

Semplice ricetrans SSB per i 20 e 80 metri di alte prestazioni

2ª parte

di Pietro Iellici

12BUM

FILTRI + AMPLIF. MF (foto 2 e figg. 10 e 11):

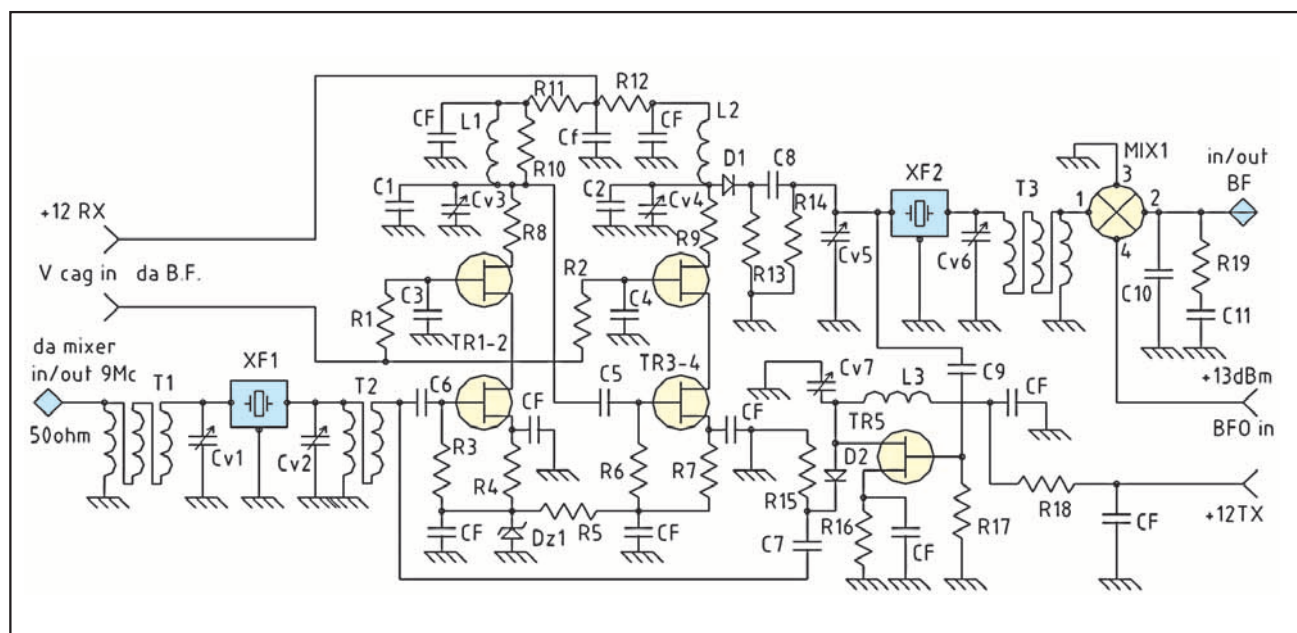
Lo schema di fig. 10 evidenzia subito la caratteristica dello stadio. Esso occupa gran parte del lato inferiore con i filtri montati di sopra. Chi non dispone dei KWG può realizzare filtri equivalenti "ladder" come da fig. 11 con quarzi reperibili presso RF ELETTR. Al fine di migliorare il rumore e l'intermodulazione (del filtro), sono stati utilizzati 2 filtri medi anziché uno solo di alte caratteristiche. Il duplexer tra amplif. e filtro a quarzo è stato omesso in quanto strumentalmente

Filtri+ Amplif. MF Riv. Bilan. elenco componenti:

MIX1 = DBM EMT3MH
 XF1-2 = filtri KVG XF9A (vedi anche LADDER)
 TR1-2-3-4-5 = BF 987
 T1-3 = 8 sp. Trifilari d. 0.2 toro. FT37/43
 T2 = 10 sp. Bifilari d. 0.2 toro. FT37/43
 L1-2 = 30 sp 0.3 T37-2 toro.
 L3 = 32 sp d.0.3 T44-2 toro.
 Cv1-2-5-6 = comp. var. 5/30 pF
 CV3-4-7 = comp. var. 6/60 pF
 D1-2 = diodi BAT 85 (83)
 Dz1 = zener 2.2 V
 CF = cond. Cer 100 nF 50 V

C1-2 = 27 pF NPO
 C3-4-5-6-10 = 1 nF cer.
 C7 = 39 pF NPO
 C8 = 100 pF cer.
 C9 = 6.8 pF NPO
 C11 = 330 nF
 R1-2 = 3.3 K
 R3 = 2.7 K
 R4-7 = 180
 R5 = 10
 R6-13-15 = 10 K
 R8-9-16 = 100
 R10 = 3.9/ 6.8 K
 R11-12-19 = 56
 R14 = 680
 R17 = 100 K
 R18 = 390

Fig. 10 - Filtri + amplif. MF RX/TX - Rivel./Modul. bilanc.



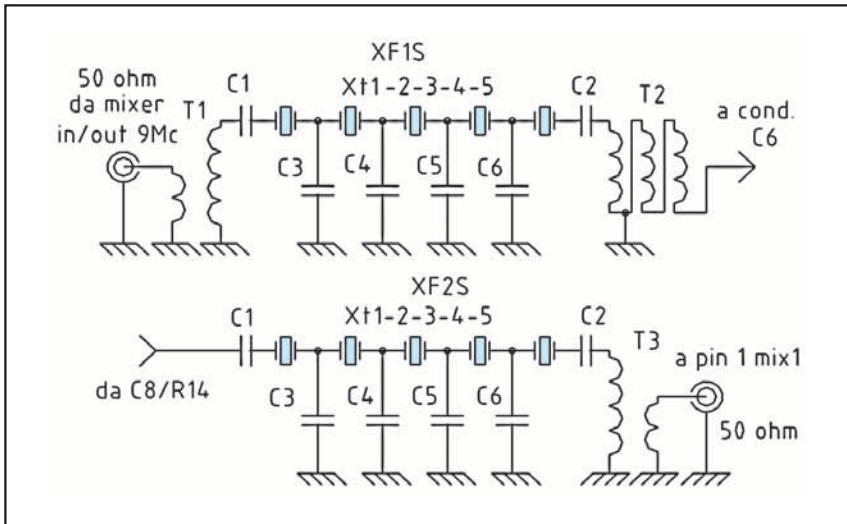


Fig. 11 - Filtri Ladder

**Filtri ladder
elenco componenti**

XT1-2-3-4-5 = quarzi 9 MHz (RF. Eletr.)
 T1-3 = 3 + 7 sp d.0.2 binoc. 43-2402
 T2 = 8 sp trifilari d.0.2 toro. FT 37/43
 C1-2 = NP0 68 pF
 C3-6 = NP0 80 pF
 C4-5 = NP= 100 pF

non determinante. T1 e T2 adattano rispettivamente le impedenze ai 500Ω e poi 2000 di ingresso al JFET BF987. Gli stadi sono 2 in cascode con un G di 56 dB e a basso rumore. La polarizzazione con DZ1 e la regolazione CAG sui gate dei cascode, consente una regolazione CAG di oltre 90 dB.

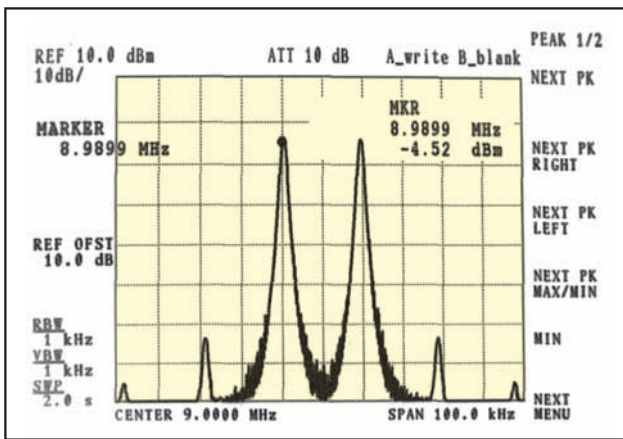


Fig. 12 - Curva di intermodulazione misurata all'ingresso del 1° filtro a quarzo. Orizz. = 10 kHz / divis.; vert. = 10 dB / divis.; Ingresso = 14.298 MHz / 14.318 MHz livello -10 dBm. Uscita = 9 MHz livello -3.5 dBm. I prodotti di intermodulazione sono a -53.5 dBm. La IIP3 risulta pertanto di +15 dBm. N.B. è stato verificato che non interviene nessun peggioramento dopo il filtro a quarzo sia KVG che "LADDER"

Fig. 13 - Curva di risposta dei 2 filtri XF1A con interposto l'amplific. di media. Orizz. = 800 Hz / divis.; vertic. = 10 dB / divis. Da notare lo spettacolare fattore di forma! 2.4 kHz a 6 dB e 4.4 kHz a 87 dB.

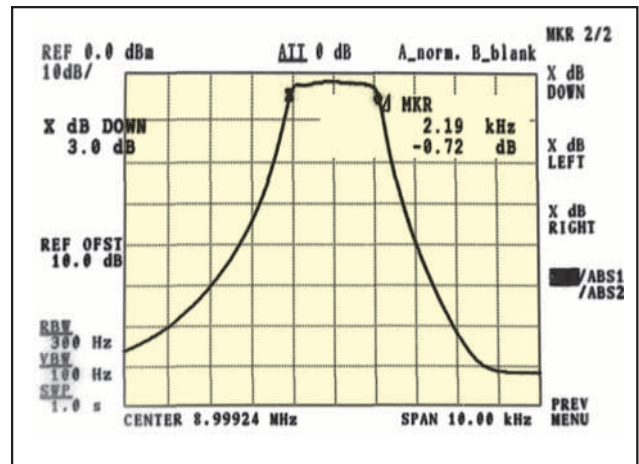
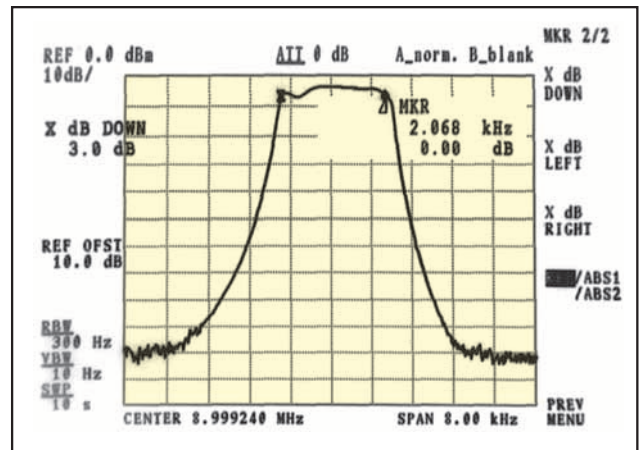
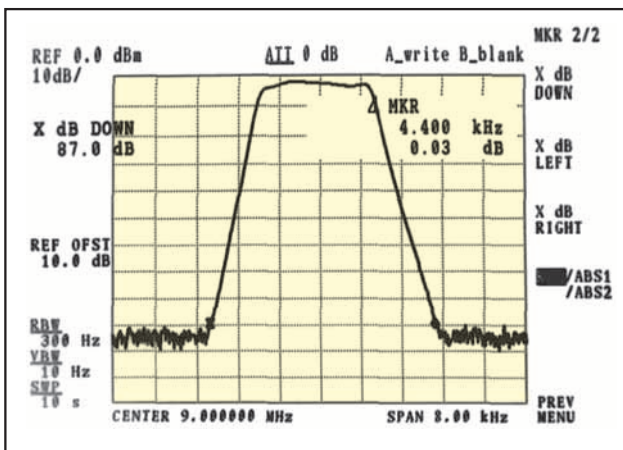


Fig. 14-15 - Curve di risposta dei filtri "LADDER". La prima è di un filtro solo. Orizz. = 1 kHz / divis.; vertic. = 10 dB / divis. La seconda è della coppia con interposto l'amplific di media. Orizz. = 800 Hz / divis. Rispetto ai KVG si nota un leggero peggioramento della linearità (1.5 dB) e della selettività (solo dopo i 60 dB). Migliora leggermente l'attenuazione fuori banda (97dB contro i 92), e l'attenuazione in banda (4 dB contro i 6)



Dopo il secondo filtro il segnale entra nel rivelatore a prodotto che fa anche da mixer bilanciato in TX. Sempre in trasmissione, mancando la VCC alla MF, il segnale a 9 MHz (già SSB) passa in direzione inversa verso XF1 amplificato di solo 12 dB da TR5. I diodi D1-2 isolano i rispettivi stadi quando manca la rispettiva alimentazione. Vedi schema a blocchi TX fig. 1B.

Il rivelatore a prodotto (mixer bilanciato) è sempre ad alta dinamica che serve soprattutto in trasmissione dove i livelli sono piuttosto elevati. Il segnale di battimento arriva dallo scomparto BFO a fianco; una lamina saldata intorno al pin 4 del mixer e messa a massa, elimina eventuali irradiazioni. Al pin 2 si trova il segnale BF già rivelato e parzialmente filtrato.

Per la messa a punto va prima alimentato l'ingresso cag con una tensione variabile da 0 a 5V (5V = max G). Scollegare T3 dal pin 1 del MIX1 e mettere a terra l'uscita di T3 con una R di 50 Ω. Entrare quindi in antenna con F = 3.65 MHz livello - 70 dBm e variando la sintonia del trans verificare il livello presente ai capi di T3. Con Cv3 e Cv4 regolati per il max. (aiutarsi anche con

Cv1-2-5-6) si dovrebbero avere ca. 110 / 90 mV di picco. Verificare che il segnale diminuisca senza scatti diminuendo la V di cag.

Se nella regolazione di Cv3 o di V cag intervengono autooscillazioni, diminuire R10. A questo punto fare un'escursione della frequenza di ingresso di 2100 Hz e verificare che il segnale di uscita non abbia variazioni superiori a 3 dB (1.41 volte). Per ottenere questa linearità vanno ritoccati solamente Cv1-2-5-6. E' chiaro che se si impiegano i filtri "ladder" questa regolazione non è necessaria, mancando appunto detti compensatori.

STADIO BFO 9 MHz (foto 2 e fig. 16):

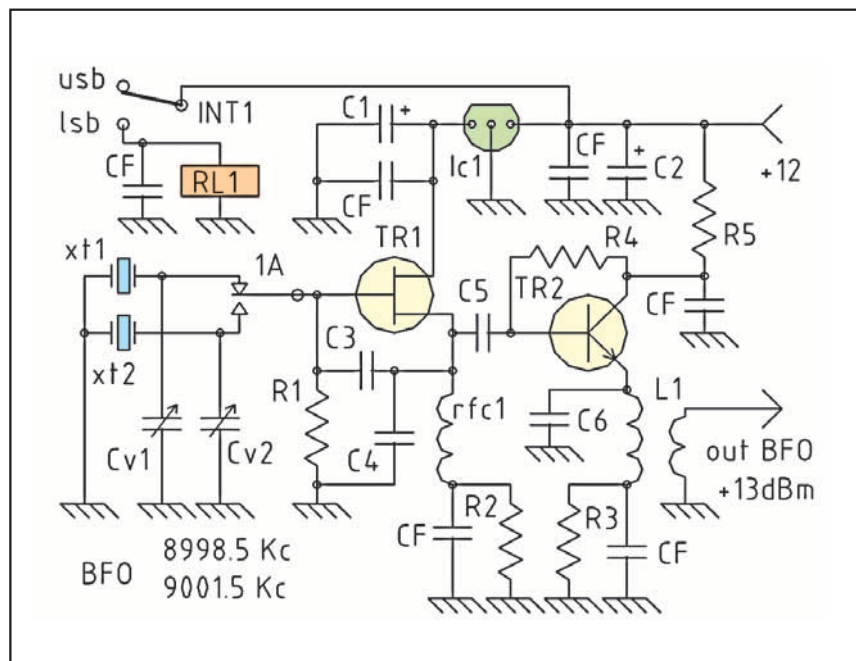
E' sistemato a fianco della media in modo da essere vicino al mixer. Questo scomparto deve essere accuratamente schermato in special modo con i "finger" superiormente per evitare battimenti con il VFO che si traducono in vari fischietti in gamma. Il circuito è un "COLPITTS" classico. A seconda dei quarzi usati può essere necessario mettere Cv1 -2 in serie anziché parallelo. L'importante è il controllo con frequenzimetro delle 2 frequen-

ze 8998.8 e 9001.5 kHz. Nel caso di impiego dei filtri "ladder" la frequenza centrale diminuisce a 8999.24 kHz; le due F di banda laterale devono pertanto variare a 8997.74 e 9000.74 kHz. Se non si dispone dei quarzi adatti vanno altrettanto bene i quarzi CB scegliendoli tra le F = 26695 e 27005 kHz. All'oscillatore segue un "buffer" con L1 sintonizzata a basso "Q" per avere il livello desiderato con basso contenuto di armoniche. INT1 sul frontale permette la commutazione USB / LSB. Per la taratura oltre alla frequenza verificare il livello che deve essere di 1.4 / 1.5 V di picco su 50 Ω.

STADIO BASSA FREQUENZA / COMMUTAZIONE (foto 2 e 3 e fig. 17):

Esso provvede ad amplificare la bassa frequenza rivelata dallo stadio precedente di MF. Sono previsti 2 Ic per un guadagno complessivo di 77 dB. Il primo amplificatore NE5534 a basso rumore, viene commutato in TX come amplificatore microfónico. I comandi di volume e guadagno micro P2 e P1 si trovano sul pannello frontale. Una parte del segnale presente sull'uscita di Ic1 viene rivelata dai 2 SCHOTTKY D1-2 (VR = 0.28 V) che amplificata da TR2-1 diventa tensione di cag da 4.8 V max G a 0.3 V

Fig. 16 - BFO 9 MHz



BFO 9 MHz Elenco componenti

IC1 = 78L08
TR1 = BF 987 (RF. Eletr.)
TR2 = 2N 2222
XT1 = quarzo 9001.5 kHz
XT2 = quarzo 8998.5 kHz
L1 = 16 +3 sp. D.0.3 toro.T50-2
Cv1-2 = comp. var. 5/30 pF
CF = cond. Cer 100 nF 50 V
C1-2 = 4.7 μF 25 V tant.
C3-4 = NP0 33 pF
C5 = NP0 22 pF
C6 = 150 pF 50 V mica arg.
Rfc1 = IMP. RF 50 μH
R1-4 = 100 K
R2-3 = 390
R5 = 470
INT1 = microdeviat. l via (front.)
RL1 = microrelè 12V / lscambio

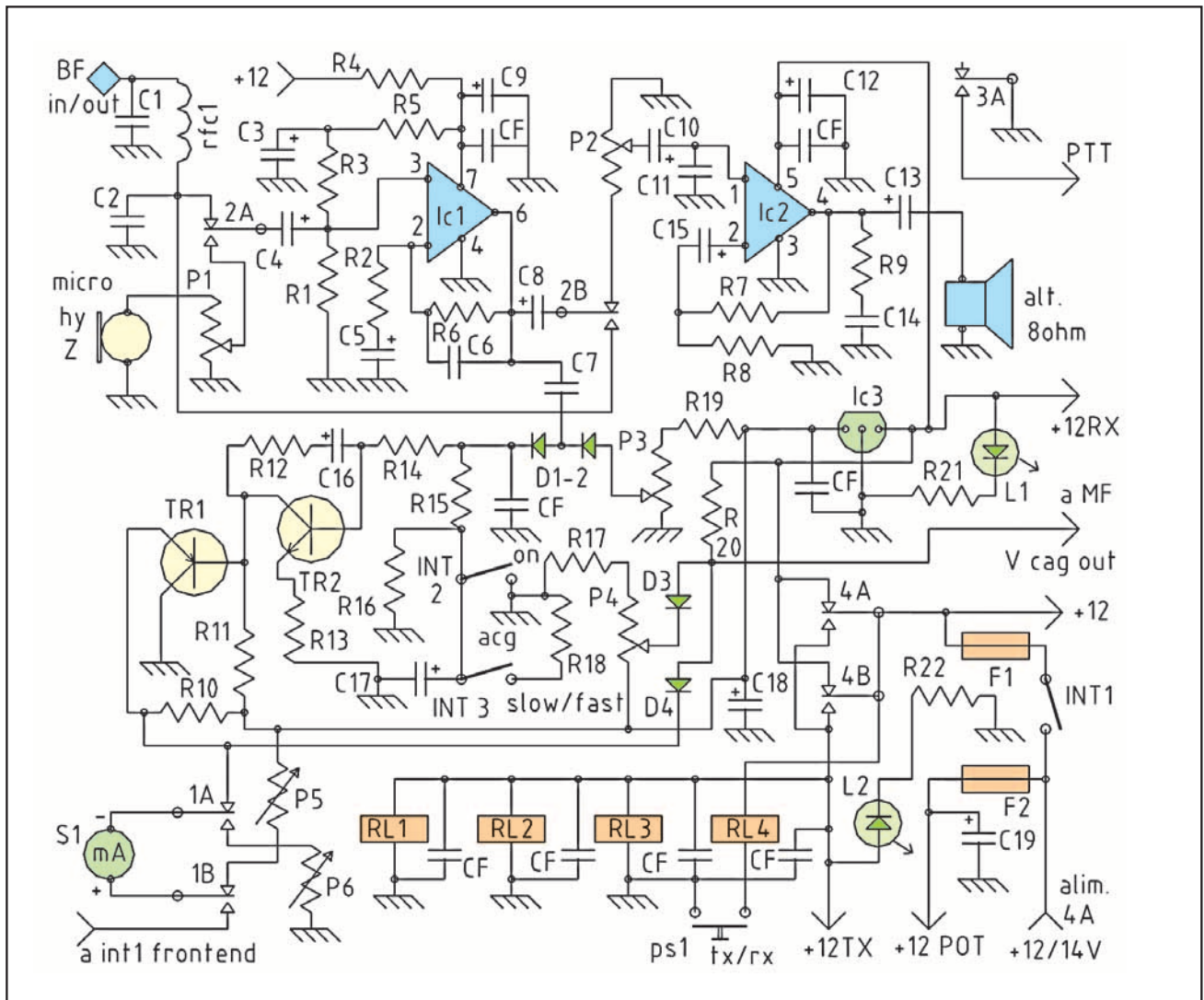


Fig. 17 - Bassa frequenza /commutaz.

max attenuazione. Il potenziometro P4 sul frontale regola la tensione max di cag e di conseguenza il guadagno di media, mentre il trimmer P3 stabilisce il punto di intervento. Con INT2-3 sempre sul frontale si può escludere o rallentare il cag. I relè RL1-3 si trovano sul lato superiore, tra i 2 filtri. Il primo commuta lo strumento S1 come misuratore di potenza dir/ref oppure come S-meter in ricezione, misurando in questo caso la corrente assorbita da TR1. RL3 è invece adibito a commutazioni ausiliari esterne PTT.

Nella fig. 17 sono inoltre indicati i circuiti di alimentazione e commutazione RX/TX. Considerando l'alto numero di interventi,

**Bassa frequenza/commutazione
elenco componenti**

IC1 = NE5534
 IC2 = LM383 (TDA 2003)
 IC3 = 78L05
 TR1 = 2N2905
 TR2 = 2N2222
 L1-2 = LED verde+rosso
 S1 = MICROAMP. 100 μ A
 MICRO = tipo ceramico alta Z
 ALT. = altoparlante 4/8 Ω 2 W
 F1 = Fusibile 1 A
 F2 = Fusibile 5 A
 Ps1 = pulsante del microfono
 INT1 = Microint. 5 A (frontale)
 INT2-INT3 = Microint. 0.5 A (frontale)
 Rfc1 = IMP RF 50 μ H
 P1 = Pot. log. 100K (frontale)
 P2-4 = Pot. log. 10 K (frontale)
 P3 = trimmer multig. 10 K
 P5-6 = trimmer multig. 100K
 D1-2 = diodi BAT 85 (83)
 D3-4 = 1N4148
 R1-3 = 56 K

R2-5-15 = 1.2 K
 R4-7 = 390
 R6 = 100 K
 R8-9 = 2.2
 R10 = 10 K
 R11 = 47 K
 R12-19 = 33 K
 R13-17 = 2.7 K
 R14 = 22 K
 R16 = 1.2 M
 R18 = 330 K
 R20 = 220 K
 R21-22 = 820
 CF = cond. Cer 100 nF 50 V
 C1-2-11 = 3.3 nF cer
 C3-9-15-18 = 47 μ F 16V el.
 C4-10-16-17 = 1 μ F 25V tant.
 C5 = 10 μ F 10 V el.
 C6 = 750 pF cer.
 C7-14 = 330 nF
 C8 = 22 μ F 16 V el.
 C12-13 = 220 μ F 16V el
 C19 = 1000 μ F 16 V el.
 RL1-2-4 = microrelè 12 v /2 scambi
 RL3 = microrelè 1 scambio

il relè RL4 ha i contatti in parallelo. Importanti sono i 2 fusibili separati F1-2, il primo per proteggere i relè in caso di corto, il secondo per staccare l'alimentazione al finale sempre per corti o sovraccarico. Due LED L1-2 evidenziano sul frontale la situazione in corso. Per la messa a punto controllare per prima cosa la tensione di cag senza segnale che deve essere di 4.8 V con P4 al max e di 0.3/0.5 V al minimo (P3 deve essere al minimo). All'altoparlante senza segnale di ingresso, con volume al max si deve udire un fruscio modesto e ben sopportabile. Variando R8 tra 1.2 e 4.7 Ω si può eventualmente correggere il G di IC2 (più è bassa più è alto G). Applicare ora un segnale di -13 dBm a 3.65 MHz e con P4 al max, regolare P5 per il fondo scala di S1 (S9+60). Ripetere con un ingresso di -109 dBm e agendo su P3 far muovere l'indice di alcuni gradi (S3). A questo punto tarare la scala completa tenendo conto che S9 = -73 dBm e che ogni punto corrisponde a 6 dB. La grande escursione presente sui primi punti di segnale è per evitare l'intervento AGC per i bassi livelli, che peggiorerebbero il rapporto segnale/rumore. Va tenuto presente che la maggior at-

tenazione dei filtri in ingresso sui 20 m svantaggia l'indicazione dello S-meter di ca 2 dB.

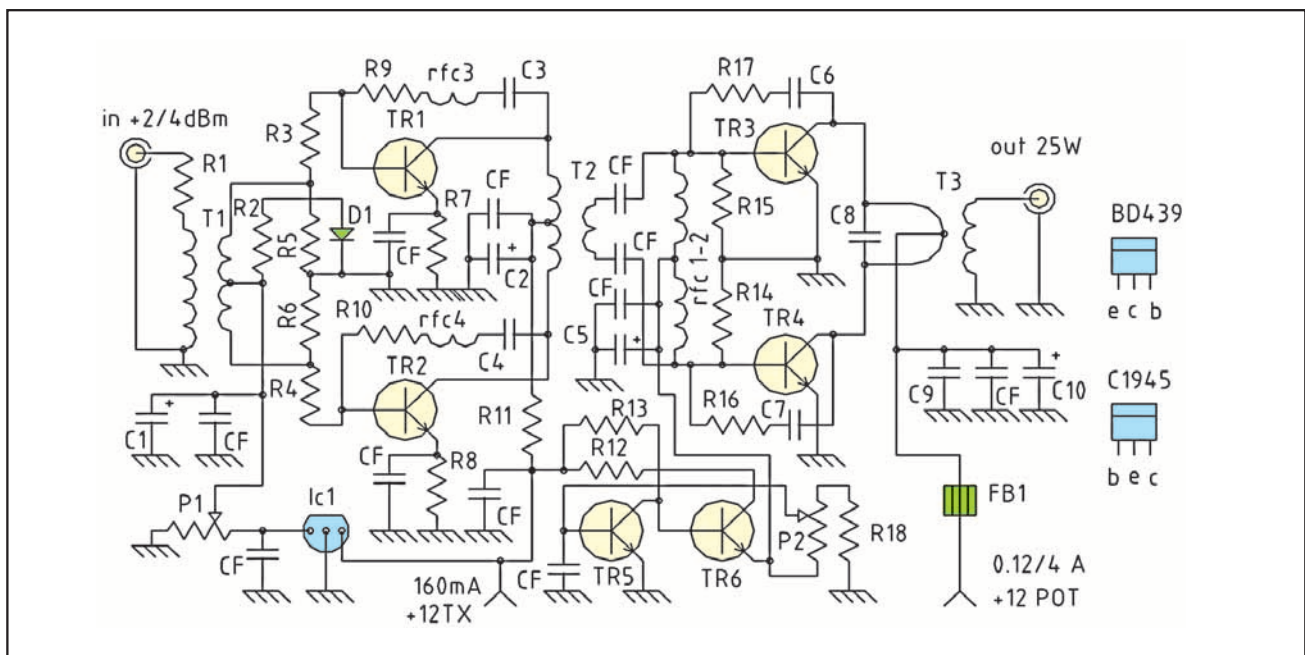
AMPLIFICATORE DI POTENZA 25W (foto 5 e fig. 18):

Per questo stadio è previsto uno scatolino a parte dotato di dissipatore alettato. Le dimensioni sono 100x54 mm h= 20 mm+ 22 mm di dissipatore per un totale di almeno 42 mm. Si è adottato un circuito in controfase sia per pilota che finale in modo da ridurre la seconda armonica. La controeazione sul pilota con rfc3-4 mantiene uniforme il guadagno sia sui 20 che 80 m (ca 26 dB) TR1 e TR2 devono essere dissipati con alette oppure come il mio caso con "finger" a tulipano ancorati sul dissipatore di base. Il diodo D1 deve essere a contatto di uno dei 2 TR. P1 regola la corrente di collettore di TR1-2 (classe AB), mentre P2 stabilisce il punto di lavoro di TR3-4 (classe B). Questi ultimi sono del tipo economico TO220 per CB ma dalle caratteristiche e guadagno di rilievo, ben 15 dB in 20 m. Per mantenere bassa l'impedenza di polarizzazione si è scelto l'accoppiata TR5-6 con TR6 a stretto contatto di uno dei 2 finali. R17-C6 e R16-C7 impediscono

Amplificatore di potenza elenco componenti

- IC1 = 78L05
- TR1-2 = 2N3866 (2N4427) con dissipatore
- TR3-4 = C1945 su piastra alettata
- TR5 = 2N2222
- TR6 = BD439 (a contatto termico con TR4)
- D1 = 1N4007 (a contatto termico con TR1/2)
- Rfc1-2 = IMP RF 50 μ H
- Rfc3-4 = IMP RF 10 μ H
- T1 = 5 sp. 0.2 +2 sp. Bifilari 0.2 binoc. 43-2402
- T2 = 10 sp. Bifilari d. 0.3 +4 sp. Toro. FT50/43
- T3 = 1 sp. Cu.arg. 1.2 +2sp isol. 0.5 binoc.FB43-1042 (alimentazione al centro della spira)
- FB1 = 1 oppure 2 perline ferrite
- P1 = trimmer multigiri 1 K
- P2 = trimmer multigiri 100 Ω 1/2 W
- CF = cond. Cer. 100 nF 50 V
- C1-2-10 = 47 μ F 16V el.
- C3-4-6-7-9 = cond. cer. 10 nF 200V SMD
- C5 = 220 μ F 10 V el.
- C8 = 330 / 620 pF 150 V mica arg.
- R1 = 10/22 Ω
- R2 = 150
- R3-4-7-8-11 = 3.7
- R5-6 = 470
- R9-10 = 1.2 K
- R12 = 150 1 W
- R13 = 6.8 K
- R14-15 = 23.5 (2 da 47 in parallelo)
- R16-17 = 270 1/2 W
- R18 = 220 1/2 W
- N° 2 connettori SMB

Fig. 18 - Amplificatore di potenza 25 W



autooscillazioni specie per carichi non ben adattati. È da notare che avendo i finali il "case" unito all'emettitore, non è necessaria alcuna interposizione isolante con notevole vantaggio per la dispersione di calore.

Per la taratura va per prima cosa inserito un carico fittizio di 50Ω sull'uscita e una R di 50Ω sull'ingresso con P1 e P2 a zero. Senza segnale alimentare prima il +12 pot. verificando $I = 0$. Dare il +12 TX e aumentare P2 fino a I di riposo dei finali = 120 mA. Verificare la I di +12 fx che dovrebbe essere di ca 70 mA, aumentare P1 fino ad arrivare a 160mA mentre la corrente dei finali non deve assolutamente subire variazioni. A queste condizioni, inviando per breve tempo in ingresso una portante di 0 dBm si dovrebbero avere incrementi di ca 20 mA su +12tx e assorbimento di ca 3A sullo stadio finale con ca 40V di picco sulla R di carico. Se togliendo l'ingresso le correnti non tornano alle condizioni iniziali, significa che sono presenti oscillazioni parassite. Per la loro eliminazione, diminuire R16-17 oppure invertire i terminali di uscita di T3. Allo scopo si può anche aumentare R1 e invertire il senso di T1.

MESSA A PUNTO DEL TX

Abbiamo precedentemente accennato che in TX vengono utilizzati gli stessi stadi della ricezione. In realtà il guadagno della media frequenza (56 dB) sarebbe eccessivo in TX mandando tutto in saturazione. Si è pertanto previsto un apposito amplificatore TR5 (vedi fig. 10) con minor guadagno.

Per la taratura va impiegato un generatore BF a 2 toni 700/1900 Hz e di livello variabile da ca 0.1 a 5 mV. Lo strumento è facilmente costruibile, semplici schemi sono presenti su HANDBOOK inglesi e americani. Il segnale a due toni va inviato attraverso la presa del microfono mentre il prelievo a 9 MHz va fatto su T1 con sonda a 50Ω (fig. 10). Sullo schermo deve comparire il clas-

sico doppio sviluppo SSB con incrocio sullo zero. Cv7 va regolato per il max segnale. In questa fase ritoccare eventualmente le due frequenze del BFO relative a USB/LSB e i compensatori sui filtri a quarzo (se non si usano i "ladder").

Il livello indistorto di uscita dovrà essere di almeno 300 mV di picco. Conclusa questa fase, passiamo al prelievo del segnale direttamente sul connettore dei filtri passabanda (fig. 3). Qui dovremmo trovare indistorti ca 0.6/0.7 V sugli estremi gamma. A questo punto possiamo inserire l'amplificatore con i due collegamenti coax intestati SMB e carico fittizio collegato sull'antenna. Con una sonda 10:1 sul carico dovremmo avere indistorti ca 96 V pp sui 20m e 110Vpp sui 80 m (vedi anche curva di risposta fig 19). La potenza PEP sarà pertanto data dalla formula $V_{pp} \times V_{pp} / 400$ corrispondente a 23W e rispettivamente 30 W (NB V aliment. = 13.5V). Per ottenere questi valori variare eventualmente C8 (fig. 18) e nel caso C3-8 (fig. 2). A risultato ottenuto la corrente di picco totale assorbita dal TRANS sarà di ca 4.5 A in 80 m e 4 A in 20m. Fare attenzione nelle prove di mantenere il doppio tono per non più di 30 sec. alla volta per non superare i limiti di dissipazione dei finali. Se ci fosse tendenza di autooscillazione anche con R1 al max aggiungere in parallelo al primario di T1 (fig. 18) una R di 50/100 Ω . Alla fine dobbiamo anche verificare l'indicazione di S1 come wattmetro. Se il carico fittizio è puramente ohmico non vi sarà alcuna indicazione con INT1 posizionato su REF (fig. 2).

Durante la messa a punto della potenza max, P6 di fig. 17 dovrà

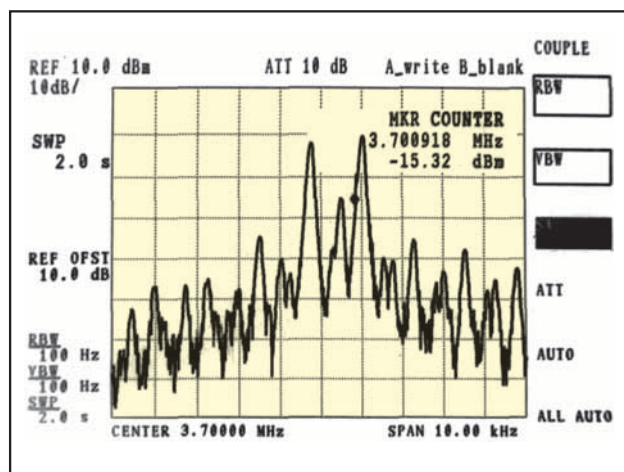


Fig. 19 - Curva di risposta di intermodulazione del TX. Orizz. = 1 kHz / divis.; vertic. 10 dB / divis. Modulazione con 2 toni 700 / 1900 Hz. Potenza di uscita ca 28 W. prodotti IMD3 = -29 dB

essere regolato per il fondo scala con INT1 su posiz. DIR. Inserendo un microfono ceramico si deve poi regolare il micro-gain P1 in modo da non avere compressione sui picchi di modulazione. Ciò significa normalmente, avere un'indicazione di potenza media metà della max.

A questo punto non rimane che la prova pratica "in aria". Presso la nostra sede di Milano sono stati fatti numerosi collegamenti serali in 80 metri con dipolo e con rapporti lusinghieri. La notevole selettività e il basso rumore di fase consentono l'ascolto indisturbato di 2 stazioni S9 distanti 2.5 kHz. Sui 20 m presso il mio QTH di Milano al 1° piano con filo interno accordato ho collegato un SP5, mentre nel QTH di campagna sempre in 20 sono arrivato in Australia con direttiva 3 elementi. Ringrazio i soci della sezione di Milano per la collaborazione e il collaudo. Rimango in ogni caso disponibile per ulteriori chiarimenti o consigli in merito.

Bibliografia:

Radiokit 5/6 2003- ARRL HANDBOOK 2001- EXPERIMENTAL METHODS in RF DESIGN

iellici.pietro@tiscalinet.it