtro a pi-greco con L1 posizionato su C2 e C3.

anche quelle specifiche per SMD, dimensioni 3,2 x 2,5 x 1,6 mm, reperibili presso la Giga-Teck a 0,8 DM l'una, scrivendo a Karl Himmler, Postfach 1160, Heddesheim 6805, Germany o telefonando a 0049 - 620344142. Per questo motivo, la pista di ingresso sul PCB riporta una piazzuola quadrata per RFC1 in versione SMD.

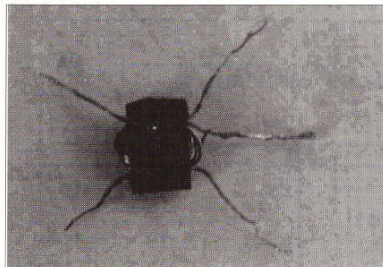
Si saldano ora tutti i resistori chip per SMD da $3,2 \times 1,6 \times 0,6$ mm. Questi sono da $0,25W/70^\circ C$ e sono ormai reperibili ovunque, e comunque presso Giga-Teck oppure ARX Elettronica, Via G. Carducci, 50018 Scandicci FI tel. (055) 2578713.

Finite le saldature, ripulire il PCB dalla colofonia e incrostazioni usando batuffoli di ovatta imbevuti con diluente alla nitro e fare tutte le possibili misure incrociate per verificare sia l'efficienza delle saldature, sia che i resistori siano rimasti ai loro valori nominali.

Usando il tester, mettere a massa sempre il negativo per non danneggiare i tantalo rovesciando la polarità.

Il tester ICE -680R e quelli della stessa famiglia hanno il positivo nella boccola comune segnata (ohm). Per R3 e R8 è necessario montare due resistori chip sovrapposti ed in parallelo, ognuno di valore ohmico

Foto 4 • Il trasformatore di reazione TR1 avvolto e con i terminali stagnati. I due fili intrecciati al centro a destra sono l'uscita (4).



doppio rispetto a quello riportato in **tab. 2** di RR 5/94, in modo da fare la resistenza richiesta con dissipazione totale di 0,5 W.

Le perline di ferrite FB sono Amidon e, in particolare, le due sui collettori, devono avere gradazione adatta. La 43, prevista per frequenze da 50 a 200 MHz, si è rivelata efficace per prevenire autooscillazioni.

Le altre servono da choke, molto efficaci per evitare accoppiamenti fra stadi ottenendo schermature a RF e soppressione di fenomeni parassiti.

In caso di irreperibilità o dubbi, verificare fra quelle disponibili nel cassetto, la resistenza ohmica della perline, appoggiando i puntali di un tester fra gli estremi del foro con una certa pressione. Se la resistenza è compresa fra 50 k Ω e 30 k Ω , la gradazione è buona.

Perline con resistenze superiori a 50 k Ω non sortiscono lo scopo perché hanno perdite resistive basse e si comportano, tanto per intenderci, come se fossero un pezzo di legno.

I connettori usati sono BNC di note marche, sigillati e imbustati. Le imitazioni sfuse non sono a norme per questi motivi: l'isolante è in Derlin e non Teflon e così questo si fonde saldando la flangia a parete. Alcuni costruttori fanno i contatti a tulipano con due tagli anziché quattro, oppure foggianti come linguette tipo zoccolo di valvola.

Questi connettori sono nichelati e non argentati ed hanno tolleranze di lavorazione tali che i connettori seri, quelli degli strumenti di misura, o ci ballano, o si rovinano perché non c'entrano.

Questi connettori della concorrenza, se misurati alle massime frequenze, si comportano da attenuatori e disadattatori di impedenza, nonostante gli sforzi degli inventori Neill e Concelman (da cui BNC o Bayonet N-C) nel dimensionare opportunamente il cilindro interno di teflon per cancellare la reattanza induttiva del contatto centrale.

Cosa importante: le flangie dei BNC vanno saldate su tutti e quattro i lati ed alle superfici interne della scatola di vetronite.

Per l'ingresso si può usare, volendo, un connettore tipo N, spostando leggermente il centro del foro rispetto a C2.

I BNC con dado sono più adatti ma sono

piuttosto lunghi, e almeno quello di uscita ricoprirebbe la pista del PCB. Volendolo usare bisognerebbe inserire una rondella alta 2,5 mm per spessorare l'esterno, oppure avvitare un secondo dado.

Il disegno di **fig. 6** riporta il taglio dei vari pezzi di vetronite per costruire la scatola e comprende le quote dei fori dei BNC (a flangia) e dei condensatori. Il diaframma centrale riporta il foro per il cavo UT-141 e bisogna ricordarsi di forarlo a \varnothing 3,5 mm prima di saldarlo alla scatola perché dopo sarebbe impossibile. I fori da \varnothing 2 mm servono per infilarci dei pezzetti di filo di rame che, una volta saldati sulle pareti esterne ed interne, creino una massa equipotenziale.

Tutti i condensatori ceramici usati nei filtri sono NPO Philips Cod. 24400 ADB e vanno tagliati con terminali cortissimi, ma si possono usare anche i chip NPO 24300 ADB, collegandoli con piccole striscie di lamierino in rame molto sottile e duttile, come quello recuperabile dal foglio esterno di cavi coassiali tipo 50/20.

L'avvolgimento dei trasformatori

Il cuore del preamplificatore è rappresentato dai trasformatori TR1 e TR2 (**foto 4**), che vanno avvolti su nuclei binoculari Siemens A8-X17 Cod. 26003 ADB. Questi sono molto piccoli: 2,5 x 3,6 x 2,1 mm. A stento si vedono e si tengono in mano. Ciò nonostante, nei due fori da \varnothing 0,8 mm occorre infilare tutte le spire di filo di rame smaltato \varnothing 0,12 mm, difficile da trovare in commercio, ma facile da recuperare dalla bobina di qualche relé miniatura, sempre reperibile nel cassetto dell'OM.

Il lavoro richiede l'uso di una lente di ingrandimento, molta pazienza e concentrazione per non sbagliare il senso degli avvolgimenti e soprattutto il conteggio delle spire.

La tecnica usata è la seguente.

Contrassegnare con smalto rosso per unghie la parte superiore del nucleo nel senso della sua lunghezza tenendo i fori orizzontali. La stessa cosa si farà sul foglio del disegno **fig. 4** che riporta la sezione longitudinale del trasformatore (vedere anche **fig. 5** RR 5/94, parte terza).

Avremo così fissato i riferimenti per gli inizi e le fine degli avvolgimenti (f), (n), (m), come anche indicato sul disegno che riporta il senso di come avvolgere le spire. In tale modo non ci sarà pericolo di confondere i terminali anche posando e riprendendo il nucleo più volte in tempi successivi. L'avvolgimento comincia con (f), che deve essere di una sola spira e la più interna, affinché sia meglio concatenata col flusso del nucleo.

Tagliato un pezzetto di filo \varnothing 0,12 mm lungo 50 mm, lo si infilerà nei due buchi di destra in modo che i due terminali della spira (f) si trovino alla nostra sinistra. Sopra c'è l'ingresso a RF (1 col punto nero) e sotto c'è l'emettitore (2).

Subito dopo si avvolge (m). Il filo si passa nel foro superiore infilandolo da destra verso sinistra. Il pezzetto che rimane a destra è il terminale (5) che andrà poi saldato al condensatore da 1 nF.

Le spire successive si continuano ad avvolgere in senso antiorario e il numero stabilito finisce quando l'ultima spira esce dal foro di sotto a destra. Questo terminale è uno dei due fili del (4). TR1 ha (m) con 4 spire e TR2 con 3 spire.

Finito (m) si gratta lo smalto del terminale con carta vetrata sottilissima 00 arrotondata su se stessa più volte, in modo da dargli consistenza.

Procedere con delicatezza grattando sempre nello stesso senso, dal nucleo verso l'esterno e su tutta la superficie dello smalto e fin sotto il nucleo, appoggiando e rigirando il filo sul bordo a spigolo del tavolino. Ciò è necessario, dovendo essere i terminali tagliati corti e ben stagnati.

Ora si prepara l'inizio di (n), cominciando col pulire lo smalto del filo ad un'estremità.

Si infila il conduttore nel foro superiore del nucleo passando da destra verso sinistra, in modo che il terminale pulito resti a destra.

Intrecciare l'inizio pulito di (n) con la fine già pulita di (m) e procedere alla loro stagnatura creando il terminale di uscita (4).

Ora, avvolgendo (n) in senso antiorario, ci si accorgerà che il foro da \varnothing 0,8 mm si va riempiendo di filo, che impedisce l'ulteriore inserzione di spire, ed il conduttore tende a piegarsi, perché troppo sottile. Munirsi di un ago da cucito, molto sottile e affusolato (e non di uno spillo). Infilare delicatamente la punta nei fori, cercando di ammassare le spire verso il centro del nucleo, senza pizzicare lo smalto dei fili, in modo da fare spazio per le spire successive.

TR1 ha (n) con 11 spire e TR2 con 5 spire e benché molte, ci vanno tutte.

Per evitare che lo smalto del filo si gratti e si scopra, sfregando sugli spigoli vivi dei fori del nucleo, evitare di tirare troppo il conduttore durante l'avvolgimento.

Terminato l'avvolgimento (n), col terminale (3) di collettore, occorre scartavetrare tutti gli altri terminali e stagnarli. Non usare lamette da barba o temperini per pulire fili così fini perché si trancerebbero al primo colpo.

Per tenere le spire bloccate a fine avvolgimento, far cadere sul trasformatore una goccia di cera scaldata con la punta del saldatore. Non usare lacche, i cui solventi potrebbero sciogliere l'isolante Formivex del filo, mettendo le spire in corto fra loro. Provare che non ci sia continuità fra (f) e (n + m), nonché col nucleo.

Per avvolgere un trasformatore occorrono un paio d'ore di attento lavoro, ma a condizione di non distrarsi durante il conteggio delle spire perché, in caso di dubbio, il numero avvolto non è più verificabile durante

Satelliti

l'operazione e bisognerebbe ricominciare tutto da capo.

Il conteggio di una spira inizia sul terminale in alto a destra e termina quando il filo esce in basso a destra.

Montare ora i due transistor coi terminali tagliati giusti per arrivare alle piazzole del PCB.

Il terminale di collettore, che è il più lungo di tutti, va ripiegato all'insù e leggermente schiacciato sui bordi con una pinza in modo da renderlo meno largo affinché ci si possa infilare la perlina di ferrite. Il secondo terminale di emettitore va tagliato al livello del case perché non serve.

I due TR si montano per ultimi con terminali cortissimi (foto 4), ad eccezione di quello del collettore e facendo attenzione che i due fili intrecciati dell'uscita (4) siano effettivamente saldati fra loro. Prima di saldare il terminale di collettore infilare la perlina di ferrite. Il montaggio dei TR va fatto manipolandoli con una pinzetta da orologiaio e sotto la lente di ingrandimento.

Terminato l'assemblaggio, ripulire le saldature senza passare diluenti sui trasformatori.

Posizionare i cursori dei due potenziometri tutti in senso antiorario, quindi a massa, in modo da avere la minima I_c all'inizio delle prove.

Continua.4

Bibliografia

- 1) A New Type of Preamplifier for 145 MHz and 435 MHz Receivers • by M. Martin - DJ7VY • VHF Communications 1/78 pagg. 30 - 36.
- 2) A Modern Receive Converter for 2m - Receivers having a large Dynamic Range and Low Intermodulation Distorsions • by M. Martin - DJ7VY • VHF Communications 4/1978 pagg. 218 - 229.
- 3) A High IP-LNA for 432 • by Rainer Bertelsmeier - DJ9BV • DUBUS 2/1992 pagg. 15 - 19.
- 4) Broadband Transformers and Power Combining Techniques for RF • by H. Granberg • RF Circuits Engineering, Application Note 749 pagg. 4/145 - 4/152 • Motorola RF Device Data Catalog.
- 5) Modern Receive Converter for 70 cm Receivers Using DJ7VY 002 on the 70cm Band • by M. Lass, DJ3VY • VHF Communications 3/80 pagg. 148 - 154.
- 6) RO Paganella Front-End • di IN3HOG e IN3AHO Sezione ARI di Pergine Valsugana • RR 10/89.
- 7) Transverter ad Alta Dinamica 144-28 MHz • di Pippo Gristina - IT9FTG RR 1/93 e 4/93.

Foto 5 • Vista di insieme del preamplificatore per i 144 MHz.
Da notare che tutti gli spigoli interni del contenitore sono saldati per l'intera lunghezza. I coperchi sono avvitati sui dadi da 3 MA saldati agli angoli dei due scomparti.

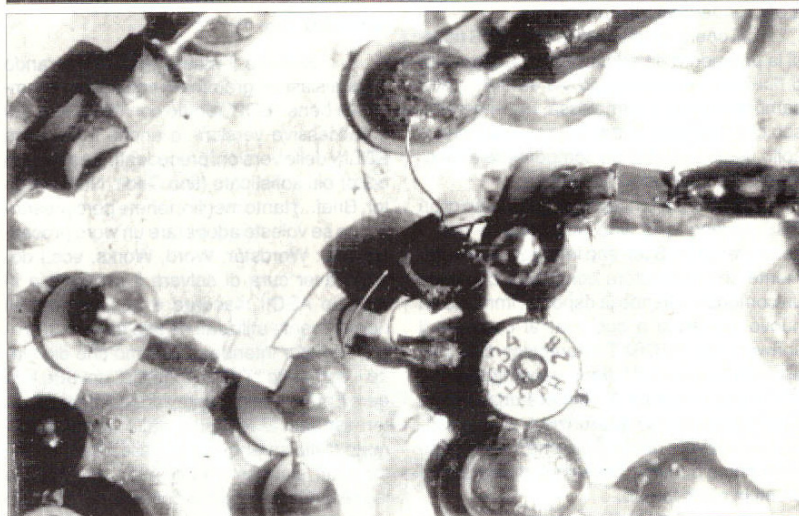
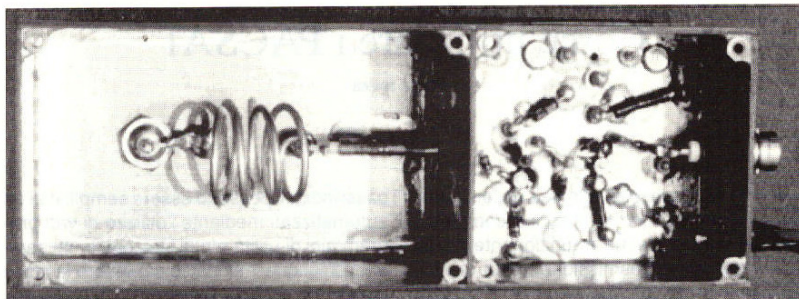


Foto 6 • Particolare del montaggio "a ragno". Sono visibili il BFG-34 del secondo stadio, TR2 ed i due condensatori ceramici a disco C5 e C8. I due chip da 1 nF C7 e C9 sono appoggiati su colonnine di teflon. La perlina di ferrite FB è verticale ed infilata sul terminale di collettore.

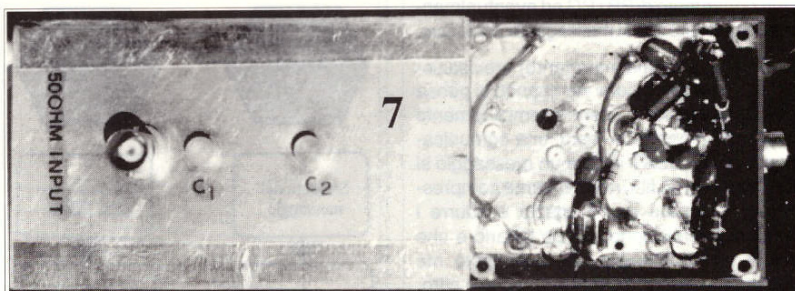


Foto 7 • Il preamplificatore per 144 MHz con il lato inferiore componenti aperto. Si vede la filatura sperimentale delle alimentazioni e tutti i condensatori al tantalio. A sinistra il BNC di ingresso con C2 e C3. A destra il BNC di uscita. Nel montaggio su PCB lo scompartimento di destra è vuoto e tutti i componenti SMD si trovano sul lato opposto.

GUIDETTI

KENWOOD-ICOM-YAESU

Via Torino, 17 - Altopascio (LU)
Tel. 0583-276693 Fax 0583-277075

Permute e spedizioni in tutta Italia
Centro Assistenza Tecnica Kenwood
Chiuso il lunedì mattina

Preamplificatore ad alta IP per 144 MHz

Parte 5*

Il filtro passabanda FL2

Trattasi di un passabanda (2) a cinque poli (fig. 7), adattato in ingresso e uscita facendo le prese a circa tre quarti sulla prima spirale di L2 e L3 partendo dal lato freddo nel punto indicato sul disegno e **foto n.1**.

Anche C11 e C14 sono condensatori da 1 a 10 pF ad alto Q Airtronic o Mav Cod. 23150 ADB. I due condensatori di accoppiamento in testa sono ognuno da 0,68 pF, max 1 pF. Questi sono in serie fra loro e collegati sul lato caldo dei due circuiti accordati. C12 e C13 sono chip ceramici Philips NPO Cod. 24300 ADB e sono saldati lungo una strisciolina di rame argentato che attraversa il foro del diaframma al centro della scatola mediante un passante in teflon o vetro da Ø 3,5 mm che però sarebbe meglio omettere perché comunque ha una certa pur piccola capacità verso massa.

Ciò è possibile facendo il foro del diaframma da Ø 8 mm. In alternativa si possono usare condensatori NPO Cod. 24400 ADB. Tutti i componenti dei filtri in genere si devono autosupportare senza altri appoggi isolanti sui terminali dei componenti stessi, magari così brutalmente saldati in aria. Ciò è tanto più importante all'aumentare della frequenza e nei filtri passa alto e passa basso. Fare diversamente significa semplicemente non far funzionare il filtro, per via delle capacità che non ci vogliono e introdotte dai supporti isolanti come descritto in (3).

Nella fattispecie, i componenti del filtro FL2 si devono autosupportare senza ulteriori appoggi isolanti, fra gli statori dei condensatori, la massa e la spina centrale dei connettori BNC, come in **foto 2**.

La scatola (fig. 8) ha misure interne di 60x50x100 mm, è costruita in vetronite ramata a doppia faccia e, come quella del preamplificatore, è argentata.

Il coperchio è dotato di quattro finger-stock che si possono ridurre a un minimo di due (**foto 3**).

L2 e L3 sono uguali e realizzate con 5 spire di filo argentato da Ø 2 mm, hanno diametro interno di 17 mm e vanno sagomate su un cilindro di diametro leggermente inferiore, provando con 15 o 16 mm, a seconda della crudezza del rame impiegato.

L'avvolgimento è lungo 25 mm. Le bobine sono supportate in aria, direttamente fra statore dei condensatori C11, C14 e massa.

Le prese su L2 e L3, per l'ingresso e l'uscita, sono saldate appoggiando direttamente circa i 3/4 della prima spirale sullo spillo dei BNC, a partire dal lato freddo (massa).

Le due bobine, come si vede in **fig. 7**, sono avvolte in senso contrario una all'altra, ossia una destrorsa e l'altra sinistrorsa.

Ciò non è strettamente necessario, essendo L2 e L3 schermate in scompartimenti separati.

Tuttavia, se il foro del diaframma fosse di Ø 8 mm per omettere il passante, ci potrebbe essere un certo accoppiamento induttivo che

è meglio evitare facendo le bobine con avvolgimenti contrari.

Finito il montaggio, controllare la risonanza a 145 MHz con un GDM (Grid-Dip-Meter). Questo strumento, poco conosciuto dagli OM delle nuove generazioni, è molto semplice e utile. Trattasi di un piccolo oscillatore a transistor (prima era a valvola), sul cui circuito di base è inserito un milliamperometro.

L'oscillatore è dotato di una serie di bobine per coprire, nel mio caso, da 1,7 MHz a 300 MHz. Avvicinando la bobina del GDM a quella del circuito LC di cui si vuol conoscere la risonanza, avviene che, variando la frequenza del GDM, non appena le due frequenze coincidono, il circuito sotto esame è come se aggiungesse la sua impedenza puramente resistiva in serie alla bobina del GDM. Ciò determina una diminuzione della potenza erogata dal GDM, che si manifesta come una variazione della corrente nel transistor, visualizzabile sul milliamperometro.

Il modello che uso è il Solid-State-Dipper Type n. 90652 della James Millen MGF.CO., Inc. Malden, Mass. USA, tutt'ora in commercio e visibile in **foto 4-5** nel suo contenitore e in opera. Senza questo strumento sarebbe impossibile fare della autocostruzione su circuiti a RF.

Tarare ora C11 e C14 per la massima uscita, col filtro inserito nel circuito e collegato nel punto dove dovrà rimanere in opera, ossia in basso nella stazione.

In pratica, data l'inevitabile reattanza presentata dai carichi in ingresso e in uscita e specie da quest'ultimo, che nel caso specifico è una cavità notch prima del convertitore, ne consegue che il filtro risulterà starato invertendo il BNC IN con quello OUT.

Se il filtro viene tarato strumentalmente con un generatore e analizzatore di spettro, è bene inserire due attenuatori fissi (pad) da almeno 3 dB 50 Ω, e meglio se da 6 o 10 dB, uno all'ingresso e l'altro all'uscita. Ciò se non

Foto 1 nel titolo: Il filtro passabanda FL2. Le due induttanze L2 e L3 sono avvolte in senso antiorario e sono supportate direttamente fra gli statori di C11, C14 e la massa.

Le prese sui primi 3/4 di spira sul lato freddo a partire da massa sono appoggiate direttamente sugli spilli dei connettori BNC. L'ingresso e l'uscita del filtro sono fatte su prese degli induttori L2 e L3 in quanto tale tipo di accoppiamento consente una maggiore stabilità dell'amplificatore di Norton (K>1).

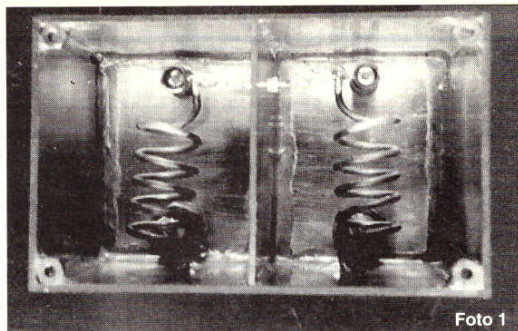


Foto 1

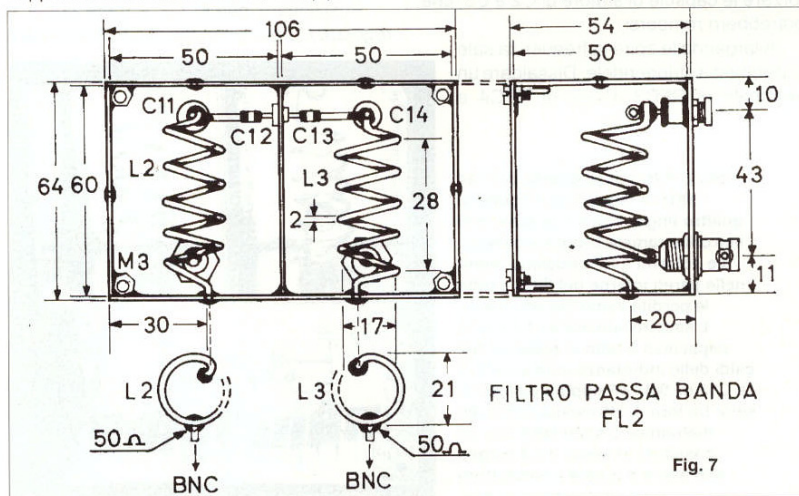


Fig. 7

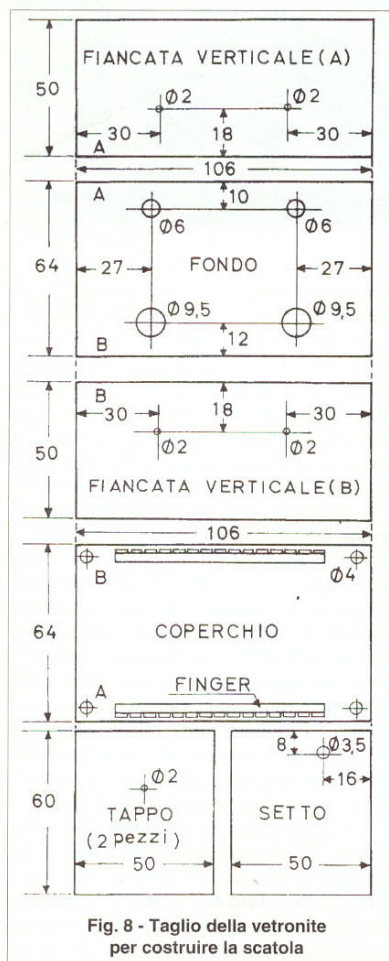


Fig. 8 - Taglio della vetronite per costruire la scatola

siamo certi che l'impedenza di uscita del generatore e di ingresso dell'analizzatore siano effettivamente 50 Ω . Il filtro, tarato in tal modo, simula meglio la situazione reale in opera perché in pratica fra l'uscita del preamplificatore e l'ingresso del filtro c'è sempre un cavo da 50 Ω che il più delle volte è tanto lungo da attenuare in media 3 dB e quindi contribuisce a portare le impedenze a 50 Ω .

Se il filtro FL2 viene tarato facendogli "vedere" Z_{in} e Z_{out} da 50 Ω , il preamplificatore di Norton farà "apparire" l'impedenza di uscita del filtro anche all'ingresso del preamplificatore in accordo con quella di antenna.

Al contrario, se la Z di FL2 è diversa da 50 Ω , il circuito di Norton la farà "vedere" all'ingresso del preamplificatore dove però c'è attaccata un'antenna con $Z = 50 \Omega$.

Tutto ciò cambia le carte in tavola perché l'ingresso del preamplificatore vedrebbe un'impedenza diversa da quella con cui il pi-greco è stato tarato sul banco per la NF più bassa. Siccome l'impedenza della testina del Panfi è 50 Ω puramente resistivi, l'effetto di inserire il filtro FL2 sarebbe quello di avere in opera, senza supporlo, un preamplificato-

re con NF deteriorata e più alta di quella misurata strumentalmente dal Panfi in laboratorio.

Quando si regola il preamplificatore per la più bassa NF sul banco, si vede infatti che inserendo il filtro FL2 bisogna ritoccare un'altra volta C2 e C3 per riabbassare NF al valore che aveva senza il filtro.

In conclusione, affinché il preamplificatore non risulti lavorare con NF più alta di quella misurata in laboratorio, bisogna che tutto quello che segue sia terminato il più possibile su Z uguale a quella della testina, ossia 50 Ω . Ciò è possibile usando terminazioni resistive interstadio, a larga banda, con bassa attenuazione, come descritto in (4) da WA6UAM.

Per minimizzare questo effetto, I5TDJ sta sperimentando un circuito di Norton più elaborato, che risente di meno questa interazione e che ha un isolamento fra uscita-entrata (S 12), maggiore degli attuali 22 dB.

In ogni modo, anche senza demonizzare questo aspetto, tutto funziona in pratica in modo soddisfacente anche tarando il filtro basandosi sul massimo di uscita sull'S-meter, purché, fra uscita del preamplificatore e ingresso del filtro, ci sia un cavo che attui i soliti 3 dB.

Dopo la taratura del filtro contrassegnare i due BNC con le diciture "IN" e "OUT" per evitare possibili inversioni.

L'attenuazione del filtro è 1,34 dB a 145 MHz, 50 dB a 127 MHz e 76 dB a 100 MHz. Usando per C12 e C13 capacità di accoppiamento maggiori di 1 pF, la curva di risposta si insella. L'ampiezza della banda passante a -1dB è 2 MHz e 2,7 MHz a -3 dB.

Taratura del preamplificatore

Verificare con un Grid-Dip-Meter che il filtro a pi-greco risuoni a 145 MHz con C2 e C3 a metà corsa.

Per piccoli ritocchi, aggiustare eventualmente la spaziatura delle spire di L1, senza forzare le capsule di statore di C2 e C3, che potrebbero rompersi.

Allargando le spire la frequenza sale e si abbassa stringendole. Dissaldare un terminale di RFC3 e uno di RFC4 e

inserire un milliamperometro sull'alimentazione di ciascun transistor; regolare inizialmente i due potenziometri R1 e R6 per la I_c nominale in conformità ai valori riportati in Tabella 2 (R.R. 5/94 parte terza). Le regolazioni della I_c di uno stadio non influenzano la I_c di quell'altro.

Collegare all'uscita del preamplificatore un attenuatore fisso da 6 dB, 50 Ω . Far seguire a questo un postamplificatore e il convertitore. L'uscita del convertitore a 28 MHz va collegata al Panfi. Attaccare all'ingresso del preamplificatore la testina generatrice di rumore. Il postamplificatore, fra DUT (Device Under Test) e convertitore, si rende necessario in modo che il guadagno totale, prima del convertitore, sia tale da non degradare la NF del preamplificatore.

L'attenuatore da 6 dB carica meglio su 50 Ω l'uscita del preamplificatore che non se questo fosse collegato direttamente all'ingresso del postamplificatore.

E' evidente che così facendo, il preamplificatore di Norton, in virtù del già discusso adattamento di impedenza bidirezionale, trasferirà al suo ingresso l'impedenza che ha in uscita, e cioè una Z molto prossima a 50 Ω .

Questa impedenza è pari a quella della testina generatrice di rumore del Panfi e così il preamplificatore verrà tarato per la più bassa NF, avendo in uscita la stessa impedenza di entrata, rappresentata sul banco dalla testina, e in esercizio dall'antenna, che anche lei deve essere il più possibile 50 Ω .

Tarare C2 e C3 per la più bassa NF. Questa operazione si può fare anche senza un Panfi, usando con opportuna perizia il sistema manuale con un generatore di rumore a diodo acceso e diodo spento, come più volte descritto su Radio Rivista (rif. 5 e 6).

L'operazione richiede un po' di astuzia anche usando un Panfi, perché la regolazione di C2 e C3 non è convergente, nel senso che, variando l'uno e l'altro, si arrivi automaticamente "senza pensare" alla NF più bassa.

Posizionare perciò C2 a metà corsa e regolare C3 per il minimo di NF. Aumentare

Foto 2: Filtro passabanda per 144

MHz: il coperchio è dotato di quattro finger-stock e la scatola di vetronite ramata è stata argentata.

Le correnti a RF circolano infatti nelle pareti interne del filtro e tutte le perdite vanno tenute basse.

L'accoppiamento fra L2 e L3 è capacitivo e fatto in testa sui lati caldi delle induttanze mediante C12 e C13 da 0,47 pF oppure 0,68 pF in serie fra loro. L'attraversamento del diaframma è stato fatto con un passante in teflon ma è meglio eliminarlo e tenere il conduttore teso direttamente in aria.

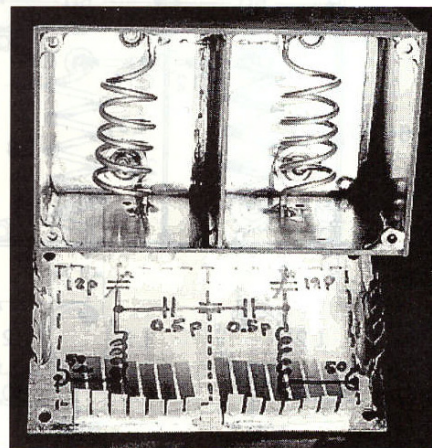


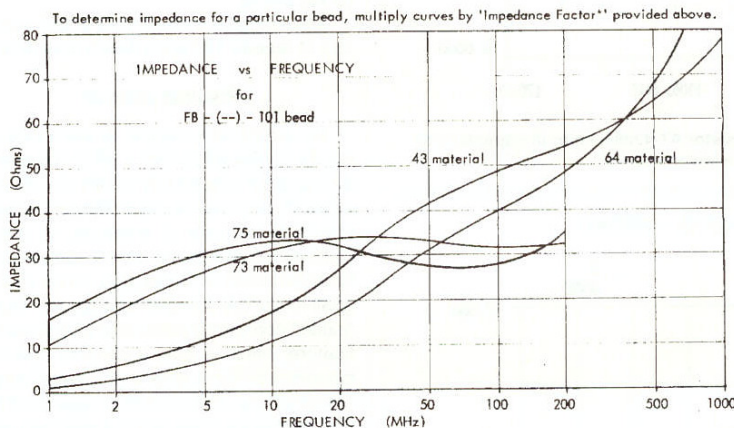
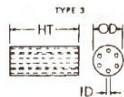
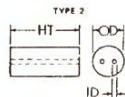
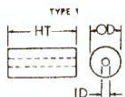
Tabella 13

Ferrite Beads - Amidon Associates

Part number	Bead Type	Dimensions (inches)			A _L Values (nanohenries/turn ²)					Impedance Factor *
		OD	ID	HT	43	64	73	75-8	77	
FB - (--) - 101	1	.138	.051	.118	510	150	1500	3000	---	1.0
FB - (--) - 201	1	.076	.043	.150	360	110	1100	---	---	0.7
FB - (--) - 801	1	.296	.094	.297	1300	390	3900	---	---	2.2
FB - (--) - 901	2	.250	.050	.417	---	1130	---	---	---	7.0
FB - (--) - 1801	1	.200	.062	.437	2000	---	5900	---	---	4.0
FB - (--) - 2401	1	.380	.197	.190	520	---	1530	---	---	1.1
FB - (--) - 5111	3	.236	.032	.394	3540	1010	---	---	---	6.7
FB - (--) - 6251	1	.562	.250	1.125	3800	---	---	---	---	7.0
FB - (--) - 6301	1	.375	.194	.410	1100	---	---	2600	---	2.2

Complete the above part number by adding the material number in the space (--)

Note: A_L Value (nanohenries/turn² = millihenries/1000 turns) based on low frequency measurement



MAGNETIC PROPERTIES OF SHIELD BEAD MATERIALS						
PROPERTY	UNITS	64 material	43 material	73 material	75 material	77 material
Init. Permeability	---	250	850	2500	5000	2000
Vol. Resistivity	ohm-cm	10 ⁸	10 ⁵	10 ²	10 ²	10 ³
Freq. Range for Shield Bead use	MHz	200 - 2000	30 - 600	10 - 50	5 - 15	10 - 50

la capacità di C2 e ritoccare C3. Se la NF diminuisce ancora, aumentare ulteriormente C2 e ritoccare C3, con operazioni successive, fino a quando avvenga un'ulteriore riduzione di NF. Quando invece, scesi al punto in cui, aumentando C2 e ritoccando C3, ci si accorge che la NF tende a risalire, allora significa che la regolazione precedente era quella corrispondente al valore più basso possibile.

Ridurre quindi C2 di frazioni di giro e ritoccare C3 fintanto che si osservi che variando l'uno e ritoccando l'altro non si possa scendere a valori più bassi di NF di quello più basso trovato in precedenza.

Ripetere più volte l'operazione e controllare che il minimo di NF abbia ogni volta lo stesso valore.

Regolare ora il potenziometro R1 del primo stadio per la corrente che dà la NF più

bassa. Variando la I_c del primo stadio la variazione di NF è molto marcata e la cifra di rumore aumenta parecchio per I_c troppo bassa o troppo elevata. Regolare il pot. R6 del secondo stadio per la massima I_c ammissibile per il transistor usato, come riportato in tabella 2 di R.R. 5/94.

La I_c del secondo stadio influisce in modo meno apprezzabile sulla NF totale e va tenuta alta per migliorare IP3 e il punto di compressione a 1 dB.

Tutti i transistor impiegati, anche se alcuni lavorano a correnti elevate, intorno a 70-90 mA, non richiedono alcuna dissipazione termica, nonostante siano installati all'esterno e soleggiati.

L'aumento di I_c con la temperatura è limitato in parte soltanto da R3 e R8.

Le misure di "Return Loss" per verificare il ROS di ingresso (S 11) si possono effettua-

re usando il ponte di impedenza descritto da I5TDJ in (7).

Questi preamplificatori sono stabili se usati senza i filtri di ingresso e di uscita, anche senza mettere perline di ferrite sui collettori.

Collegando all'ingresso la testina del misuratore automatico di cifra di rumore, non si hanno problemi di autooscillazione, comunque si regoli la corrente di collettore, perché la testina presenta all'ingresso 50 Ω puramente resistivi su una banda molto ampia.

Collegando invece il filtro di ingresso FL1, che presenta 50 Ω solo alla frequenza di lavoro, ci possono essere problemi di autooscillazione fuori banda perché, a frequenze diverse da quella di lavoro, il filtro presenta impedenze diverse da 50 Ω con parti reali, reattive, induttive o capacitive variabili con la frequenza.

Il fenomeno della instabilità è meno pronunciato se, come da simulazioni fatte da I5TDJ col programma Touchstone, gli accoppiamenti ai filtri sono induttivi. I diagrammi (9-10-11-12) mostrano la variazione del coefficiente di stabilità K nel caso di filtri ad accoppiamento capacitivo e induttivo. Nel nostro caso gli accoppiamenti su FL2 sono induttivi perché fatti sulle prese degli induttori L2 e L3 e il condensatore C9 da 1000pF serve solo a bloccare la componente continua presente alla presa (4) su (m+n) di T2. Senza C9 l'alimentazione di TR2 andrebbe in corto tramite L2. Siamo perciò nel caso dei diagrammi (11 e 12) e così l'amplificatore di Norton è più stabile (K>1).

Se invece l'accoppiamento a FL2 fosse

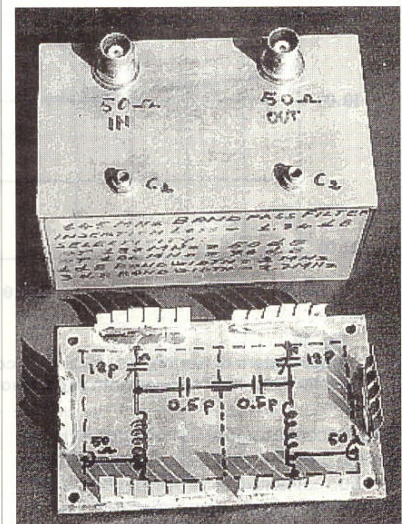


Foto 3: Vista esterna del filtro passabanda FL2 col coperchio estratto. Sono visibili i fingerstock. I connettori BNC di ingresso e di uscita sono stati identificati per evitare possibili inversioni dopo la taratura. A causa delle inevitabili reattanze in gioco, nei circuiti accoppiati al filtro, l'inversione fra i connettori troverebbe il filtro starato.

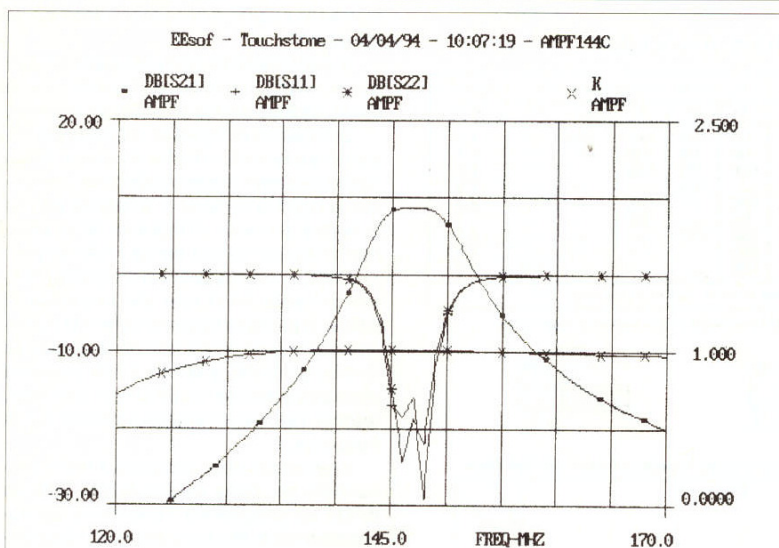


Fig. 9
Amplificatore di Norton: $f=1$, $m=3$, $n=5$, con transistor AT-42085. I filtri di ingresso e di uscita sono ad accoppiamento capacitivo e (K) è appena pari a 1.

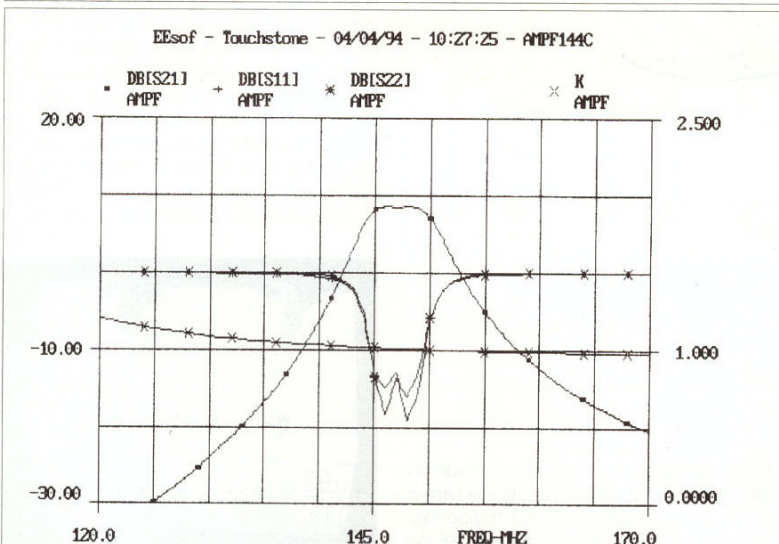


Fig. 10
Amplificatore di Norton: $f=1$, $m=3$, $n=5$, con transistor BFG-195A. I filtri di ingresso e uscita sono ad accoppiamento capacitivo e (K) è appena pari a 1.

fatto col condensatore C9 collegato fra (m+n) e il lato caldo in testa a L2, l'accoppiamento sarebbe capacitivo e ci troveremmo nel caso di minore stabilità, come mostrato dai diagrammi (10-11) dove K è appena uguale a 1.

Dalle prove fatte, il transistor Avantek AT-42085 è risultato il più instabile e data la sua bassa NF si raccomanda solo in 432 MHz, come descritto in (6).

Gli AT-42085 diventano comunque stabili in 144 MHz infilando una perlina FB ad alto μ_0 sul reoforo di collettore.

I BFT-66, BFG-139, BFG-34T, BFG-34 e BFG-134 sono invece molto più stabili a 144 MHz e la perlina FB si mette solo per precauzione.

Chi possiede un analizzatore di spettro può verificare facilmente l'esistenza di eventuali autooscillazioni fuori banda e in genere sui 2 GHz.

L'autooscillazione è rara e, se esiste, si manifesta con brusche variazioni della I_c e della NF avvicinando le dita ai trasformatori o toccando i reofori dei transistor e anche

variando la corrente di collettore ruotando i potenziometri R1 e R6.

Usando la coppia BFG-139 + BFG-34 in 144 MHz, non si è mai verificata instabilità anche senza impiegare la ferrite. In tutte le prove effettuate, purché la ferrite sia scelta di gradazione adatta ad introdurre sufficienti perdite resistive sul collettore, l'autooscillazione è stata eliminata, anche se il guadagno è diminuito in proporzione. In conclusione, se coi filtri inseriti, la corrente di collettore non varia, attaccando e staccando l'antenna e comunque regolando i potenziometri, allora siamo in regime di stabilità e tutto va bene. Se l'autooscillazione dovesse persistere bisogna aggiungere una seconda perlina sul collettore o metterne una con perdite maggiori, materiale 73, e quindi resistenza ohmica più bassa.

Per maggiori dettagli sulla scelta consultare la **tabella 13** Ferrite Beads della Amidon.

Risultati ottenuti

Le prestazioni migliori si sono ottenute con la coppia BFG-195 + BFG-134 che ha dato una NF misurata di 1,4 dB, $G = 20,5$ dB e una IP_3 calcolata di +22,5 dBm all'ingresso, che ci si propone di misurare, in quanto sembra troppo elevata. Non si sono più verificati fenomeni di bloccaggio anche con segnali molto forti di 0 dBm all'ingresso. Questi risultati non vanno attribuiti al solo preamplificatore, bensì a tutto il sistema ricevente completo di filtri a valle e al convertitore ad alta dinamica, che sono stati oggetto di trattazione teorica sulla prima e seconda parte di R.R. 3 e 4/94, e che verranno descritti costruttivamente in seguito.

Il preamplificatore è montato in antenna corredato di un relé coassiale, il cui comune è collegato al suo ingresso come in **fig. 5**, seconda parte R.R. 4/90.

Il contatto normalmente chiuso del relé a riposo è collegato a una terminazione da 50 Ω a temperatura ambiente di 290 K. Il contatto normalmente aperto va all'antenna. Eccitando il relé dalla stazione, il rumore di antenna T_a , applicato al preamplificatore, fa aumentare l'indicazione dell'S-Meter di alcuni dB rispetto a quando l'ingresso è chiuso sulla terminazione, anche se l'antenna è puntata nel cielo. Ciò significa che la sensibilità del sistema è limitata soltanto dal rumore esterno di antenna e che, in due metri, in area suburbana, una NF di $1,3 + 1,5$ dB è soddisfacente per fare traffico via satellite.

"E allora, se il circuito di Norton è così buono, perché non è divenuto così popolare?" dirà subito il solito "bastian contrario".

La risposta è semplice: costerebbe troppo rispetto a un amplificatore convenzionale e così l'industria del mercato amatoriale lo ha subito scartato.

Al contrario, quella professionale, come la Rhode & Schwartz nel 1981, utilizzava

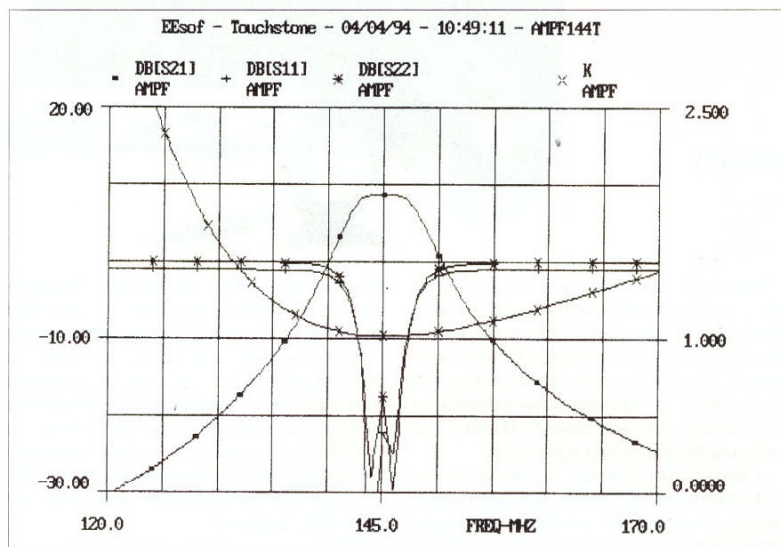


Fig. 11
Amplificatore di Norton:
 $f=1$, $m=3$, $n=5$, con transistor AT-42085.
I filtri di ingresso e di uscita sono ad accoppiamento induttivo con prese su L e (K) è sempre maggiore di 1 (più stabile).

Foto 4: Il Grid Dip Meter della Millen mod. 90652, mediante un set di sei induttanze copre da 1,7 MHz a 300 MHz e può essere usato anche come ondometro ad assorbimento. Avvicinando la bobina ai circuiti accordati di trasmettitori è possibile rivelare la frequenza fondamentale, le sue armoniche ed eventuali oscillazioni parassite, anche se in modo qualitativo. Lo strumento è dotato anche di jack per la cuffia e se il segnale è modulato, la sua sensibilità può essere spinta oltre i limiti per cui il segnale è insufficiente a muovere l'ago dello strumento. Le letture effettuate col GDM sono univoche e non danno luogo a false misure. L'uso del GDM è divenuto meno popolare a misura che l'OM è divenuto meno autocostruttore. Fino agli anni 70 ogni OM aveva un GDM, magari autocostruito.

correntemente il "Noiseless Feedback Circuit" in un classico "Communication Receiver for the year 2000", descritto in (7) proprio da Ulrich Rodhe, DL2LR. Era quella di Rohde nel 1981 una giusta previsione?

I risultati ottenuti dicono che l'amplificatore di Norton, con le sue eccezionali proprietà, è l'unico, finora provato, che mi abbia permesso di sopravvivere in VHF facendo traffico via satellite, ricevendo segnali da -130 dBm fra 145.8 a 146.0 MHz nonostante l'affollamento di banda, dove oltre agli OM, anche le potenze usate in FM per QSO locali sono cresciute in modo esponenziale.

Non si tratta quindi di un ritorno al passato, ma semmai di un passo in avanti, già previsto, anche se questa non è, ovviamente, l'ultima parola.

Bibliografia

- 1) The ARRL Handbook for Radio Amateurs: Edition 1991. Chapter 2 2/37 to 2/57.
- 2) Filtri: di Piero Moroni ISTDJ, relazione pubblicata sul n. 4 Meeting Radiantistico Radiocomunicazioni Oggi e Domani: ARI Sez. di Bolzano; pagg. 1-13 più tavole e tabelle.
- 3) Lumped Element Filters for VHF and UHF: by Dr. Gerald N. Johnson, P.E., K0CQ Proceedings of the 25th Conference of the Central States VHF Society, Cedar Rapids, IOWA 1991. Published by ARRL Cat. n. 3614.
- 4) Interstage 50 Ω terminator for VHF converters: by H. Paul Shuch, WA6UAM; Ham Radio Magazine February 1977 page 26-27.
- 5) Il mio Preamplificatore è regolato per la miglior cifra di rumore: di Piero Moroni ISTDJ, R.R. 4/88.
- 6) Preamplificatore a basso rumore per 432 MHz, di I8CVS Domenico Marini: R.R. 9/93.
- 7) Ponte per la Misura del ROS: di Piero Moroni ISTDJ: R.R. 5/88.
- 8) Measurement of the Input Matching with the aid of a Directional Coupler Bridge: by M. Martin DJ7VY: VHF Communication 3/83 pag. 158-162.
- 9) Ponte di misura di Impedenze: di Vittorio Carboni I6DVX R.R. 9/82 913-918.
- 10) Un ponte d'impedenza: di A. Galeazzi. R.R. 10/75.

Radio Rivista 8-94

Fig. 12
Amplificatore di Norton:
 $f=1$, $m=3$, $n=5$, con transistor BFG-195A.
I filtri di ingresso e di uscita sono ad accoppiamento induttivo con prese su L e (K) è sempre maggiore di 1 (più stabile).

