

Transceiver QRP CW per i 40 metri

Due parole sul Progetto

Questo progetto nasce grazie all'interessamento e all'entusiasmo dell'amico Cristiano (IZ3CQI) che mi aveva spinto ad individuare una realizzazione con finalità didattiche ma al tempo stesso abbastanza completa e invitante. Cristiano si è fatto carico di realizzare il montaggio sperimentale del ricevitore ed io ho montato in versione definitiva i due moduli, ne è risultato un piccolo transceiver QRP "full legal power" (5 W at 12 V) per la banda dei 40 metri che nel complesso mi sembra abbastanza valido, e forse superiore alla media dei QRP che ho potuto esaminare.

L'impostazione del progetto è modulare e consente di affrontare la realizzazione per gradi o anche, volendo, di completare la sola parte RX, progettata in modo da poter ricevere le emissioni SSB e CW su tutta la gamma dei 7 MHz. Un altro aspetto interessante consiste nel fatto che la messa a punto può essere effettuata con il solo aiuto di un ricevitore HF, anche se sarebbe preferibile poter disporre di un frequenzimetro e di un generatore di segnale.

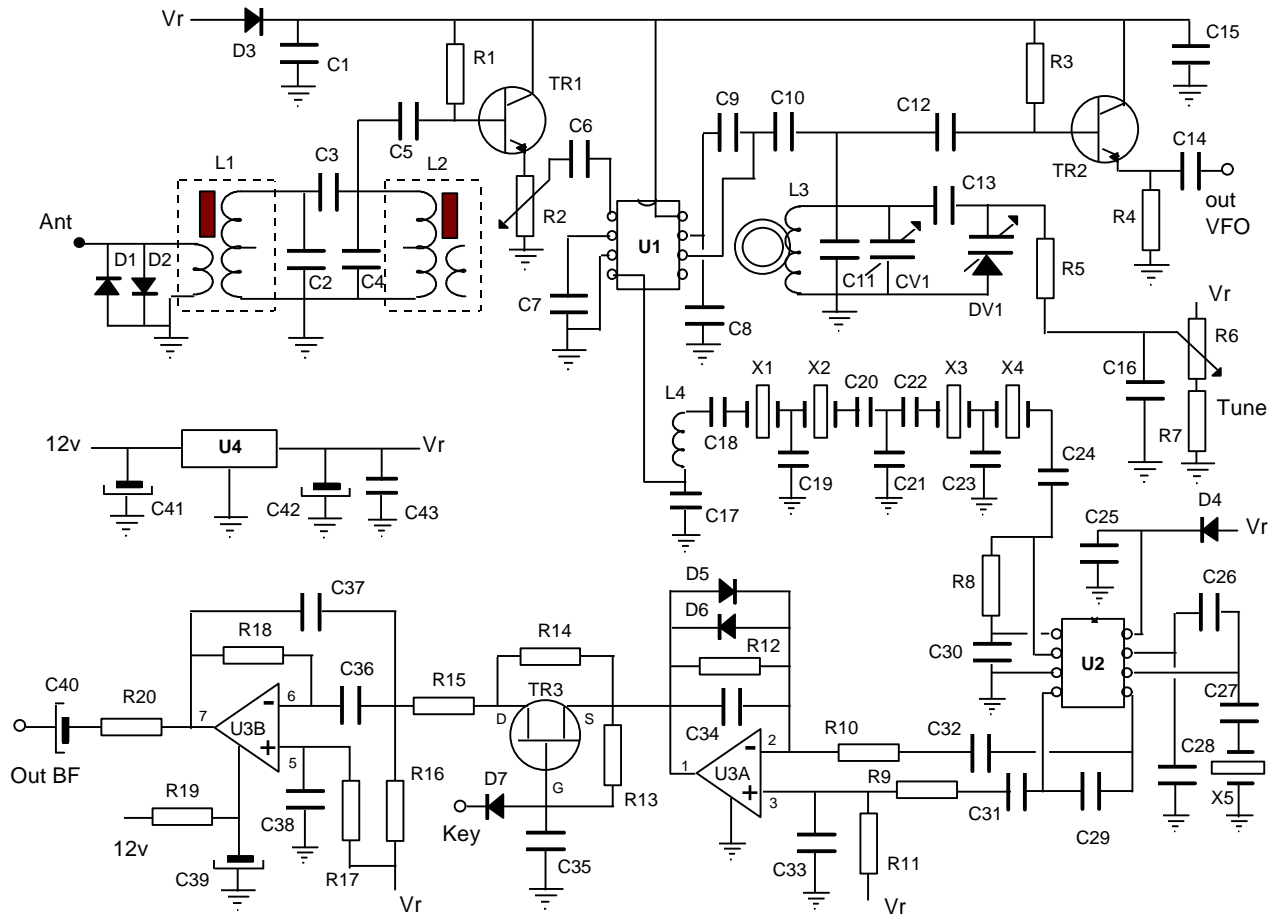
Come è fatto

Il transceiver si compone di due basette stampate monofaccia 100x66 mm che dovranno essere fissate su un adeguato piano di massa, possibilmente chiudendo il ricevitore in un piccolo scatolino metallico con funzione di schermo. Sul pannello frontale del contenitore andranno alloggiati il potenziometro di sintonia (a 10 giri o provvisto di demoltiplica) e il controllo di guadagno. La lettura della frequenza potrà avvenire mediante un microamperometro da 200 μ A collegato al potenziometro di sintonia. Le prese relative all'alimentazione, l'antenna, la presa per il tasto e quella per la cuffia potranno essere sistemate sul pannello posteriore. Per realizzare le diciture sul pannello io ho preparato un disegno in scala 1:1 mediante un comune tool grafico (MS POWERPOINT) stampando poi su lucido autoadesivo, il procedimento è un po' laborioso ma il risultato si può definire "quasi" professionale.

Il circuito del Ricevitore

Il ricevitore utilizza un classico circuito supereterodina, il principale compromesso accettato per motivi di semplicità nella progettazione consiste nella mancanza di un controllo automatico di guadagno, ciò comporta la necessità di ritoccare manualmente la sensibilità in presenza di forti variazioni di intensità del segnale, per il resto direi che le prestazioni del ricevitore sono piuttosto buone, sia per quanto riguarda la sensibilità che la selettività, grazie all'elevato guadagno complessivo e all'efficacia del filtro a cristalli.

Lo schema elettrico



R1 : 150 K Ω	C1 : 100 nF	C21 : 56 pF	C41 : 47 μ F
R2 : 1 K Ω - pot.	C2 : 82 pF	C22 : 270 pF	C42 : 22 μ F
R3 : 270 K Ω	C3 : 2.2 pF	C23 : 47 pF	C43 : 100 nF
R4 : 1 K Ω	C4 : 82 pF	C24 : 47 pF	CV1 : 35 pF
R5 : 56 K Ω	C5 : 2.2 pF	C25 : 100 nF	D1-D7 : 1N4148
R6 : 10 K Ω - pot.	C6 : 1 nF	C26 : 68 pF	DV1 : BB204
R7 : 1 K Ω	C7 : 10 nF	C27 : 18 pF	L1-L2 : 2 ^a MF 10.7 Mhz *
R8 : 470 Ω	C8 : 470 pF	C28 : 68 pF	L3 : 64 spire - ϕ 0.25 mm su T50/6 *
R9 : 10 K Ω	C9 : 150 pF	C29 : 33 nF	L4 : 22 μ H - induttanza NEOSID
R10 : 10 K Ω	C10 : 150 pF	C30 : 33 nF	X1-X5 : 4.433 MHz
R11 : 470 K Ω	C11 : 47 pF	C31 : 100 nF	TR1 : BF199
R12 : 470 K Ω	C12 : 15 pF	C32 : 100 nF	TR2 : 2N2222
R13 : 1 M Ω	C13 : 68 o 33 pF *	C33 : 150 pF	TR3 : BF245
R14 : 1 M Ω	C14 : 1 nF	C34 : 150 pF	U1 : NE602
R15 : 22 K Ω	C15 : 100 nF	C35 : 0.47 μ F	U2 : NE602
R16 : 470 K Ω	C16 : 33 nF	C36 : 2.2 nF	U3 : NE5532
R17 : 1 M Ω	C17 : 39 pF	C37 : 470 o 820 pF *	U4 : 7808
R18 : 1 M Ω	C18 : 47 pF	C38 : 10 nF	
R19 : 10 Ω	C19 : 47 pF	C39 : 47 μ F	
R20 : 10 Ω	C20 : 270 pF	C40 : 22 μ F	

* vedi testo, tutte le resistenze sono da 1/4 W, tutti gli elettrolitici da 25 V

Il front-end

è realizzato con un doppio circuito accordato, con delle comuni medie frequenze per FM da 10.7 MHz , questo accorgimento si è rivelato un efficace rimedio contro i fenomeni di sovraccarico e intermodulazione legati alla presenza di forti stazioni broadcasting in banda 40 metri. Due diodi realizzano un'adeguata protezione contro le sovratensioni all'ingresso. L'accoppiamento al successivo stadio mixer è realizzato con un transistor emitter follower che trasferisce con minima attenuazione il segnale presente ai capi del circuito accordato, realizzando un guadagno effettivo di circa 10 dB. Il guadagno RF viene regolato in modo assai efficace da un potenziometro lineare da 1 K Ω sull'emitter di TR1.

Il mixer e il VFO

Il mixer è del tipo a doppio bilanciamento e utilizza un integrato NE602 che introduce un ulteriore guadagno di circa 18 dB. La bobina dell'oscillatore locale è realizzata avvolgendo 64 spire di rame smaltato da 0.25 mm su di un toroide Amidon T50-2. L'escursione di frequenza del VFO è controllata dalla capacità C13, usando un condensatore da 68 pF si può coprire l'intera gamma dei 40 m sfruttando così la possibilità di ricezione della SSB, mentre adottando un condensatore da 33 pF si limita l'escursione alla sola porzione CW della gamma. La resistenza R7 si è dimostrata utile per ottenere una migliore linearità del controllo di sintonia. Uno stadio buffer accoppiato al circuito oscillatore con una piccola capacità (C12) preleva un livello di RF sufficiente a pilotare il mixer del trasmettitore ed un eventuale lettore digitale di frequenza.

Il filtro a cristalli

La progettazione del filtro a quarzi è stata particolarmente accurata, infatti un requisito di base era la possibilità di realizzare il ricevitore anche singolarmente abilitandolo alla ricezione della SSB. Ho scelto un filtro a quattro poli in configurazione ladder e l'ho realizzato con economici cristalli per uso TV da 4.433 MHz. La banda passante è di circa 1.8 KHz, un compromesso accettabile per la ricezione dei due modi CW e SSB. Per la progettazione si sono rivelati preziosi alcuni articoli pubblicati in passato su RadioKit ⁽¹⁾ . Il filtro presenta un'impedenza di circa 500 Ω e l'adattamento è realizzato con una rete LC (C17 - L4) in ingresso e con una resistenza di adeguato valore in uscita.

Il demodulatore

Si tratta di un rivelatore a prodotto realizzato con il solito NE602 che introduce altri 18 dB di guadagno, l'oscillatore viene controllato da un quarzo da 4.433 MHz con una piccola capacità in serie, un valore di 18 pF si è rivelato adeguato per alzare di circa 1 KHz la frequenza di oscillazione del quarzo, consentendo di demodulare sia il CW che la banda laterale inferiore (LSB). I perfezionisti potranno sostituire questa capacità con un piccolo compensatore da 22 pF (con dielettrico plastico e passo da 5 mm) che si può agevolmente piazzare sullo stampato al posto del condensatore fisso.

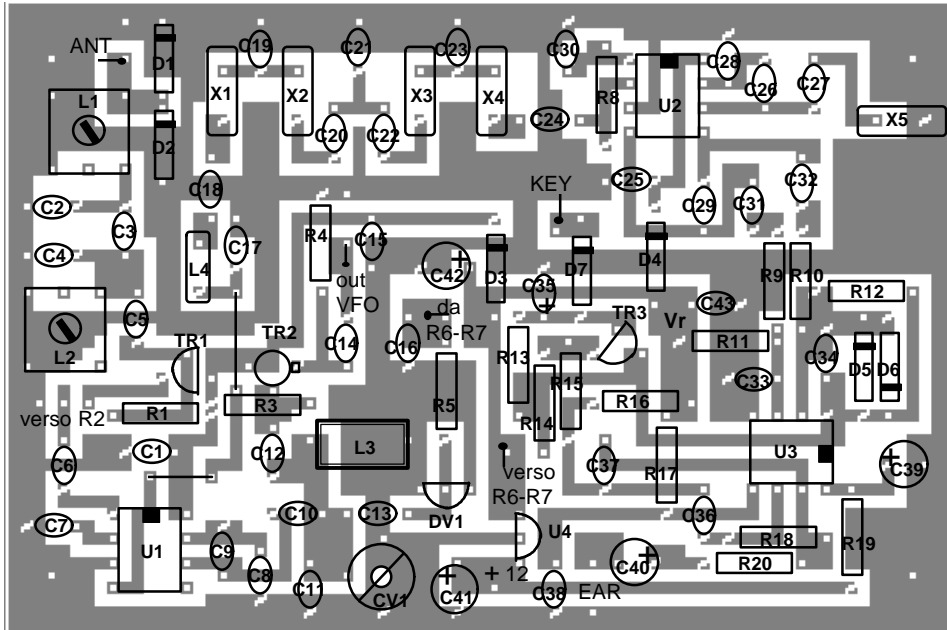
La sezione di bassa frequenza

Utilizza le due metà dell'operazionale NE5532, non sostituibile con altri modelli più comuni (TL082 o LM358) poiché dispone di un circuito interno di limitazione della corrente di uscita. Il guadagno complessivo si aggira sui 60 dB. La seconda metà dell'operazionale svolge anche una funzione di passa banda e la frequenza centrale può essere tarata modificando il valore del condensatore C37 per l'ascolto CW only (820 pF) oppure misto CW & SSB (470 pF). Tra i due stadi di bassa frequenza si trova un FET (TR3) con funzione di attenuatore durante la trasmissione, la manipolazione porta a massa il gate producendo una polarizzazione negativa rispetto al source e la conseguente riduzione della conducibilità del canale semiconduttore. Si realizza così la funzione di monitor a volume ridotto durante la trasmissione (full break-in). Consiglio di collegare in serie le due metà della cuffietta per ottenere un'impedenza più elevata (64 Ω).

Note per la taratura del Ricevitore

Per la taratura del ricevitore si procederà allineando innanzitutto il circuito oscillatore, si potrà utilizzare a tale scopo un ricevitore a copertura continua o meglio un frequenzimetro, purchè ad elevata impedenza di ingresso in modo da non caricare il circuito oscillatore. Agendo sul compensatore CV1 si dovrà ottenere un'escursione di frequenza da 2567 a 2667 KHz (se si è optato per la soluzione "full coverage"). Poi, con l'antenna inserita, si cercherà di sintonizzare una stazione di debole intensità ritoccando i due nuclei L1 ed L2 per la massima sensibilità e l'eventuale compensatore (se utilizzato al posto di C27) per la migliore demodulazione.

Layout del Ricevitore - dimensioni reali 100x66 mm



Per concludere

Il montaggio del ricevitore non è particolarmente critico; per quanto riguarda le caratteristiche tecniche, pur non avendo potuto eseguire misure quantitative, ho osservato tuttavia una buona sensibilità e una notevole immunità alla intermodulazione anche in presenza di forti segnali in banda, segno che il preselettore e il filtro a quarzo, pur nella loro semplicità, lavorano bene. In presenza di QSB, come già detto in precedenza, si sentirebbe la necessità di un controllo automatico di guadagno e si deve sopperire con la regolazione manuale, ma questo è un compromesso scontato e giustificato dalla semplicità del progetto. Per ogni ulteriore informazione, per avere i master dei circuiti stampati o per scambiare semplicemente delle idee sul progetto mi potrete trovare in sezione, oppure contattarmi via telefono (049-8096314) nelle ore serali, o via E-mail : ik3oil@arrl.net

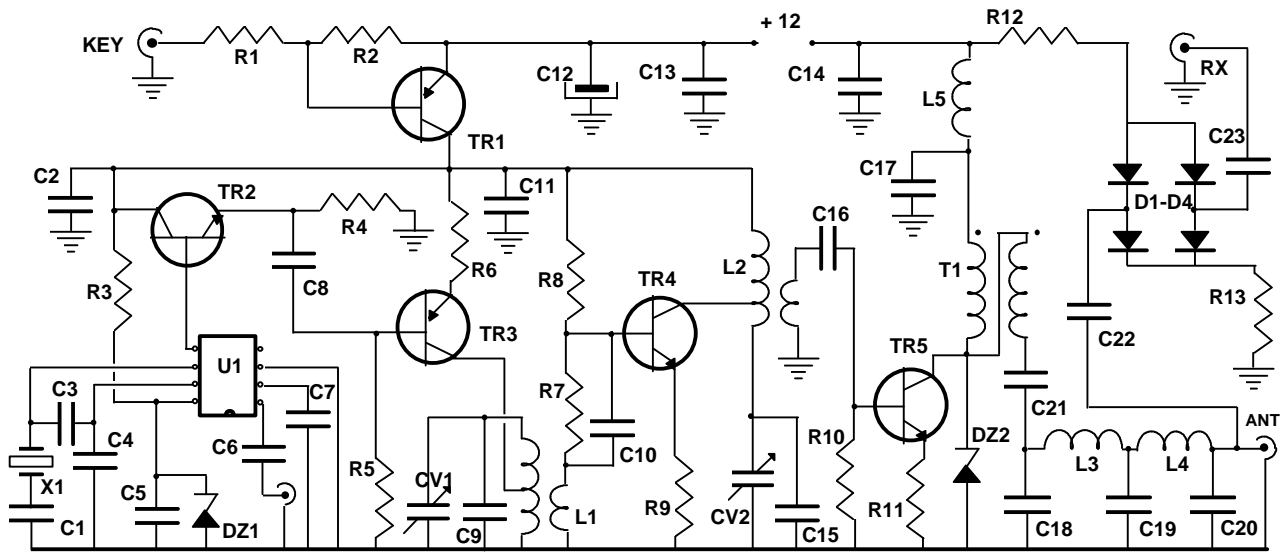
Riferimenti Bibliografici

- (1). RadioKit n. 7, 8 e 9 1982 - Filtri a Quarzo di tipo "LADDER"

Il circuito del Trasmettitore

Riprende un circuito già utilizzato in un mio precedente progetto di QRP per i 14 MHz ⁽¹⁾, adattato ora per lavorare in banda 40 metri. Impiega uno schema a conversione di frequenza, soluzione che consente di trasmettere isofrequenza con unico VFO e un circuito di commutazione elettronica RX/TX che realizza la funzione di full break-in.

Lo schema elettrico



R1 : 3.9 KΩ	C2 : 47 nF	C16 : 47 nF	L3 - L4 : 17 sp. - φ 0.7 mm su T50/6 *
R2 : 33 KΩ	C3 : 47 pF	C17 : 47 nF	L5 : VK200
R3 : 1 KΩ	C4 : 150 pF	C18 : 470 pF	TR1 : 2N2907
R4 : 1 KΩ	C5 : 10 nF	C19 : 2 x 390 pF in parallelo	TR2 : 2N2222
R5 : 47 KΩ	C6 : 33 pF	C20 : 470 pF	TR3 : BF324
R6 : 180 Ω	C7 : 10 nF	C21 : 47 nF	TR4 : 2N2219 con aletta
R7 : 100 Ω	C8 : 1 nF	C22 : 10 nF	TR5 : 2SC1969/2SC2166 *
R8 : 820 Ω	C9 : 56 pF	C23 : 47 pF	D1-D4 : 1N4148
R9 : 15 Ω	C10 : 390 pF	CV1 : 35 pF	DZ1 : 6.8 V - ½ W
R10 : 47 Ω	C11 : 47 nF	CV2 : 35 pF	DZ2 : 33 V - 1 W
R11 : 3 x 1 Ω in parallelo *	C12 : 47 μF	L1 : 33 sp. - φ 0.4 mm su T44/2 presa 10 ^a spira - link 3 sp. *	X1 : 4.433 MHz
R12 : 1 KΩ	C13 : 100 nF	L2 : 33 sp. - φ 0.4 mm su T44/2 presa 7 ^a spira - link 2 sp. *	U1 : NE602
R13 : 1 KΩ	C14 : 100 nF		T1 : 6 sp. in bifilare - φ 0.5 su balun in ferrite *
C1 : 100 pF	C15 : 68 pF		

* vedi testo, tutte le resistenze sono da ¼ W, tutti gli elettrolitici da 25 V

Il mixer di trasmissione

Utilizza un altro integrato NE602, il quarzo dell'oscillatore è uguale a quelli usati per il filtro del ricevitore e un adeguato valore di capacità in serie (C1 da 100 pF) consente di ottenere una frequenza esattamente centrata entro la banda passante del filtro. Un transistor (TR2) svolge la funzione di buffer per trasferire il segnale senza attenuazione dall'uscita ad alta impedenza (migliaia di ohm) del NE602 verso l'ingresso a bassa impedenza (centinaia di ohm) del successivo stadio amplificatore RF.

La catena di amplificazione a 7 MHz

Si compone di due transistor (TR3-TR4), il primo lavora in classe A e oltre ad amplificare il segnale realizza anche un efficace funzione di filtro eliminando le componenti di frequenza indesiderate prodotte dal mixer. Il secondo transistor è polarizzato tramite un partitore di tensione per ottenere una classe di funzionamento AB, la sua corrente di riposo viene mantenuta infatti sui 40 mA raggiungendo i 60-65 mA a pieno pilotaggio. L'accoppiamento con lo stadio precedente e verso il finale è ottenuto con dei link avvolti sulle bobine di accordo. Questo stadio è in grado di fornire circa 150-200 mW su di un carico di 50 ohm e va raffreddato con una piccola aletta in profilato di alluminio. Le bobine L1 e L2 sono realizzate avvolgendo 33 spire di filo smaltato da 0.40 mm su nucleo toroidale T44-2, la prima ha una presa intermedia alla decima spira dal lato massa e un avvolgimento secondario di 3 spire realizzato con filo per collegamenti rivestito in plastica, la seconda bobina ha la presa intermedia alla settima spira spira dal lato massa e un avvolgimento secondario di 2 spire realizzato con lo stesso filo isolato. Entrambi i secondari vanno avvolti sopra gli avvolgimenti primari posizionandoli verso il lato freddo della bobina.

Lo stadio finale di potenza

utilizza un transistor giapponese per apparati CB in configurazione a larga banda, ho provato a montare il 2SC1969 e il 2SC2092 ottenendo con quest'ultimo una potenza un pò inferiore, ritengo che altri modelli analoghi (MRF475,2SC2166, etc..) vadano ugualmente bene. Se si utilizza il 2SC1969 o un altro modello di analogia potenza è opportuno inserire una resistenza R11 di basso valore sull'emettitore (2 o 3 resistori da 1 ohm in parallelo) allo scopo di limitare la potenza in uscita e ridurre il guadagno evitando così possibili problemi di instabilità. Questo transistor lavora in classe C e presenta un rendimento intorno al 60%, calcolando una potenza assorbita di circa 9 W dovrà quindi disperdere in calore 3 o 4 W e va adeguatamente raffreddato, un dissipatore che misuri almeno 40x40 mm e abbondantemente alettato può svolgere bene la funzione. L'impedenza di uscita del transistor (R_L) può essere calcolata applicando la formula :

$$R_L = V_{cc}^2 / 2P_o$$

dove V_{cc} esprime la tensione di alimentazione e P_o la potenza resa. Assumendo 12 V e 5 W si ottiene $R_L = 14 \Omega$, occorre quindi adattare l'impedenza verso l'antenna, e a questo provvede il trasformatore a larga banda T1. Il rapporto di trasformazione 1:4 è ottenuto avvolgendo in bifilare 6 spire da 0.5 mm su di un balun in ferrite binoculare da 12x12 mm per uso TV. Trattandosi di un amplificatore a larga banda in classe C è necessario ripulire il segnale prima di inviarlo all'antenna, questa funzione è svolta da un filtro a doppio pigreco. Le bobine L4 e L5 sono realizzate avvolgendo 17 spire di filo smaltato da 0.70 mm su nuclei toroidali T50-6.

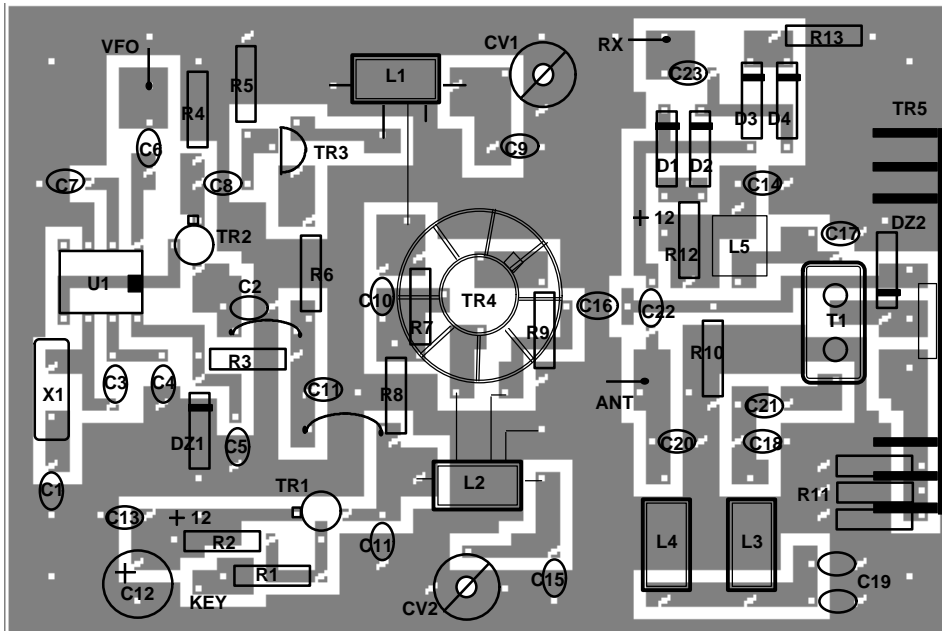
Il sistema di commutazione elettronica RX/TX

Il classico relè di commutazione d'antenna è stato sostituito da un circuito a ponte di diodi, in tal modo viene consentito il funzionamento full break-in, il ricevitore viene cioè mantenuto in funzione durante la trasmissione rendendo possibile l'ascolto durante le pause della manipolazione e svolgendo anche la funzione di monitor in trasmissione. Il transistor TR1, comandato dalla manipolazione CW, toglie l'alimentazione agli stadi pilota inibendo così il funzionamento del trasmettitore durante la ricezione. Sullo stampato sono previsti due punti di alimentazione, uno per il finale e l'altro per gli stadi pilota, in questo modo viene ridotto il rischio di possibili rientri di radiofrequenza e conseguente instabilità. I due punti andranno collegati con cavetti separati al morsetto positivo.

Note per la taratura del Trasmettitore

Per la taratura di questo modulo bisogna collegare il VFO e regolare alternativamente CV1 e CV2 per la massima uscita (circa 5 W) su carico fittizio. Quest'ultimo può essere facilmente realizzato collegando in parallelo 9 resistenze da 470 Ohm 1W e misurando la tensione di picco tramite una semplice sonda RF (diodo e condensatore), per la misura si applica la nota formula $P = V^2/2R$. L'assorbimento a piena potenza sarà poco meno di 1 A.

Layout del trasmettitore - dimensioni reali 100x66 mm



Per concludere

Il montaggio non è particolarmente critico, qualche attenzione va tuttavia dedicata nell'allineare con cura i vari stadi per evitare possibili instabilità. Vorrei aggiungere che l'impressione generale che si ha nell'utilizzare il transceiver è quella di un discreto apparecchio in cui le prestazioni risultano poco penalizzate dai compromessi legati alla semplicità dell'impostazione. Ricordo che per ogni ulteriore chiarimento mi potrete trovare in sezione, oppure contattarmi via telefono (049-8096314) nelle ore serali, o via E-mail : ik3oil@arrl.net

Riferimenti Bibliografici

- (1). RadioRivista n.6 1997 - Transceiver QRP CW monobanda, by IK3OIL