

Transceiver QRP CW monobanda

Presento qui il progetto di un piccolo apparato QRP che, pur nella sua semplicità, si presenta completo e, a mio avviso, superiore alla media dei piccoli transceiver che ho potuto esaminare.

Una particolarità a mio parere interessante è l'impostazione modulare del progetto, che consente di affrontare la realizzazione per gradi o anche, volendo, di completare la sola parte RX o TX. La realizzazione del VFO, inoltre, prevede due livelli di complessità consentendo di ottenere, con lo stesso stampato, una versione a conversione oppure a semplice oscillatore, con prestazioni leggermente diverse.

Per la messa a punto si richiede l'impiego di un frequenzimetro, di un generatore di segnale e di una sonda RF, sarebbe comunque buona cosa poter disporre di un oscilloscopio.

Come è fatto

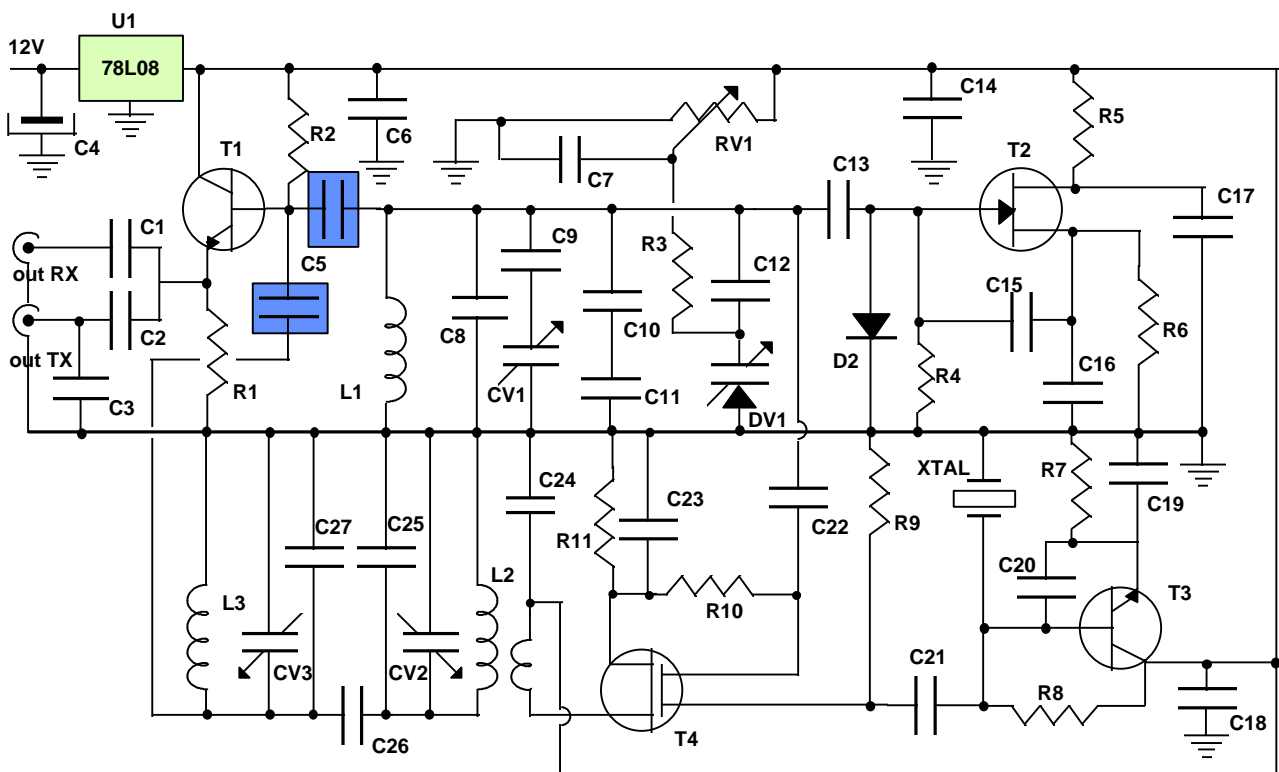
Il transceiver si compone di tre basette stampate monofaccia 100x70 mm. Queste possono essere montate affiancate o parzialmente sovrapposte a wafer, consentendo così l'impiego di un contenitore di dimensioni ridotte. Le fotografie si riferiscono al prototipo realizzato montando i componenti dal lato saldature, però data l'elevata densità di componenti (soprattutto nel ricevitore) consiglio di forare la basetta e montare i componenti sulla faccia libera utilizzando resistenze da 1/4 W e condensatori di piccole dimensioni.

Sul pannello frontale andranno alloggiati il potenziometro di sintonia con la relativa demoltiplica, il controllo di guadagno, quello del volume, la presa per il tasto e quella per la cuffia. Sul pannello posteriore vi saranno le prese per l'alimentazione e per l'antenna.

Come funziona

Descriverò singolarmente le tre basette e gli accorgimenti per la loro messa a punto, facendo riferimento alla versione per i 20 metri da me realizzata :

a) Circuito VFO



R1 : 470 Ω - 1/4 W	C1 : 68 pF	C12 : 56 pF NPO	C23 : 1.2 nF	T4 : BF960 mosfet
R2 : 180 KΩ	C2 : 12 pF	C13 : 150 pf N150	C24 : 33 nF	DV1 : BB204
R3 : 56 KΩ	C3 : 82 pF	C14 : 33 nF	C25 : 47 pF	D2 : 1N4148
R4 : 270 KΩ	C4 : 47 μF	C15 : 120 pF NPO	C26 : 2.2 pF	XTAL : 16 MHz
R5 : 100 Ω	C5 : 6.8 pF	C16 : 470 pF	C27 : 47 pF	U1 : 78L08
R6 : 390 Ω	C6 : 10 nF	C17 : 10 nF	CV1 : 35 pF trimmer	RV1 : 10 KΩ lin.
R7 : 330 Ω	C7 : 33 nF	C18 : 33 nF	CV2 : 60 pF trimmer	L1 : vedi testo
R8 : 220 KΩ	C8 : 120 pF NPO	C19 : 82 pF	CV3 : 60 pF trimmer	L2 : vedi testo
R9 : 270 KΩ	C9 : 27 pF NPO	C20 : 33 pF	T1 : 2N2222	L3 : vedi testo
R10 : 270 KΩ	C10 : 150 pF N150	C21 : 150 pF	T2 : BF245	
R11 : 390 Ω	C11 : 120 pF NPO	C22 : 6.8 pF	T3 : 2N2222	

la versione base è costituita da un oscillatore Colpitts a fet e da un buffer (2N2222) che alimenta i due telaietti RX e TX. Questa versione va molto bene fino a frequenze dell'ordine di 7-8 Mhz, oltre questo limite ci sarebbero dei problemi di stabilità, di qui l'opportunità di passare alla versione a conversione che, utilizzando la seconda parte della basetta stampata, consente di ottenere la stessa stabilità e la stessa escursione di frequenza sulle gamme superiori. Il passaggio dall'una all'altra versione comporta solo un diverso collegamento del condensatore C5 sullo stampato. Nella versione più semplice non vanno montati i componenti relativi al circuito di conversione (parte inferiore nello schema).

Raccomando l'uso di condensatori NPO ove consigliato e una accurata realizzazione della bobina per il circuito oscillatore.

Per la sintonia si può adottare un potenziometro multigiri oppure un modello normale con l'aggiunta di una demoltiplica 1:6, quest'ultima soluzione rende più agevole la realizzazione di una scala di lettura.

Nella versione per i 14 Mhz la bobina viene realizzata con 50 spire di filo smaltato da 0.40 mm avvolte su di un supporto in plexiglass del diametro di 13 mm, l'avvolgimento viene poi fissato con smalto per unghie o mastice indurente per modellismo. L'escursione di frequenza ottenibile con i valori indicati a schema è di circa 70 Khz (da 2,433 a 2,510 Mhz), mentre il livello di segnale in uscita sarà di circa 4V pp. Come varicap ho utilizzato un BB204 collegando in parallelo i due diodi entrocontenuti.

Volendo realizzare la versione per i 7 Mhz, si potrà tralasciare l'intero circuito di conversione e realizzare il solo oscillatore libero che dovrà lavorare sulla frequenza di 2,567 MHz (7,000 - 4,433), in questo caso si collegherà il condensatore C5 direttamente alla bobina L3 sfruttando l'apposito punto di connessione previsto sullo stampato.

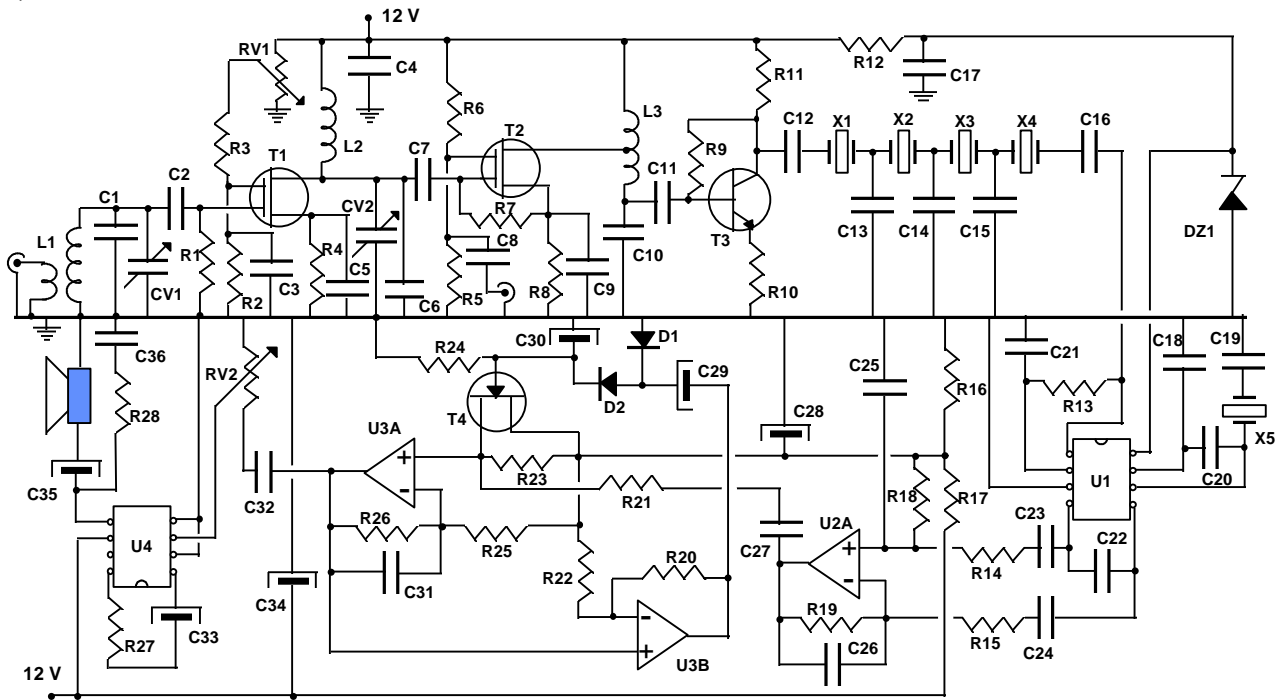
Sempre per i 14 Mhz le bobine L2 ed L3 sono realizzate avvolgendo 12 spire di filo smaltato da 0.50 mm su nucleo toroidale T44-2 mentre l'avvolgimento primario su L2 è ottenuto con 3 spire di filo isolato per collegamenti.

La taratura di questo modulo si esegue così :

- scollegare il quarzo da 16 Mhz in modo da bloccare il relativo oscillatore
- scollegare il condensatore C21 dal gate 1 del mosfet
- iniettare un segnale a 18.4 Mhz sul gate 1 del mosfet
- tarare i due compensatori CV2 e CV3 per la massima uscita, rilevabile con una sonda RF o meglio con un oscilloscopio
- ricollegare il quarzo e il condensatore C21
- ruotare il potenziometro di sintonia al minimo e tarare il compensatore CV1 in modo da leggere in uscita dal VFO una frequenza di 18,433 Mhz (14 + 4,433)

non disponendo del generatore di segnale si potrà cercare di agire direttamente sui compensatori CV2 e CV3 per la massima uscita accertandosi di aver fatto la taratura sulla frequenza di 18,433 Mhz (e non sui 16 Mhz dell'oscillatore quarzato)

b) Circuito RX



R1 : 220 K Ω - 1/4 W	R21 : 82 K Ω	C13 : 150 pF	C33 : 10 μ F	L2 : v. testo
R2 : 33 K Ω	R22 : 4.7 K Ω	C14 : 150 pF	C34 : 47 μ F	L3 : v. testo
R3 : 82 K Ω	R23 : 82 K Ω	C15 : 150 pF	C35 : 220 μ F	
R4 : 180 Ω	R24 : 560 K Ω	C16 : 150 pF	C36 : 220 nF	
R5 : 56 K Ω	R25 : 82 K Ω	C17 : 33 nF	CV1 : 30 pF trim.	
R6 : 150 K Ω	R26 : 820 K Ω	C18 : 47 pF	CV2 : 30 pF trim.	
R7 : 270 K Ω	R27 : 1.2 K Ω	C19 : 150 pF	RV1 : 47 K Ω lin.	
R8 : 330 Ω	R28 : 10 Ω	C20 : 47 pF	RV2 : 22 K Ω log	
R9 : 180 K Ω	C1 : 68 pF	C21 : 33 nF	T1 : BF960	
R10 : 470 Ω	C2 : 1.5 pF	C22 : 33 nF	T2 : BF960	
R11 : 560 Ω	C3 : 10 nF	C23 : 100 nF	T3 : 2N2222	
R12 : 560 Ω	C4 : 33 nF	C24 : 100 nF	T4 : BF244	
R13 : 470 Ω	C5 : 10 nF	C25 : 1.2 nF	U1 : NE602	
R14 : 4,7 K Ω	C6 : 68 pF	C26 : 1.2 nF	U2 : TL082	
R15 : 4,7 K Ω	C7 : 6.8 pF	C27 : 100 nF	U3 : TL082	
R16 : 3.9 K Ω	C8 : 470 pF	C28 : 10 μ F	U4 : LM386	
R17 : 3.9 K Ω	C9 : 10 nF	C29 : 1 μ F	X1-X5 : 4.433 MHz	
R18 : 56 K Ω	C10 : 220 pF	C30 : 10 μ F	D1-D2 : 1N4148	
R19 : 56 K Ω	C11 : 10 pF	C31 : 150 pF	DZ1 : 6.8 V - 1W	
R20 : 82 K Ω	C12 : 150 pF	C32 : 1 μ F	L1 : v. testo	

è un classico supereterodina con front end e mixer a mosfet. Ho preferito questa soluzione rispetto alla configurazione originale che utilizzava un NE602 come mixer senza alcuno stadio preamplificatore, si ottiene così una migliore immunità al sovraccarico e qualche dB in più di guadagno in RF. Per il filtro a quarzi ho utilizzato 4 cristalli invece dei 2 originali in modo da ottenere, a parità di banda passante (circa 600 Hz), una migliore reiezione fuori banda. Per i quarzi si potrà utilizzare una qualsiasi serie con frequenza vicina ai 4 Mhz. Un NE602 svolge molto bene la funzione di rivelatore a prodotto, provvedendo anche a generare la frequenza di battimento con un quarzo uguale a quelli usati per il filtro. La frequenza di oscillazione viene alzata leggermente rispetto alla portante del TX mediante un condensatore in serie al quarzo, in tal modo si ottiene il necessario valore dello shift per la demodulazione del CW. La sezione di bassa frequenza prevede un primo stadio con funzione di preamplificatore e filtro cui ho fatto seguire un circuito di controllo automatico del guadagno. Quest'ultimo è stato ricavato da uno spunto trovato su QST, che ho poi modificato per adattarlo meglio alla specifica funzione. Il controllo automatico di

guadagno in B.F. compensa parzialmente la mancanza di una vera e propria sezione di media frequenza con relativo circuito CAG. Da notare che lo stadio RX è attivo anche in trasmissione e il segnale del TX, attenuato dal ponte di diodi alla sua uscita e poi dallo stesso CAG, viene sfruttato per ottenere la funzione di monitor per la manipolazione CW. Contemporaneamente si ottiene la prestazione di full break-in CW. Infine un LM386 produce un adeguato livello audio per l'ascolto in altoparlante, a questo proposito ricordo che la presenza di uno stadio finale con uscita a bassa impedenza e l'elevato guadagno della catena di amplificazione BF possono produrre dei ritorni indesiderati di segnale lungo la linea di massa o di alimentazione. Consiglio pertanto di creare un efficace bypass verso massa per la linea di alimentazione del LM386 con due condensatori da 47 μ F posizionati nelle immediate vicinanze dell'integrato (v. C34 nello schema di montaggio) e di schermare i collegamenti al potenziometro di volume.

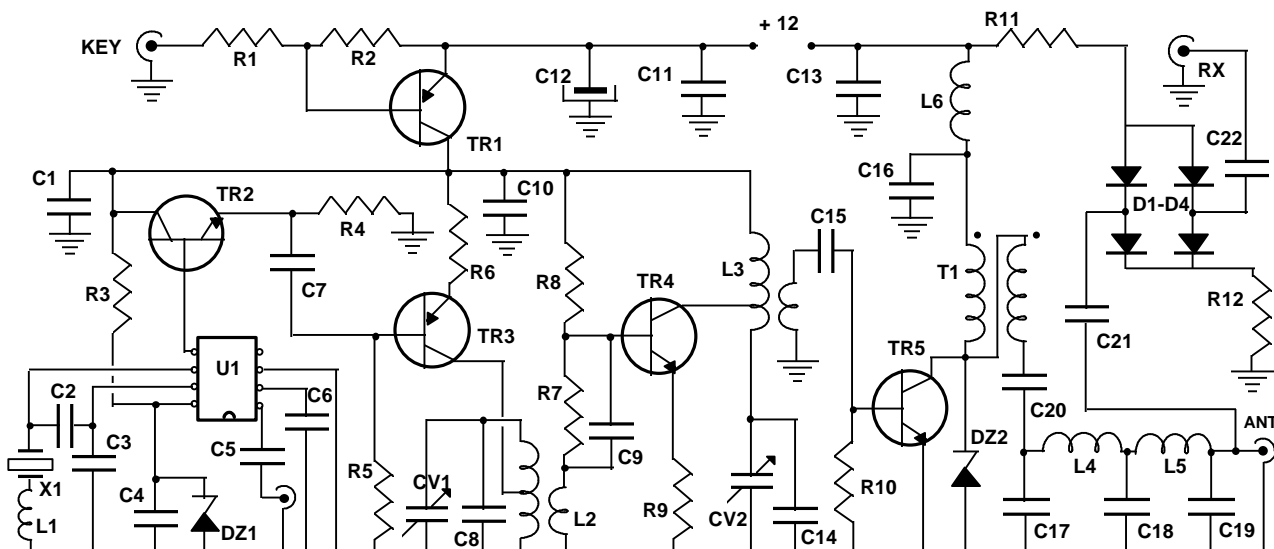
La bobina L3 è composta da 30 spire di filo di rame smaltato da 0.30 mm su supporto plastico da 5mm con nucleo di ferrite regolabile e presa intermedia a 6 spire lato freddo. Le bobine L1 ed L2, per la versione 14 Mhz, vengono realizzate avvolgendo 16 spire di filo smaltato da 0.40 mm su nucleo toroidale T44-2. Il link di antenna su L1 è fatto con 3 spire di filo isolato per collegamenti.

La taratura di questo modulo si esegue così :

- tarare il mixer iniettando un segnale a 4,433 Mhz all'ingresso VFO e regolando il nucleo di L3 per la massima uscita sul collettore di T3
- collegare il VFO e iniettare un segnale a 14 Mhz all'ingresso del ricevitore regolando alternativamente CV1 e CV2 per la massima uscita dal filtro a quarzo
- collegare l'antenna e ritoccare CV1 e CV2 per il migliore ascolto in gamma dopo aver sintonizzato una stazione debole
- se si desiderasse variare il tempo di rilascio del CAG, si potrà intervenire sul valore della resistenza R24 (un valore più elevato allunga il tempo di rilascio)

Qualora il front-end, con antenna inserita, tendesse ad autooscillare, si potrà eliminare l'inconveniente collegando una resistenza da 470 ohm in parallelo all'ingresso, o al limite caricando la bobina L2 con una resistenza da 15-22 Kohm in parallelo

c) Circuito TX



R1 : 3.9 K Ω - 1/4 W	R12 : 1 K Ω	C11 : 47 nF	C22 : 10 nF	CV2 : 30 pF trim.
R2 : 33 K Ω	C1 : 47 nF	C12 : 47 μ F	TR1 : 2N2907	L1 : indutt. 22 μ H
R3 : 1 K Ω	C2 : 47 pF	C13 : 47 nF	TR2 : 2N2222	L2 : vedi testo
R4 : 1 K Ω	C3 : 150 pF	C14 : 68 pF	TR3 : BF324	L3 : vedi testo
R5 : 47 K Ω	C4 : 10 nF	C15 : 47 nF	TR4 : BFR36	L4 : vedi testo
R6 : 47 Ω	C5 : 470 pF	C16 : 47 nF	TR5 : vedi testo	L5 : vedi testo
R7 : 100 Ω	C6 : 10 nF	C17 : 150 pF	X1 : 4.433 MHz	L6 : VK200
R8 : 1.2 K Ω	C7 : 1 nF	C18 : 330 pF	DZ1 : 6.8 V - 1W	T1 : vedi testo
R9 : 5.6 Ω	C8 : 82 pF	C19 : 150 pF	DZ2 : 33 V - 1W	D1-D4 : 1N4148
R10 : 47 Ω	C9 : 390 pF	C20 : 47 nF	U1 : NE602	
R11 : 1 K Ω	C10 : 47 nF	C21 : 10 nF	CV1 : 30 pF trim.	

Utilizza uno schema a conversione di frequenza, soluzione che consente di trasmettere isofrequenza con unico VFO. Viene impiegato a questo scopo un mixer NE602 con un quarzo uguale a quelli del filtro, caricato però con una piccola induttanza serie in modo da ottenere il corretto valore di shift. Ho ridisegnato il buffer, il driver e lo stadio finale in modo da ottenere una potenza leggermente superiore (4 - 5 W). Per il finale ho utilizzato un transistor giapponese per apparati CB (2SC2092) montato in una configurazione a larga banda, ho provato con buoni risultati la sostituzione con un 2SC1969 e ritengo che altri modelli analoghi (MRF475,2SC2166, etc..) vadano ugualmente bene. Tenete presente che il transistor driver e il finale vanno adeguatamente raffreddati. Il trasformatore T1 con rapporto 1:4 è realizzato avvolgendo in bifilare 6 spire da 0.5 mm su di un balun in ferrite da 12x12 mm per uso TV. Un doppio Pigreco in uscita provvede a ripulire il segnale prima di inviarlo all'antenna, mentre un circuito a ponte di diodi svolge la funzione di commutatore elettronico RX/TX consentendo il funzionamento full break-in. Un transistor, comandato dalla manipolazione CW, toglie l'alimentazione agli stadi pilota inibendo così il funzionamento durante la ricezione.

Nella versione per i 14 Mhz le bobine vengono così realizzate :

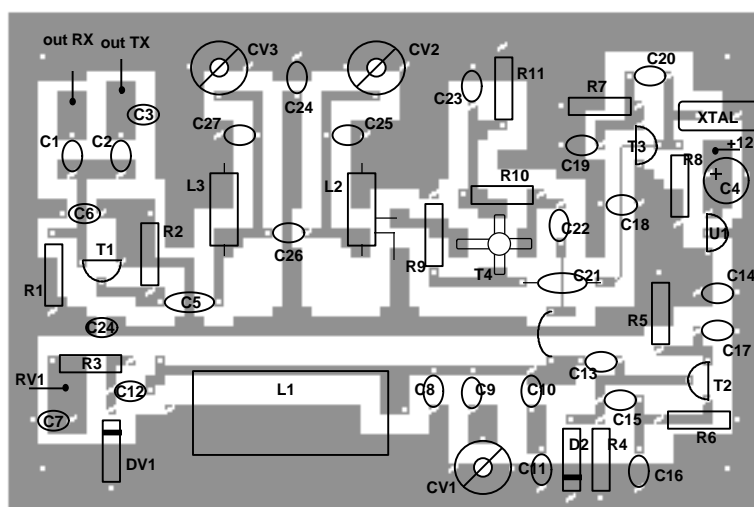
L2 e L3 : 16 spire di filo smaltato da 0.40 mm su nucleo toroidale T44-2, presa alla quinta spira, secondario 2 spire filo per collegamenti rivestito in plastica

L4 e L5 : 12 spire di filo smaltato da 0.50 mm su nucleo toroidale T50-6

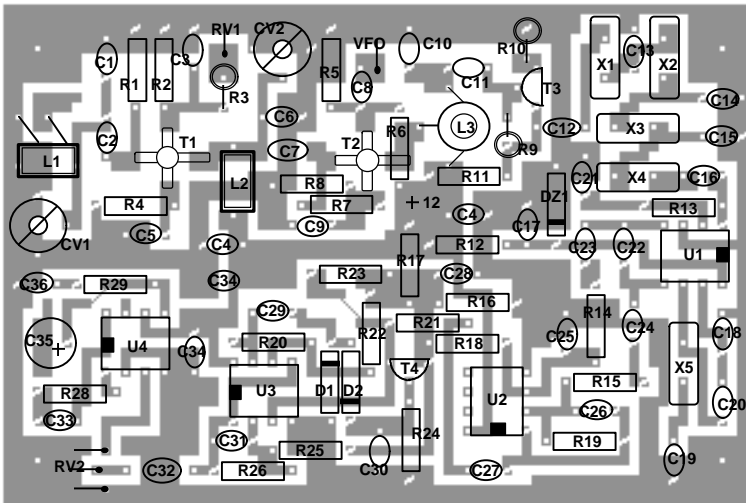
Per la taratura di questo modulo collegare il VFO e regolare alternativamente CV1 e CV2 per la massima uscita (4 - 5 W) su carico fittizio (lo si può realizzare collegando in parallelo 9 resistenze da 470 Ohm-1W). L'assorbimento a piena potenza sarà poco meno di 1 A. Un controllo con l'oscilloscopio potrà dare poi maggiore tranquillità sulla qualità del segnale emesso.

d) i circuiti stampati e i piani di montaggio in scala 1:1

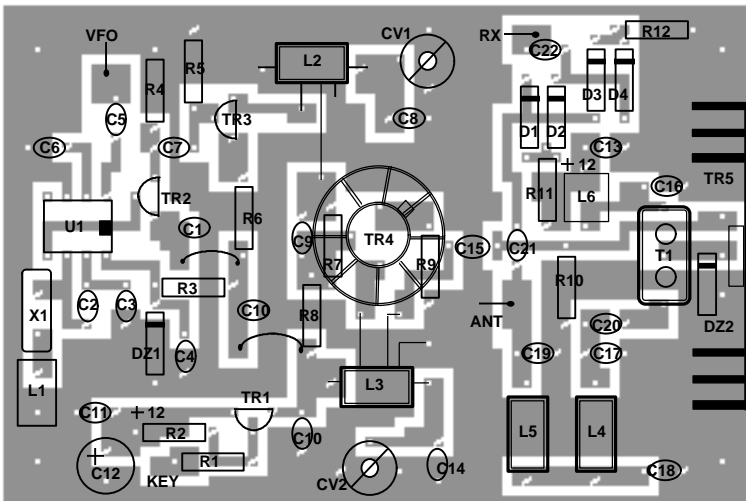
IL VFO



IL RICEVITORE



IL TRASMETTITORE



e) per concludere

Il montaggio non è particolarmente critico, qualche attenzione va tuttavia dedicata alla messa a punto del VFO e dello stadio di ingresso del RX, che devono essere allineati con cura, e alla disposizione dei componenti nello stadio finale BF per evitare inneschi.

Per quanto riguarda le caratteristiche tecniche, pur non avendo potuto eseguire misure quantitative sul ricevitore, ho osservato tuttavia una buona sensibilità e una notevole immunità alla intermodulazione anche in presenza di forti segnali in banda, segno che il mixer e il filtro a quarzo, pur nella loro semplicità, lavorano bene. Il CAG in bassa frequenza risulta sorprendentemente efficace, e offre una qualità di ascolto abbastanza simile a quella di un buon sistema IF. La manipolazione CW in trasmissione è molto pulita, con attacchi e rilasci netti e senza code.

Insomma l'impressione generale è quella di un buon apparecchio in cui le prestazioni risultano poco penalizzate dai compromessi legati alla semplicità del progetto.

In caso di dubbi o inconvenienti cercherò di agevolare quanti vogliono mettersi in contatto con me attraverso la mia casella di posta elettronica, fornendo eventualmente a chi fosse interessato i master dei circuiti stampati.