

23 cm (per cominciare)

Transverter per 1296 MHz

di I2SG
schemi e stesura
di Giulio Flocchi, I2FGT

1 - Premessa

Venendo incontro a tutti coloro che mi hanno sollecitato a farlo, descrivo qui un'altra mia realizzazione per la banda dei 23 cm: un transceiver lineare 144/1296 MHz.

Questo progetto risale al 1980 ed è stato riprodotto in diversi esemplari, aggiornando alcuni particolari minori e, credo, rappresenti tutt'oggi una valida soluzione ed un riferimento per gli sviluppi futuri.

Alcune soluzioni circuitali applicate su questo transverter sono state "replicate" per frequenze superiori (13 cm e 6 cm: vedi Ref. 1, Ref. 2). Quali ad esempio:

- L'oscillatore - sestuplicatore
- Il T/R d'antenna con diodi PIN a basso costo
- I filtri interdigitati in microstrip
- Il circuito VOX

Dunque una realizzazione per molti aspetti "didattica" poiché ha consentito lo studio e la messa a punto di alcune soluzioni innovative.

Per motivi analoghi mi permetto di suggerire caldamente ad ogni serio autocostruttore che intenda dedicarsi alle microonde di iniziare proprio dai 23 cm ove molti problemi sono di facile soluzione ed ove si può acquisire sufficiente sensibilità alle diverse tecnologie quale presupposto al successo ed al progresso per le frequenze superiori.

Dunque 23 cm per cominciare...

2 - Schema elettrico

In figura 2 è riportato lo schema elettrico dell'intero transverter: per alcuni dati complementari riferirsi alla Ref. 1. Distinguiamo le diverse funzioni:

* Amplificatore R.F. di ricezione

È costituito da Q1, Q2, Q3. L'ingresso dell'amplificatore è "selettivo" (L1, C1). La selettività d'ingresso, che degrada la figura di rumore totale di circa 1 dB, è mandatoria per chi opera in aree ove siano presenti segnali fuori banda molto intensi (caso molto frequente in 23 cm). Q1 è seguito da un filtro a singolo risonatore lambda-mezzi, dalla coppia di amplificatori Q2, Q3 e dal filtro d'immagine F2 che precede il mixer ad anello ibrido a 180 gradi.

* Mixer M1 e filtro F2

Entrambi lavorano sia in ricezione che in trasmissione: il diodo D3 disaccoppia l'uscita dell'amplificatore R.F. quando questo non è alimentato (cioè in trasmissione).

Il mixer impiega una coppia di diodi Schottky HP2800 ma possono essere impiegati alternativamente anche i diodi commerciali a basso costo (es. BA280). La sintonia fine del filtro F2, che è in microstrip così come F1, è ottenuta con una striscia di vetronite non metallizzata posizionata trasversalmente ai risonatori e fissata con adesivo a 2 composti.

* Catena oscillatore locale

È costituita da Q10, Q11, Q12, Q13, Q14. L'oscillatore a 96,000 MHz è analogo a quello impiegato in altre realizzazioni. Dall'emettitore è estratta direttamente la sesta armonica con un filtro molto stretto (BW = 6 MHz), sicché le righe adiacenti risultano soppresse di circa 60 dB.

È importante che i trimmer d'accordo del filtro a 576 MHz siano di ottima qualità e garantiscano una elevata stabilità nel tempo, trattandosi di un filtro con una banda relativa di solo 1 % (Q di lavoro circa 75) (ottimi sono quelli microminiatura in aria della Johnson). Q12 è polarizzato come distorcitore e dal collettore è estratta la seconda armonica (1152 MHz) che è amplificata da Q13, Q14 sino ad livello superiore a +6 dBm, adeguato a pilotare l'anello ibrido.

* Amplificatore lineare di trasmissione

È costituito da Q4, Q5, Q6, Q7, Q8. Unici elementi di regolazione sono CF1, CF2 essendo le altre reti interstadio fisse ed ottenute con tronchi di linea in microstrip.

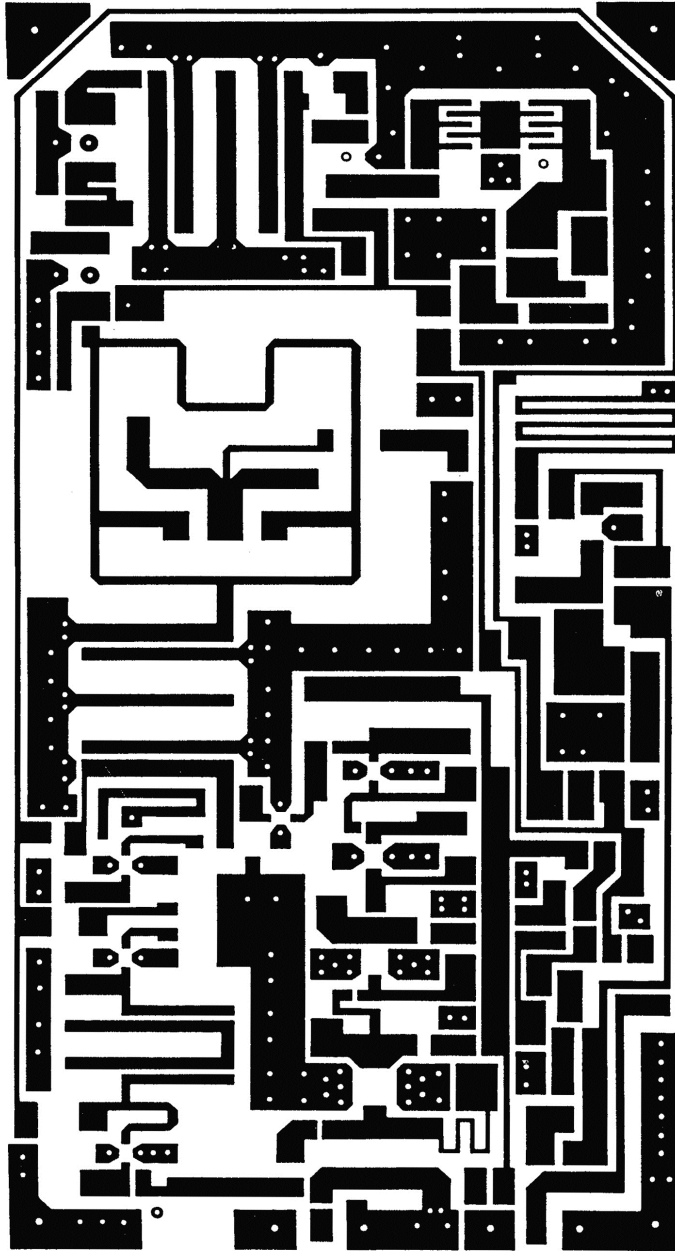
* T/R d'antenna e circuito VOX

È costituito da Q15, Q16, Q17 e dai diodi PIN D1, D4, D5. Per il funzionamento ed altre considerazioni si rimanda alla Ref. 1. = 13 cm

3 - Realizzazione

L'intero transverter è realizzato su un'unica lastra di vetroresina (metallizzazione da entrambi i lati, spessore: 1,6 mm). (Figura 1).

L'impiego della vetroresina non è stato agevole poiché ha richiesto una serie di prove e cicli iniziali per la corretta valutazione del fattore di velocità a 1,3 GHz, ma alla fine il lavoro è stato ricompensato potendo utilizzare un materiale di facile reperibilità e di costo decisamente inferiore al laminato in Teflon o Duroid. Non solo le reti microstrip di adattamento interstadio sono in microstrip ma, importante, anche i filtri F1, F2, F3 sono stampati conferendo alla realizzazione un elevato grado di ripetibilità.



- C1 0,5 + 5 pF
- C2 1,5 pF disco
- C3 6,8 pF tubetto
- C4 4,7 pF elettr.
- C5 2,7 pF disco
- C6 6,8 pF tubetto
- C7 10 pF disco
- C8 100 pF disco
- C9 10 pF NPO
- C10 2,7 pF disco
- C11 10 pF disco
- C12 2 + 15 pF
- C13 2 + 15 pF
- C14 2,7 pF disco
- C15 2,7 pF disco
- C16 2,2 uF elettr.
- D4 BA 379
- D5 BA 379
- D6 HP 5082/2800
- D7 HP 5082/2800
- D8 1N542
- D9 1N542
- D10 1N542
- D11 BA139
- D12 DA243
- D13 1N5401
- D21 Zener 8,2 V
- D22 Zener 8,2 V
- D23 Zener 8,2 V
- D24 Zener 8,2 V
- DL1 Diode LED
- I1 L7810
- M1 anello ibrido
- Q1 BFT77 (3SK97)
- Q2 NE21935(bf34)
- Q3 come Q2
- Q4 NE21935(mr901)
- Q5 BFR 91
- Q6 BFR 96
- Q7 BFT 98
- Q8 BFR 96
- Q9 BFR 96
- Q10 BFT95(ne8935)
- Q11 BFR34A
- R1 4700 ohm
- R2 33000 ohm
- R3 1000 ohm
- R4 1000 ohm
- R5 12000 ohm
- R6 330 ohm
- R7 1000 ohm
- R8 12000 ohm
- R9 330 ohm
- R10 10000 ohm
- R11 12000 ohm
- R12 330 ohm
- R13 1000 ohm
- R14 10000 ohm
- R15 270 ohm
- R16 470 ohm
- R17 82 ohm
- R18 470 ohm
- R19 27 ohm
- R20 470 ohm
- R21 6,8 ohm
- R22 2200 ohm
- R23 330 ohm
- R24 50 ohm 10 W
- R25 2700 ohm
- R26 22 ohm
- R27 470 ohm
- R28 680 ohm
- R29 12000 ohm
- R30 2200 ohm
- R31 270 ohm v.R32
- R32 2x540 ohm in parallelo
- R33 470 ohm
- R34 4700 ohm
- R35 680 ohm
- R36 1500 ohm
- R37 1000 ohm
- R38 8200 ohm
- R39 270 ohm
- R40 330 ohm
- R41 8200 ohm
- R42 1000 ohm
- R43 4700 ohm
- R44 470 ohm
- R45 330 ohm
- R46 6800 ohm
- R47 270 ohm
- R48 1000 ohm
- R49 100 ohm
- R50 4700 ohm
- R51 4700 ohm
- R52 270 ohm
- Resistenze tutte 1/4 W

Fig. 1 - "MASTER" del circuito stampato, scala 1:1. Lato componenti. L'altro lato è tutto rame, spessore 1/16". Vetroresina della migliore qualità.

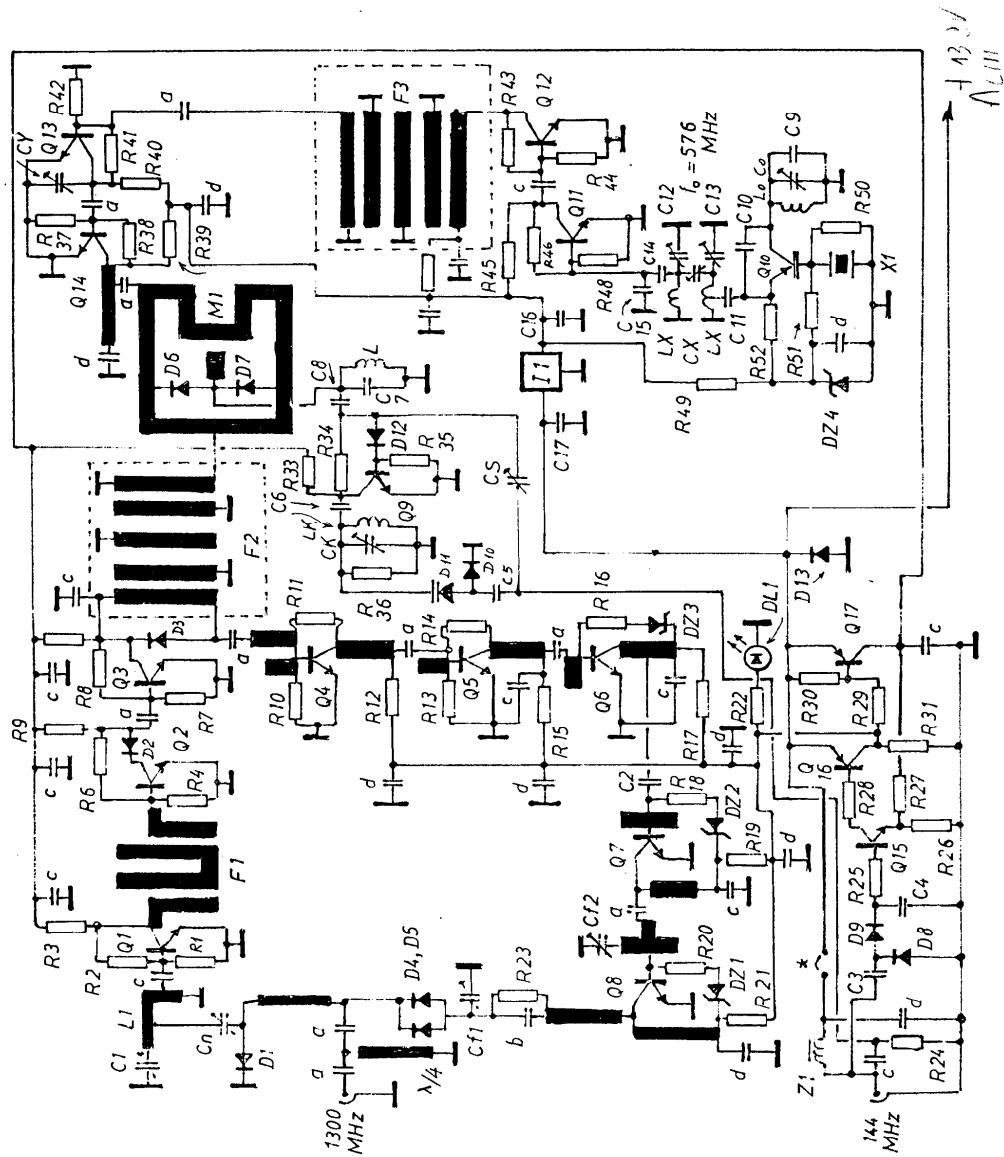
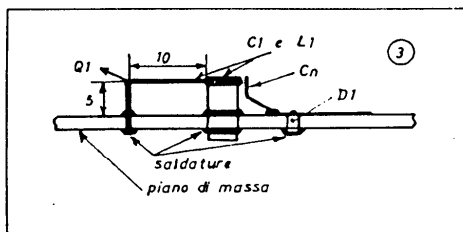


Fig. 2 - Schema generale del transverter per 1296 MHz. I dati relativi ai componenti sono elencati nella figura 1. L0: 8 spire rame smaltato 0,3 mm avvolte in aria su diametro 4 mm. LK: 4 spire rame smaltato 0,3 mm avvolte in aria su diametro 4 mm. LX: Vedasi testo. Z1: 25 spire rame smaltato 0,2 mm su ferrite diametro 2 mm.

Fig. 3 - Schema di montaggio del risuonatore L1/C1.
 C1: Tekelet Airtronic 5202 0,5 + 5 pF.
 L1: Filo rame argent. diametro 2 mm
 Cn: 0,6 pF costituita da una bandella di rame avvicinata al condensatore C1
 D1: Diodo Pin VA 379 montato "attraverso" il circuito stampato, ovvero forando lo stesso e saldando il diodo: il catodo al piano di massa e l'anodo alla linea lambda quarti.



Esaminando ora la sequenza delle operazioni per la costruzione del transverter.

- 1) Partendo dalla lastra fotoincisa e ritagliata, (si ricorda che sul lato inferiore il rame deve coprire l'intera superficie) la prima operazione è la foratura:
 - * Per tutti i punti di chiusura a massa $\varnothing = 1$ mm.
 - * Fori da $\varnothing = 10$ mm per il transistor di potenza Q8.
 - * Foro da $\varnothing = 6$ mm per il trimmer (aria) del filtro d'ingresso RX e Q7.
 - * Foro da $\varnothing = 3,5$ mm per la chiusura a massa di D1 (BA379) (ved. Ref 1).
 - * Fori da $\varnothing = 3,5$ mm per i blocchetti delle transizioni coassiali microstrip ingresso ed uscita.
- 2) Si assembla il risuonatore L1-C1 come indicato in figura 3. Il condensatore da 0,6 pF può essere sostituito da una bandella di rame accostata alla testa del trimmer C1.
- 3) Vengono montati e saldati tutti i transistori e diodi; tutti i ritorni a massa sono ottenuti con filo di rame ripiegato ad "U" tra la faccia superiore e quella inferiore del circuito stampato con saldatura da entrambi i lati. (Figura 4) i transistori Q7, Q8 sono saldati come indicato in Figura 5:

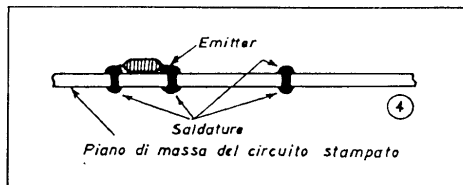


Fig. 4 - Saldature dei transistor e dei ritorni di massa.
 34

* Quindi completata l'operazione il dado è rimosso ed un secondo dissipatore più "robusto" è inserito (alluminio 100 per 100 mm). Questo secondo dissipatore raccoglie lo "stud" di Q8.

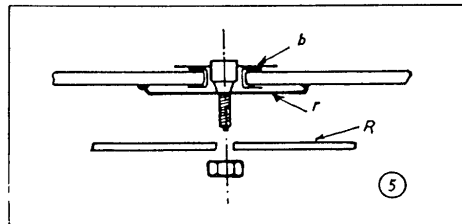


Fig. 5 - Particolare del fissaggio del finale di potenza e del driver.

- b: bandella di rame spessore 0,3 mm piegata ad U
- r: radiatore 3 x 2 cm saldato al piano di massa (solo per Q8)
- R: radiatore 10 x 10 cm di alluminio (solo per Q8)

- * I terminali di emettitore sono collegati a massa attraverso 2 bandelle di rame da 4 mm di larghezza piegate ad "U" e saldate da entrambi i lati.
 - * Dopo aver saldato superiormente i 4 terminali del dispositivo ed i ritorni di massa degli emettitori, un radiatore di 3 per 4 cm (rame da 0,5 mm) è serrato sullo "stud" del dispositivo ed è quindi saldato su due lati verso il circuito stampato ripiegando leggermente il bordo per circa 0,5 mm.
- 4) Il montaggio dei componenti è completato saldando tutte le resistenze, i condensatori e le bobine. In figura 6 è riportato il piano di montaggio. Tutti i "by-pass" sono costituiti da condensatori trapezoidali montati verticali senza fessura nel circuito stampato.
 - 5) L'assemblaggio del transverter è completato montando i blocchetti delle transizioni coassiali ingresso-uscita, i relativi connettori BNC e gli schermi. Gli schermi sono in totale cinque:
 - 2 schermi sono costituiti da bandella in rame sagomata ad "U" rovesciata (altezza 17 mm larghezza 35 mm) e posizionati sopra i filtri interdigitali F2 ed F3. (Figura 7).
 - Altri 2 schermi sono semplici "L" di lamierino alto 35 mm (spessore 0,5 mm) saldati come indicato in figura 6.

Terminato l'assemblaggio si può procedere alla seconda fase: la taratura. Prima di ciò è necessario tuttavia procedere al lavaggio dell'intera piastra con Trielina onde rimuovere tutto il disossidante che, a parte l'effetto estetico, non piacevole, incrementa le perdite per dissipazione nel dielettrico.

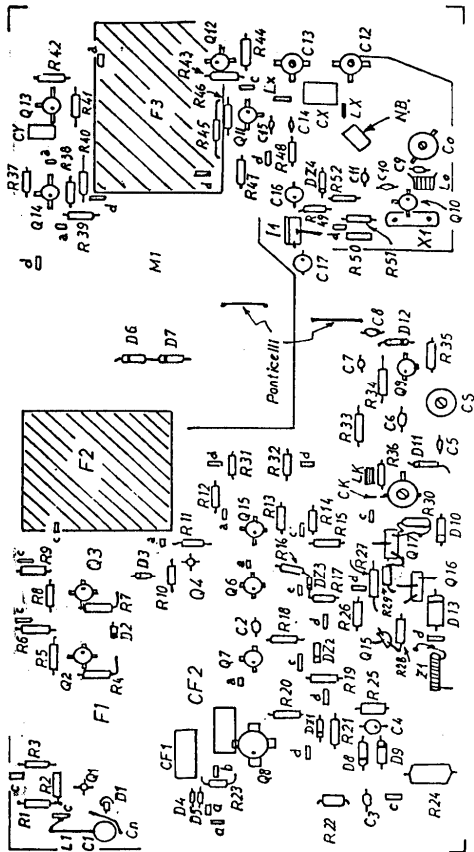


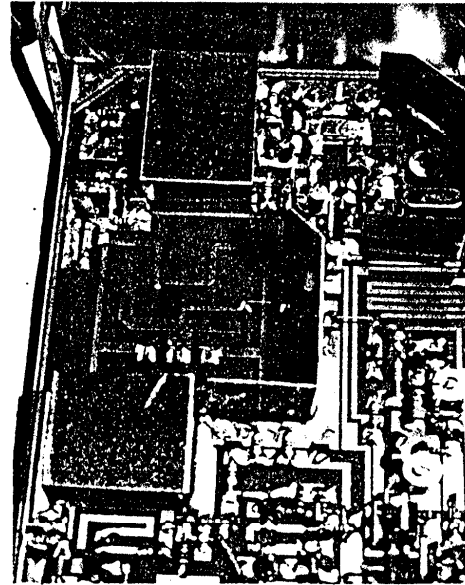
Fig. 6 - Schema pratico di montaggio dei componenti del transceiver per i 23 cm

4 - Taratura

La procedura di taratura qui descritta richiede la minima disponibilità di strumenti: questi sono:

- * Un multimetro per misure in c.c./c.a.
- * Un frequenzimetro digitale
- * Un bolometro e due attenuatori coassiali (10 dB e 0 dB) o alternativamente, per i meno fortunati, un rivelatore di picco con diodo schottky od un wattmetro "Bird" od un wattmetro autoconstruito come quello descritto alla Ref. 3.

Fig. 7 - Vista in dettaglio del fissaggio degli schermi posizionati sui filtri F2 e F3



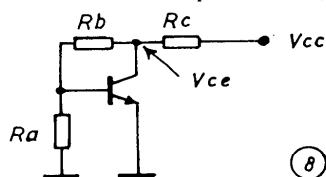
* Un generatore di rumore od alternativamente una sorgente "home made" realizzata con diodi zener.

Con tensione applicata di 12,8 V e transceiver a 144 MHz collegato (l' IC 202 va benissimo), le operazioni, in sequenza sono le seguenti:

A) si verificano le polarizzazioni in c.c. come dalla Tab. 1. In trasmissione l'eccitatore a 144 MHz

dispositivo	Tensioni c.c. (in volt)		
	collettore	emettitore	stato
Q 10		4 ÷ 6	RX
Q 15	> 12		RX
Q 16	< 0,4		RX
Q 17	> 12,5		RX
Q 6	9,5 + 10,5	0	TX
Q 7	9,5 + 10,5	0	TX
Q 8	9,5 + 10,5	0	TX
Q 15	< 3		TX
Q 16	> 12,5		TX
Q 17	< 0,5		TX

Fig. 8 - Polarizzazione a "Moltiplicazione di Vbe



deve fornire un segnale CW (1... 10 W). Per tutti gli altri dispositivi, non citati in Tab. 1, la polarizzazione è del tipo a "moltiplicazione di VBE" (figura 8) e nei limiti della tolleranza delle resistenze e dispersione dei parametri VBE, la tensione di collettore deve essere:

$$VCE = (0.7 \dots 0.8 V) (Rb/Ra + 1)$$

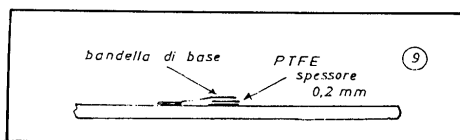
Ovviamente le tensioni di Q4, Q5, Q6, Q7, Q8 possono essere misurate solo in trasmissione.

- B) Accoppiandosi lascamente alla bobina LO si misura la frequenza dell'oscillatore a quarzo e si posiziona C0 per centrare la frequenza esattamente a 96.000 kHz. Verificare, spostando il trimmer per frequenze inferiori e superiori a quella nominale che lo "start" dell'oscillatore avvenga con margine. Verificare, eventualmente, anche il funzionamento a bassa temperatura con bomboletta spray-freezer". Nell'ipotesi che i margini di cui sopra non siano disponibili è necessario cambiare il quarzo, o alternativamente accettare un off-set della frequenza nominale di lavoro: in questo caso si ricordi che 1 kHz di errore a 96 MHz si traduce in un off-set costante della frequenza, nominale pari a 12 kHz a 1296 MHz. Quindi ad esempio, con oscillatore a 95.999 kHz e l'eccitatore posizionato a 144.000 kHz la frequenza di lavoro in 23 cm sarà:

$$f = (95.999 \times 12) + 144.000 = 1295.988 \text{ kHz}$$

- C) Connettere il bolometro (o il rivelatore a diodo) al collettore di Q12 e tarare il filtro a 576 MHz per la massima uscita.
- D) Connettere il bolometro od il rivelatore al collettore di Q14. Posizionare una striscia di vetronite, non metallizzata da entrambi i lati, e di dimensioni 15 per 40 mm trasversalmente ai risonatori lambda quarti del filtro F3 a 1152 MHz. Quindi spostarne la posizione per la massima lettura che dovrebbe essere superiore a + 60 dBm. Se la potenza risultasse inferiore a 3 mW è necessario aumentare leggermente CX (che è il condensatore interdigitato realizzato sul circuito stampato) a mezzo di una bandellina di rame e ripetere quindi le operazioni C) e D). Fissare la vetronite con adesivo a due composti; l'adesivo va collocato solo alle estremità della striscia di vetronite e non sui risonatori per non aumentarne le perdite. Non disponendo del bolometro, con il rivelatore di picco connesso allo stesso punto si deve ottenere una lettura superiore a 0,5 V. Con questa operazione la catena dell'oscillatore è tarata.

Fig. 9 - Costruzione condensatori CF1 - CF2 - CX - CY



- E) Posizionare il transceiver dei 2 metri:

- modo : SSB

- frequenza : 144.100 kHz

e connettere il multimetro in a.c. all'uscita audio RX. Aprire tutto CS (capacità minima). Regolare la sensibilità dello strumento ed il controllo di volume del ricevitore per una lettura conveniente a centro scala. Quindi regolare il trimmer CK, dell'amplificatore I.F. a 144 MHz per la massima lettura, riportando l'indice dello strumento a centro scala agendo sul controllo di volume del ricevitore.

- F) Disporre una seconda striscia di vetronite trasversale ai risonatori del filtro F2 (1296 MHz) (dimensioni: 10 per 30 mm) e spostarla per la massima lettura (ma, per ora, non bloccarla con l'adesivo).

- G) Stessa operazione del punto F) (striscia da 10 per 20 mm) facendola scorrere a partire dal fondo della "U" del risonatore F1 (cioè dal nodo di tensione). Mantenere, come sopra, l'indice dello strumento a centro scala per una facile lettura.

- H) Connettere il generatore di rumore al BNC d'ingresso/uscita 1296 MHz e tarare C1 per la massima lettura. A questo punto ci si può aiutare anche attraverso l'S-meter del ricevitore, poiché l'AGC dello stesso tende a mantenere costante il livello del rumore audio all'uscita. Ritoccare ancora per il massimo le strisce di vetronite di F1 ed F2 e bloccarle definitivamente con adesivo.

- I) Disponendo di una sorgente di rumore calibrata ritoccare alternativamente Cn e C1 per la minima figura di rumore (misurabile con il metodo "Y factor": Ref. 4). Alternativamente eseguire la stessa operazione sintonizzando il segnale di qualche beacon per il miglior rapporto S/N od il segnale CW che qualche amico, già attivo in 23 cm, può trasmettere per lo scopo.

- L) Connettere il wattmetro al terminale d'antenna posizionare in trasmissione l'eccitatore (FM o CW con portante continua). Tarare CF1, CF2

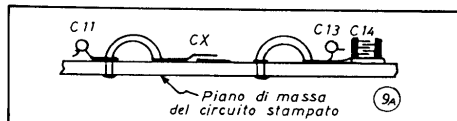
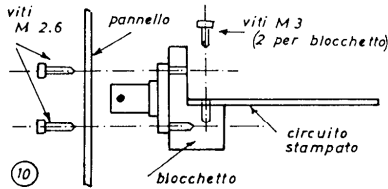


Fig. 9A - Particolare costruttivo di LX: mezza spira di filo argentato da 1 mm avvolto su diametro 4 mm

Fig. 10 - Fissaggio meccanico dei due blocchetti lanciatori microstrip-coassiale al pannello e al circuito stampato.



per la massima uscita R.F. a 1296 MHz. Come indicato in figura 9 questo condensatori sono realizzati con una bandella di rame sagomata ad "S" stretta e la regolazione avviene deformando il lato sovrapposto al piano di massa. Per una potenza di eccitazione di 1 watt o meno è necessario chiudere leggermente Cs per aumentare il segnale. Cs quindi va regolato in funzione della potenza d'eccitazione disponibile ovvero per il minimo valore di capacità necessaria a saturare l'amplificatore lineare a 1296 MHz. Portare la tensione d'alimentazione del transverter a 13,8 V: la potenza d'uscita deve risultare uguale o superiore a 1,3 W. Togliere l'eccitatore ed osservare che il passaggio in ricezione avvenga con il ritardo di circa 1,5 secondi.

Con questa operazione la taratura del transverter è completata e lo si può quindi inscatolare utilizzando un contenitore standard facilmente reperibile (es. Ganzerli Mod. 5060, pos. 18). L'operazione è molto semplice poiché i blocchetti di transizione microstrip coassiale funzionano anche da supporti meccanici (vedi figura 10) ed è necessario quindi solo una colonnina di supporto dal lato opposto saldata direttamente al piano inferiore di massa.

In Tab. 2 sono in sintesi riportate le prestazioni tipiche del transverter descritto.

Tab.2	TRANSVERTER 23 cm
Caratteristiche principali	
Frequenza:	144±148/1296±1300
Precisione freq. a 1296 MHz:	± 3 kHz
N.F. totale:	4±4,5 dB
Potenza uscita a 1296 MHz:	1,3 W
Potenza eccit. a 144 MHz:	0,1±10 W
Tensione nomin. aliment.:	12,8 V
Tensione minima funzion.:	11,7 V
Tensione massima aliment.:	15 V
Connettori in/out:	BNC (femm.)
Alimentaz.:	connett. 4 poli o via cavo

• Variazioni sul tema

Col medesimo circuito stampato sono stati realizzati alcuni transverter diversi, per alcuni aspetti, da quello descritto. Vediamone alcuni significativi.

I) Versione con ingresso a banda larga

Eliminando il circuito selettivo d'ingresso (L1, C1) si guadagna circa 1.....1,5 dB nella cifra di rumore. Con il BFQ77 che a 1,5 GHz ha un N.F. minimo di 1,5 dB la figura di rumore è di circa 3 dB.

In questo caso la base di Q1 è collegata al diodo D1 attraverso un condensatore di disaccoppiamento di 22 pF ed una bandella di rame larga 3,5 mm appoggiata al circuito stampato per ottenere una connessione microstrip a 50 ohm.

Questa versione di transverter è utilizzabile, come detto, solo in zone ove non vi siano segnali intensi fuori banda ma, a scapito di spiacevoli sorprese, specialmente in caso di OSY "in quota", è bene munirsi di una cavità o filtro (ve ne sono ottimi a struttura interdigitata di provenienza DL) da aggiungere esternamente se necessario (vedi Ref. 5 e Ref. 6).

II) Versione con MESFET GaAs tipo 3SK97

La disponibilità di MESFET GaAs "dual gate" 3SK97 e la necessità, nella maggior parte dei casi, d'impiegare un risonatore d'ingresso per tagliare la banda passante R.F., hanno suggerito la realizzazione di una versione appunto con 3SK97 nel primo stadio del ricevitore.

Questo dispositivo, pur non avendo una cifra di rumore altrettanto bassa quale ottenibile con GaAs FET a "gate" singola (es. MGF 1202), ha l'innegabile pregio di essere, a 1,3 GHz "incondizionalmente stabile" come il BFQ 77 (in effetti il "dual gate" può essere visto co-

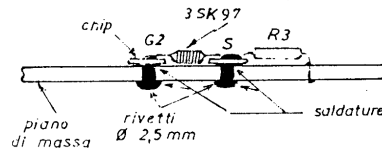
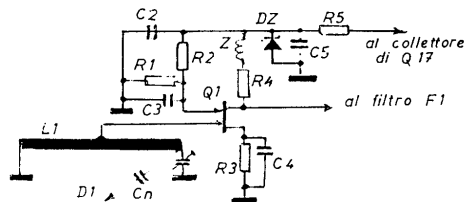


Fig. 11 - Stadio di ingresso con GaAs Fet 3 SK 97

HOME MADE

me una configurazione "cascode", ben nota a chi ha lavorato a suo tempo con i triodi UHF quali ad esempio i tipi EC86).

Ciò significa che non esiste alcuna combinazione di fase ed ampiezza dell'impedenza di sorgente (leggi: antenne, filtri d'ingresso, cavi etc.) in grado di rendere l'amplificatore instabile (oscillatore).

Il circuito ed i particolari del montaggio sono riportati in figura 11.

Il GaAs FET è supportato direttamente da due "by-pass" trapezoidali (di "source" e "gate 2") che sono paralleli al circuito stampato e saldati a massa attraverso 2 rivetti da $\varnothing = 2,5$ mm.

La presa per l'alimentazione del "gate 1" è posizionata a metà del tratto orizzontale di L1 (vedi figura 3).

L'adattamento del "drain" al filtro F1 è ottenuto con una piccola induttanza (mezza spira $\varnothing = 8$ mm) in serie al reoforo. Lo zener a 8,2 volt è posizionato sulla linea d'alimentazione del collettore di Q17 opportunamente tagliata per interporre la resistenza di caduta da 82 ohm.

La cifra di rumore totale di tale versione è di circa 4,5 dB, quindi non sostanzialmente diversa da quella con il BFQ77. Vantaggi di questa versione quindi sono:

- * Costo del 3SK97, che è un ordine di grandezza inferiore a quello del BFQ77.

- * Maggiore resistenza all'intermodulazione fuori banda.

Per il secondo punto non sono state condotte misure specifiche ma solo alcune prove "on field" in una zona densamente popolata di trasmettitori e ripetitori da parecchi kilowatt.

III) Versione per traffico via satellite

La sezione di trasmissione del transverter descritto può essere utilizzata per lo "up-link" nel traffico via satellite (modo L).

Allo scopo il quarzo a 96 MHz deve essere sostituito da un altro con frequenza pari a:

$$F_q = (F_{out} - 144) / 12$$

Così per $F_{out} = 1268$ MHz e inizio banda a 144 MHz si deve impiegare un quarzo con $F_q = 93.666,6$ kHz.

Tutti i filtri hanno un intervallo di taratura sufficiente a coprire la banda satelliti e pertanto la procedura di taratura è uguale a quella sopra descritta.

6 - Il futuro dei 23 cm

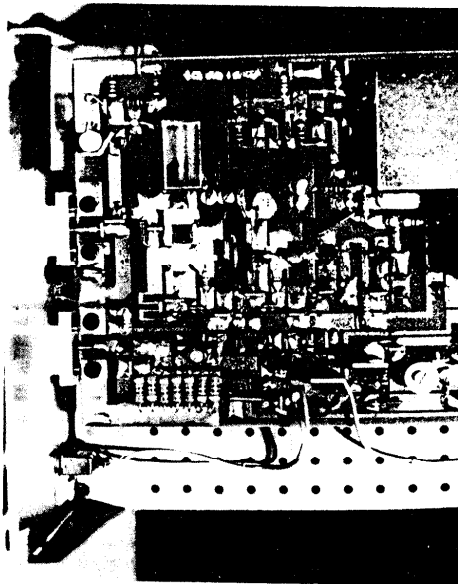
Personalmente credo che lo sviluppo tecnico futuro dei 23 cm poggia su due direttrici fondamentali:

- Incremento della potenza disponibile con l'impiego di semiconduttori.
- Sviluppo delle comunicazioni a banda larga.

Potenze elevate allo stato solido (20...50 W) saranno presto una realtà, a costi moderati, grazie alla disponibilità di nuovi componenti al cui sviluppo molto ha contribuito e contribuirà l'espansione dei servizi nella banda dei 900 MHz.

L'incremento della potenza è utile non solo al microondista interessato al troposcatter in CW/SSB ma

Fig. 12 - Vista in dettaglio dei condensatori CF1 e CF2 per la taratura del finale di potenza BFQ68. Si può notare inoltre il montaggio del Diodo Pin BA 379 del T/R d'antenna e del circuito accordato C1/L1.



è auspicabile specialmente per le stazioni fisse il cui numero è già alto nei paesi d'Oltralpe e la cui attività non è confinata ai soli contest ma è "continua", contribuendo quindi ad una maggiore attività sperimentale: fattore importante nello sviluppo dell'approccio scientifico al radiantismo.

Circa i sistemi di comunicazione a larga banda, sicuramente il primo posto spetterà alla TV grazie alla disponibilità appunto di potenza relativamente elevate ed alla possibilità di sfruttare in pieno le caratteristiche di sensibilità del ricevitore.

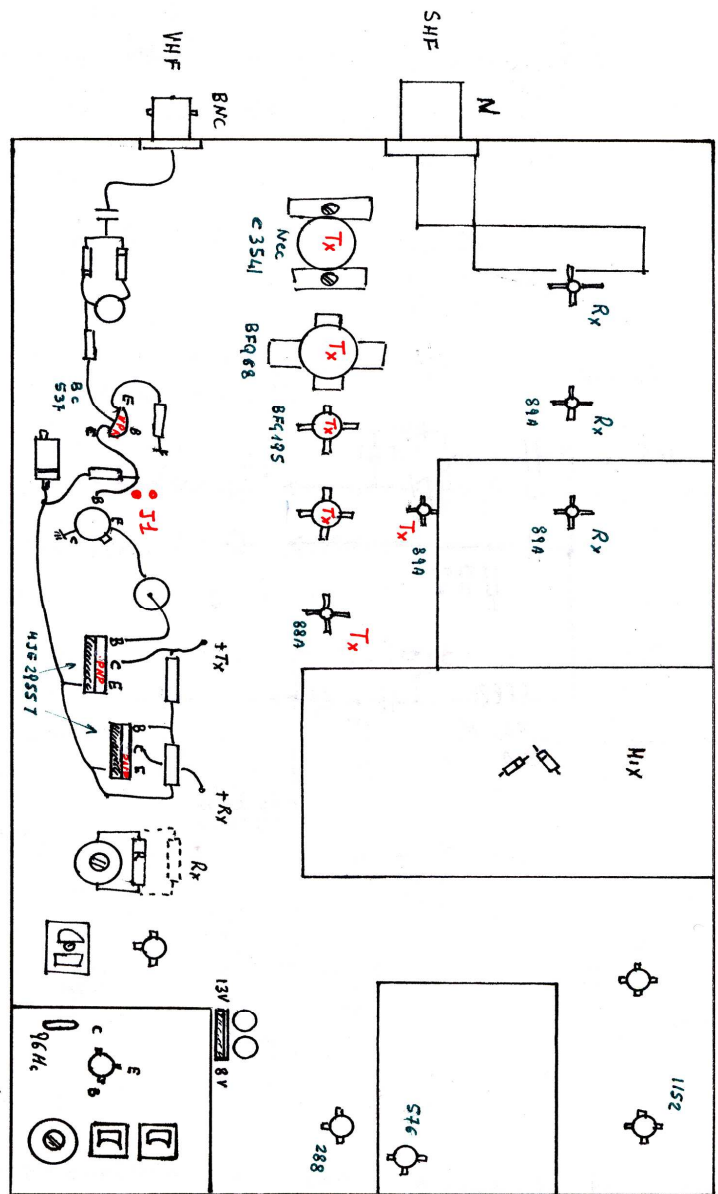
E parlando di TV, questa non necessariamente deve essere a modulazione d'ampiezza: perché non a modulazione di frequenza?

Ne riparleremo.

Referenze

- 1- Transverter 2 m / 13 cm - R.R. 4 - 84
- 2- Transverter per 5,6 GHz - R.R. 8 - 84
- 3- Accoppiatori lambda quarti in microstrip - R.R. 6-84
- 4- Fundamentals of R.F. and microwave noise figure measurement. App. Note 57-1 Hewlett Packard
- 5- Interdigital Filters for 23 cm band - VHF Communication 4/1976
- 6- Cavity filter for 23 cm band - Radio Amateur's Handbook 1979 pag. 7-27

TRV 144-1096 by ILSG

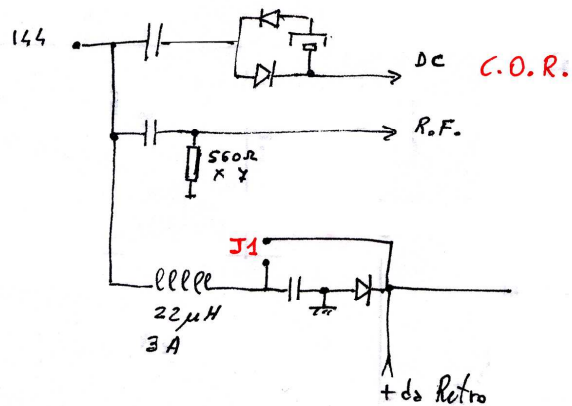
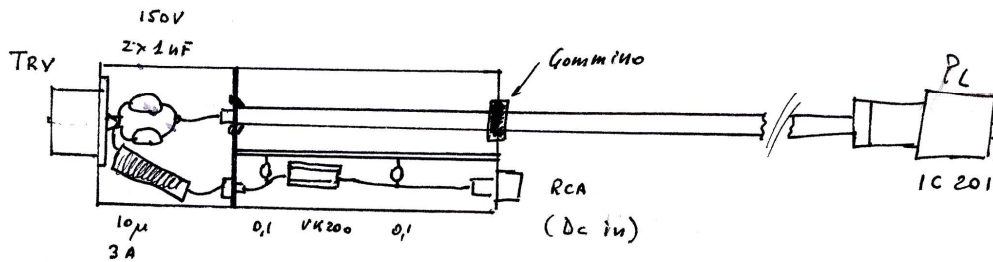
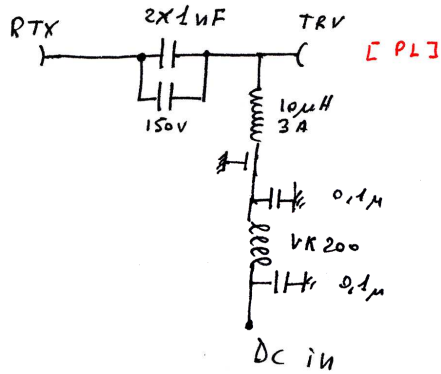


J1 Alimentazione di TRV del retro J1 deve essere aperto. Alimentazione via cavo coax J1 in chiuso (Vedi adattare)

Rx eventuale R per ridurre il Gain

Scatola RF \Rightarrow DC

schema



Dati Tecnici: $P_{in} 0,5 \div 1 W$
 $P_{out} \approx 7 W$
 N.F. 2,5 Db
 GAIN $\approx 30 Db$

Alimentazione via Cavo oppure da retro (vedi J1)

Commutazione Vox - RF.

1100.000 il 04.97

Pres. Alimentazione Post 

Tramite un Relè si può forzare il TRV in TX basta dare un Negativo al pin 3 del connettore in fianco.

Nota: Con solo 100 mW di pilotaggio in attive già le commutazioni Rx - Tx, in ogni caso io ho preferito metter il PTT.

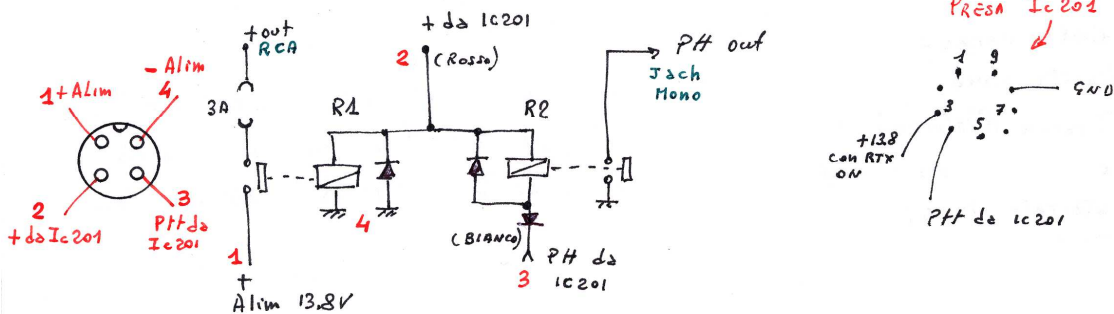
Risultati ottenuti nel sotto tetto:

$W_{out} 4,5$ Ros 1: 1,3 (out)

$V_{lim. Rx} = 13,3 V$ $V_{lim. Tx} = 12,5 V$ } TRV alimentato via Cavo Coax

$I_{Rx} = 133 mA$ $I_{Tx} = 1,87 A$

Schem. "Control Box TRV 12P6"



Con questo sottoletto come si accende l'apparato Ic201 si accende automaticamente il TRV nel sotto Tetto, Tramite R1. R2 invece serve per dare il PTT al TRV in modo isolato.