

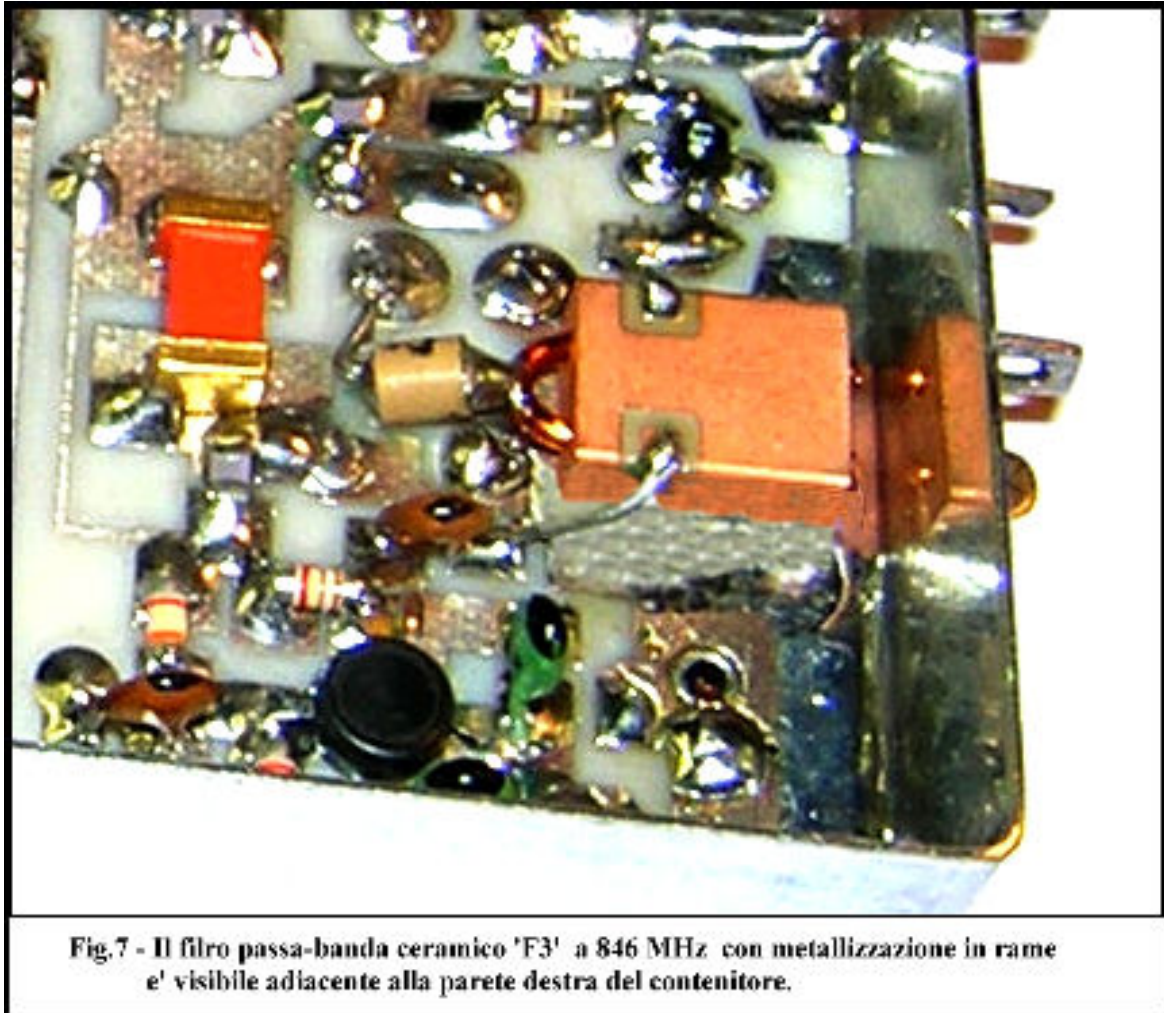
Transverter lineare NO-TUNE 23cm/70cm

(Gianfranco Sabbadini - I2SG)

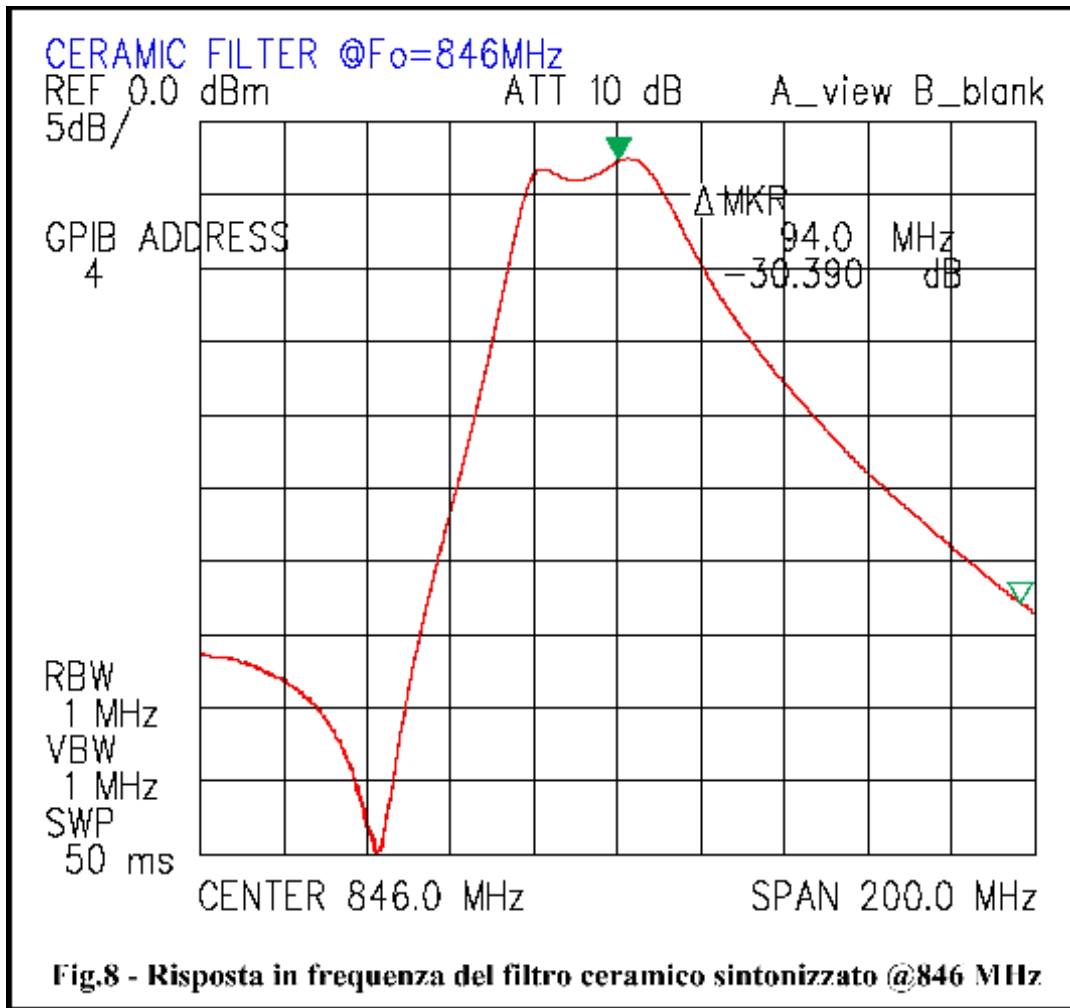
Seconda Parte

6 - I FILTRI 'F3' ED 'F4'

Dallo schema di Fig.2 notiamo che il segnale dell'Oscillatore Locale a 846 MHz è ottenuto dall'estrazione diretta della nona armonica dall'oscillatore base a 94 MHz a mezzo di due filtri passa-banda e due stadi di amplificazione. I 2 filtri, originalmente progettati per l'impiego nella telefonia cellulare, sono del tipo ceramico e nelle condizioni originali hanno frequenza centrale di 914 MHz. (Murata tipo DCF2R914P001HHA) Questi filtri sono a 2 risonatori (4 poli) costituiti da linee lunghe un quarto d'onda in struttura "comb-line" ovvero disposte parallele ed accoppiate sia dal campo elettrico che dal campo magnetico ed hanno la chiusura a massa dal medesimo lato. Fisicamente le linee sono costruite con due fori longitudinali metallizzati (con rame) in un blocchetto di ceramica; anche il blocchetto ha l'intera superficie metallizzata per la connessione di massa, tranne in corrispondenza delle due piazzole di interconnessione ingresso-uscita (@50 ohm) che costituiscono l'equivalente di un accoppiamento capacitivo all'estremità aperta delle linee. (ovvero in prossimità del ventre di tensione) Poiché la metallizzazione dei fori che costituiscono le linee si estende solo per una parte della lunghezza totale, si è osservato che inserendo un conduttore isolato da un lato all'altro del blocchetto ceramico, la frequenza di risonanza può essere diminuita sensibilmente, sino ad un massimo del 10 per cento. Ciò equivale ad aumentare la lunghezza fisica della linea, abbassandone la frequenza di risonanza. Pertanto la riduzione della frequenza centrale del filtro è ottenuta semplicemente inserendo nei due fori un conduttore isolato (filo di rame smaltato) sagomato a forcella, come illustrato in Fig.7. In figura, in color rame ed adiacente alla parete del contenitore, è visibile il primo dei due filtri che preleva il segnale dallo stadio oscillatore. La forcella è inserita dal lato "caldo" dei risonatori ed emerge dal lato massa per circa 1 mm. Inoltre, il centro della forcella è collegato a massa con un condensatore ceramico a disco da 3,9 pF per ridurre l'accoppiamento tra i risonatori che altrimenti risulterebbero molto sovraccoppiati. (in Fig.2 : C17,C19)



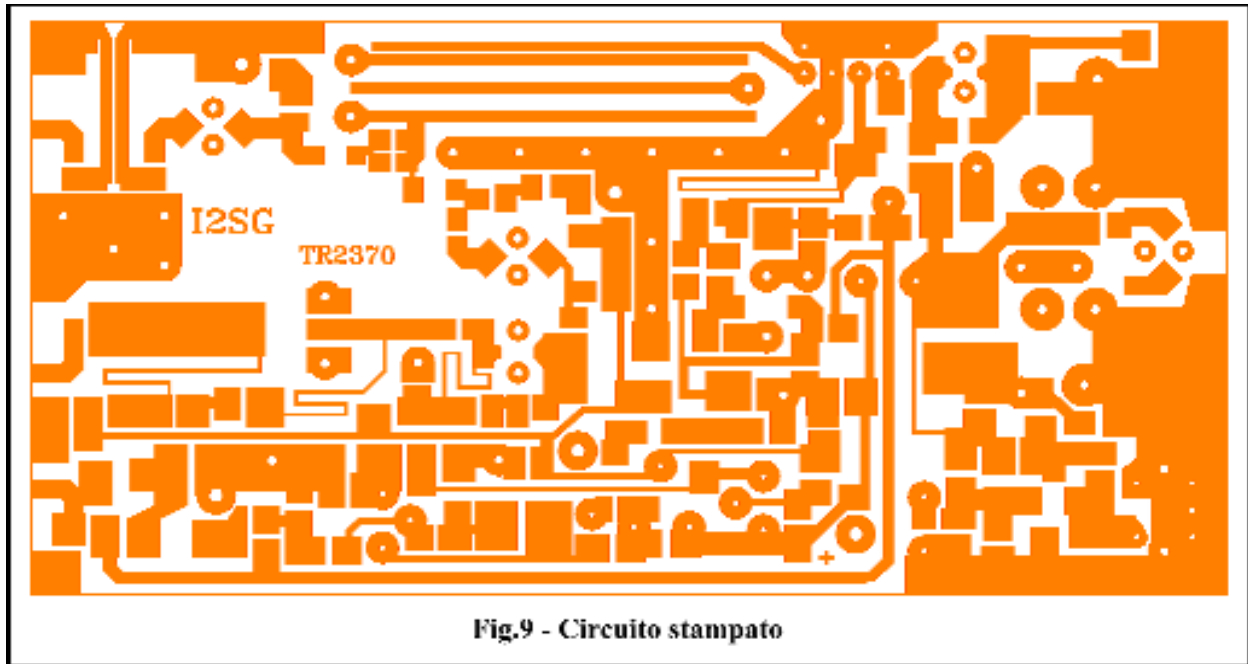
La curva di risposta in frequenza di ciascuno dei due filtri ceramici e' riportata in Fig.8. La larghezza di banda @-3dB è di 35 MHz con una attenuazione minima di 30 dB a 94 MHz di scarto dalla frequenza di 846 MHz. . Essendo paragonabile il livello delle armoniche adiacenti a quella utile @846 MHz (quindi distanti 94 MHz) ed essendo 2 i filtri di selezione , possiamo contare su una soppressione delle righe adiacenti di circa 60 dB. (@752 MHz e 940 MHz).



La perdita d'inserzione misurata dopo la modifica della frequenza centrale dei filtri non varia in modo significativo rispetto le condizioni di origine. I campioni misurati in un circuito di prova hanno esibito valori contenuti entro 1,5...2dB massimi. Questo risultato è prossimo al valore calcolato, assumendo il coefficiente di risonanza a vuoto ($Q_0 = 400$) che il costruttore fornisce per alcuni i risonatori ceramici singoli lunghi un quarto d'onda in cavità coassiale a sezione quadra.

7 - COSTRUZIONE DEL *TRANSVERTER*

Il *transverter* è realizzato con il circuito stampato illustrato Fig.9 che ha dimensioni di 108 x 53 millimetri. Il circuito utilizza un laminato in *Polyester* prodotto dalla ditta Rogers (RO-4003) da 30 *mils* di spessore (0,75 mm), con metallizzazione in rame di 30 micron da entrambi i lati, ed è alloggiato in un contenitore standard in lamierino di ferro stagnato con dimensioni di 111 x 55 x 30 millimetri.



Uniche dimensioni critiche del circuito stampato sono le spaziature tra linee *microstrip* **CL1** del filtro d'ingresso **F1** e quella di accoppiamento al *mixer* del filtro **F2**. I ritorni a massa sono realizzati con rivetti cavi da 1,5 mm di diametro con saldatura da entrambi i lati e dalle piazzole tangenti alle pareti laterali dal contenitore. In Fig.10 e' illustrato il circuito stampato dopo le fasi di foratura ed inserzione dei rivetti , pronto per essere saldato nel contenitore. Il circuito è vincolato col piano delle *microstrip* spaziato di 13 millimetri dal bordo superiore del contenitore.

In Tab.1 è riportato l'elenco completo dei componenti.

TAB.1 LISTA DEI COMPONENTI

<i>Posizione</i>	<i>Valore</i>
C1 , C2 , C3 , C4	= 1,5 pF ceramico SMD +/-0,1pF
C5 , C6	= 10 pF ceramico SMD
C7, C8 , C33 , C34 , C35 , C36 , C37, C40	= 1000 pF by-pass ceramico passante
C9 , C12 , C22 , C30	= 10 pF ceramico NPO a disco
C10	= 22 pF ceramico SMD
C11 , C21	= 2,7 pF ceramico NPO a disco
C13 , C15 , C16 , C19 , C25 , C26 , C31 , C41	= 1000 pF ceramico SMD
C14 , C23	= 27 pF ceramico SMD
C17 , C18 , C27	= 3,9 pF ceramico NPO a disco
C20	= 20 pF ceramico NPO a disco
C24	= 100uF tantalio 16V
C28 , C32 , C42	= 1 pF ceramico NPO a disco
C38	= 4,7 uF tantalio 25V
C39	= 2,7 uF tantalio 25V
C43 , C29	= 100 pF ceramico a disco
CV1 , CV2	= Gigatrim 0,8...4 pF
D1 , D2 , D3 , D4	= BA379
D5, D6 , D9	= 1N4148
D7 , D8 , D12	= 1N4936
D10 , D11	= HP (Agilent) 5082-2815
D13 ,D14	= Zener 8,2V 1/2 W
F3 ,F4	= Murata DCF2R914P001HHA modifi.
L1	= 100 nH in aria
L2	= 200 nH Toko
M1	= Mixer TFM-15-9 Mini Circuits
Q1	= BFG195
Q2 ,Q4	= AT42035 Agilent
Q3	= BFT95
Q5	= BFG135
Q6	= 2N2905
Q7	= MJE2955
Q8	= 2N1711
R1 , R14	= 180 ohm SMD
R4 , R6	= 270 ohm SMD
R3	= 1,5 Kohm SMD
R4 , R6 ,R17	= 270 ohm SMD
R5 , R11	= 100 ohm SMD
R7	= 120 ohm 1/2W
R8 , R18 , R21	= 470 ohm SMD
R9 , R24	= 4,7Kohm SMD
R10 , R20 , R29	= 47 ohm SMD
R12	= 22 Kohm SMD
R13	= 8,2 Kohm SMD
R15 , R16	= 3,9 Kohm SMD
R22	= 22 ohm SMD
R23 , R28 , R30	= 2,7 Kohm SMD
R25 ,R26 , R27	= 1 Kohm SMD
U1 , U2 , U3	= ERA3 Mini Circuits
U4	= L4940V10
Y1	= XTAL 94MHz 5 Ov. Quarzkeramik

La maggior parte dei componenti sono inseriti dal lato delle *microstrip* ; quelli inseriti dal lato del piano di massa sono :

- I condensatori by-pass passanti : **C7,C8,C36,C37,C40**
- I transistori **Q6,Q7,Q8**.
- Il regolatore di tensione **U4**
- Il Mixer **M1**
- Il quarzo **Y1**
- La bobina **L2**
- La resistenza **R7**
- Il diodo **D6**

I fori di connessione dei componenti inseriti dal lato massa sono "svasati" con una punta di 4...5 millimetri di diametro e bene affilata in modo da rimuovere la metallizzazione di massa in corrispondenza dei reofori di collegamento : ovviamente fanno eccezione i condensatori passanti di *by-pass* che sono saldati a massa. I componenti **C39** e **D6** possono essere montati anche dal lato *microstrip*. I condensatori passanti **C33, C34,C35** sono invece inseriti nella parete laterale del contenitore. In alternativa ai condensatori a disco elencati in Tabella 1 , possono essere inseriti quelli per montaggio superficiale (SMD) , ma con il presupposto che abbiano coefficiente di temperatura nullo (NPO) garantito e siano ad alto Qo. In Fig.11 sono illustrati i filtri ceramici Murata e la forcina di filo smaltato per la modifica della frequenza della banda passante. Il filo ha diametro di 0,8 mm (del solo rame) ; notare come lo smalto debba essere rimosso in corrispondenza della saldatura del condensatore di accoppiamento prima dell'inserzione della forcina nei fori che costituiscono i risonatori in quarto d'onda.

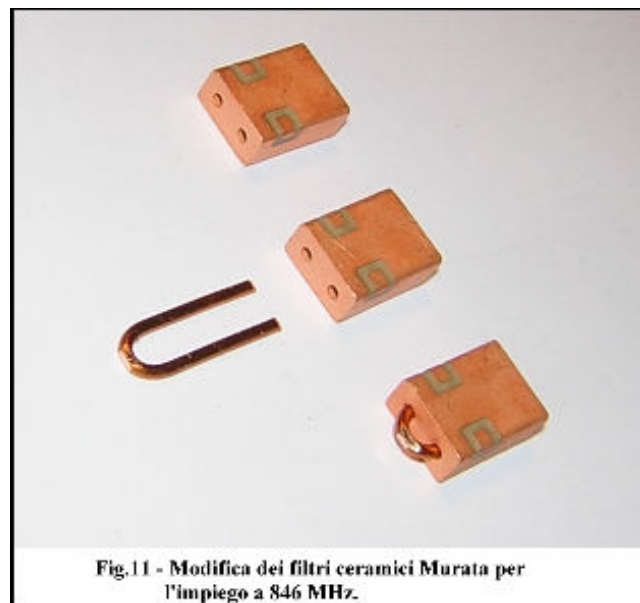


Fig.11 - Modifica dei filtri ceramici Murata per l'impiego a 846 MHz.

In Fig.12 e' riportato il piano di montaggio dei componenti sul circuito stampato.

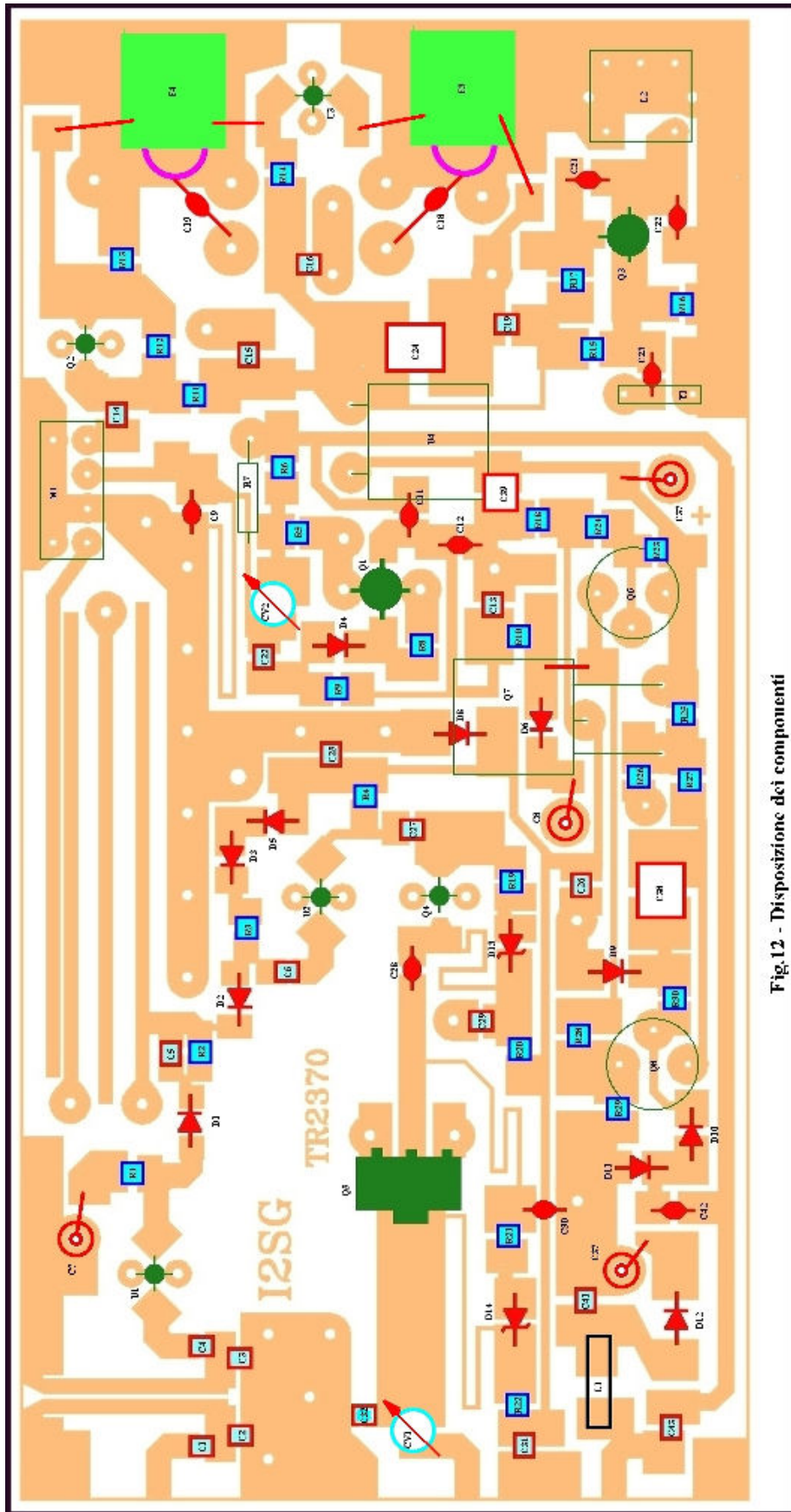


Fig.12 - Disposizione dei componenti

Quindi , in sequenza , le operazioni sono le seguenti .

- I) Il circuito stampato è vincolato al contenitore - saldando alle pareti tutte le metallizzazioni tangenti al bordo e - dal lato massa - lungo tutto il perimetro. Prima di questa fase il contenitore è forato in corrispondenza dei 3 connettori SMA (con flangia) che sono saldati ed in corrispondenza dei 3 condensatori passanti che saranno vincolati successivamente
- II) Dal lato *microstrip* sono saldati al circuito tutti i . componenti passivi e dal lato massa : **C7, C8, C36, C37, C40, Q6, Q7,Q8, U4, M1, Y1, L2, R7, D6.**
- III) Si saldano alle pareti del contenitore **C33, C34, C35** e si eseguono le connessioni con filo isolato ai condensatori passanti.
- IV) Dal alto del piano di massa ed in corrispondenza della *microstrip* d'uscita di collettore di **Q5** è saldato un lamierino sagomato ad "U".(Fig.13) Questo riduce la resistenza termica giunzione-ambiente del transistor finale che , si ricorda , opera in classe "A".
- V) L'assemblaggio è completato con l'inserzione di tutti gli altri semiconduttori : particolare attenzione deve essere posta nella saldatura dei MMIC : è preferibile l'impiego di un saldatore alimentato a batteria o a gas.

In Fig.13 è illustrato uno dei primi esemplari costruiti

A termine della costruzione si applica la tensione d'alimentazione e si verifica il corretto funzionamento del circuito di commutazione RX/TX con un segnale di eccitazione di 100 mW a 450 MHz . Il circuito deve commutare in trasmissione per una potenza d'ingresso minore di 100 mW (tipicamente 40...60 mW) Quindi , si regola il nucleo di **L2** dell'oscillatore *master* per il posizionamento della frequenza a 94.000KHz. Con eccitazione di 100 mW e **CV2** regolato per la massima capacità , si aggiusta **CV1** per la massima potenza d'uscita. Ultima operazione è la regolazione di **CV2** in funzione della potenza di eccitazione disponibile: con 0,5W il condensatore è posizionato per la capacità minima. E' infine da osservare che il tempo di rilascio del circuito VOX può essere diminuito riducendo il valore della capacità di **C38**. Ove il *transverter* fosse utilizzato solo per servizio FM e non si desiderasse la commutazione manuale (PTT) la capacità di **C38** va ridotta a 0,1 microFarad. Tale modifica può risultare utile per il traffico via ripetitori

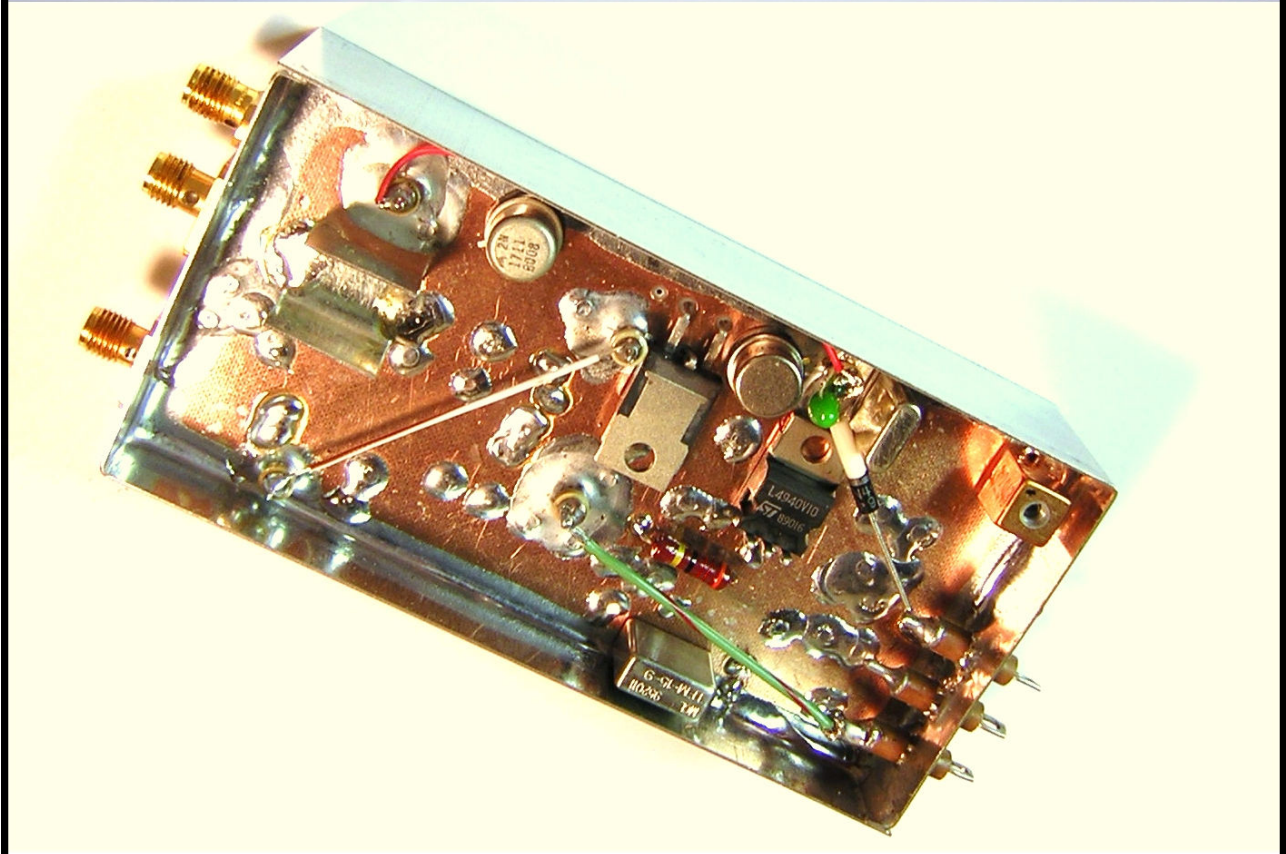
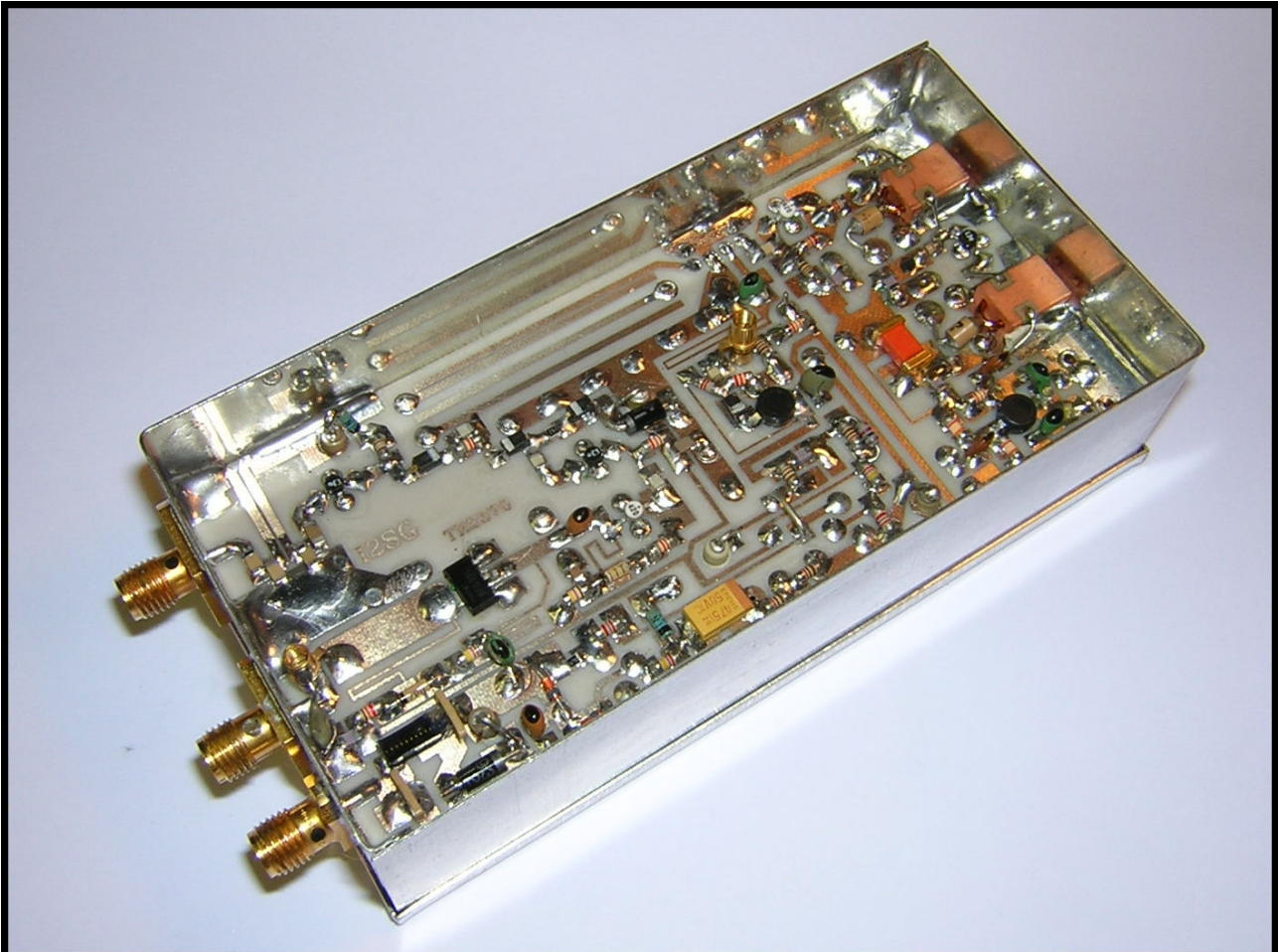


Fig.13 - Uno dei primi esemplari costruiti , visto dal lato microstrip e dal lato del piano di massa.

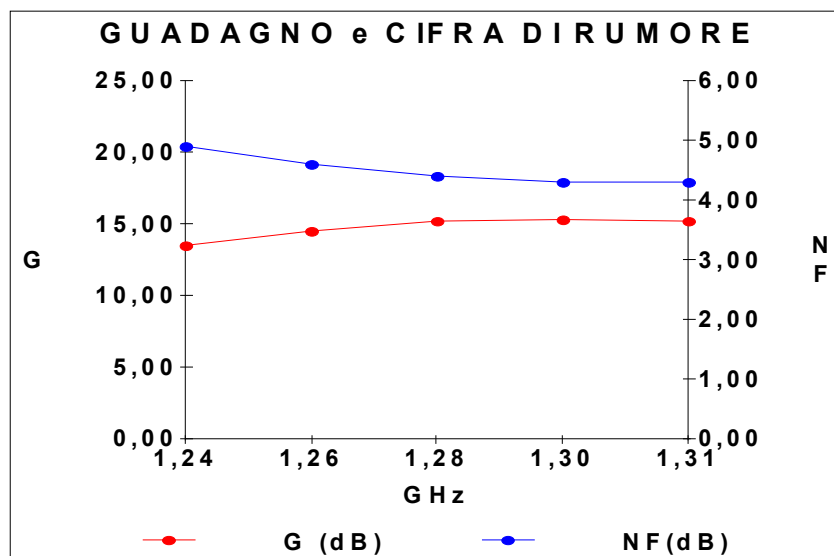
8 - LE PRESTAZIONI

Le caratteristiche principali del *transverter* misurate sui primi 5 esemplari costruiti sono riportate in Tab.2.

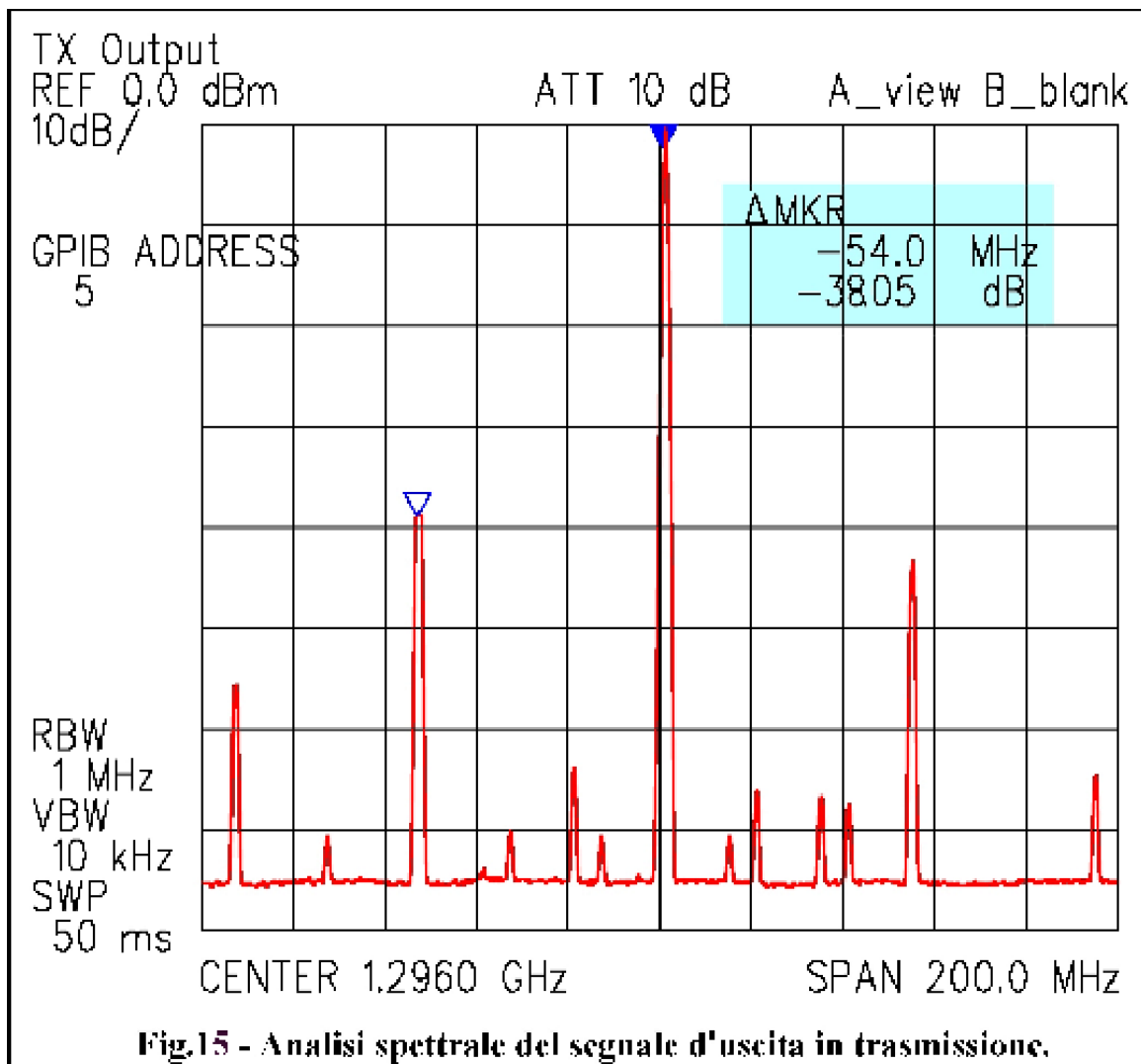
TAB.2 - CARATTERISTICHE A 1296 MHz			
	min.	tip.	max
Guadagno di conversione		15dB	
Cifra di Rumore @ 1,3 GHz		4,5dB	
Sensibilita FM : 'quieting' di 20dB		0,2 microVolt	
Reiezione immagine		>90 dB	
Risposta RX @ (2Fo - F)		- 52 dB	
Risposta RX @ 1296,91 MHz		- 60 dB	
Corrente assorbita RX @12V		140mA	
Potenza d'uscita max. (Vcc=12,6V)	300mW	350mW	
Residuo O.L. (TX)		- 84dB	
Prodotti IMD3 & IMD5 @ Po=200mW		- 45dB	
Prodotto (2Fo - F) @Po=200mW		- 38 dB	
Corrente assorbita TX@12V		330mA	
Tensione d'alimentazione	11,8V		14 V

I segnali d'ingresso che cadono nell'intervallo 1240....1300 MHz danno 2 risposte spurie : quella più elevata , dovuta alla seconda armonica dell'Oscillatore Locale , risulta soppressa di 52 dB. In questo intervallo la Cifra di Rumore (NF) è relativamente costante essendo la larghezza di banda RF del convertitore più larga del segmento cui siamo interessati.(Fig.14) La sensibilità FM è stata misurata collegando il *transverter* ad un *transceiver* ICOM FT817 ed è espressa dal livello del segnale (CW) d'ingresso @ 1,2 GHz richiesto per il silenziamento (*quieting*) di 20dB del segnale audio d'uscita del ricevitore. Per l'intera gamma di sintonia 1266MHz...1300MHz , possibile con l'FT817 , la ricezione non presenta alcun segnale "fantasma " (*birdies*).

FIG. 14 (pezzo # 3)



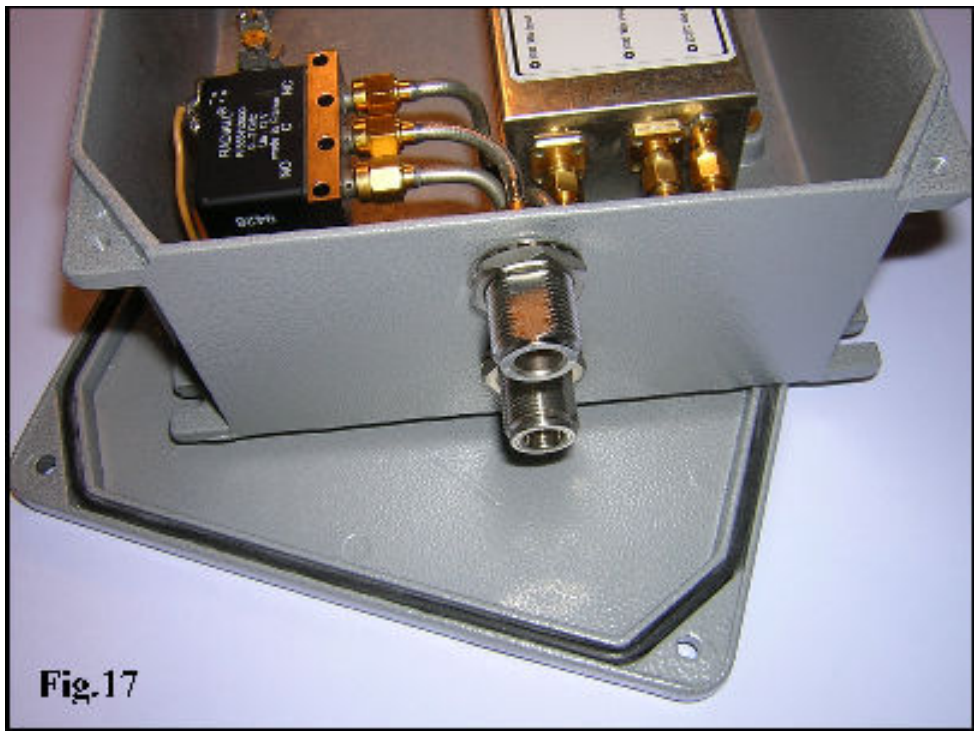
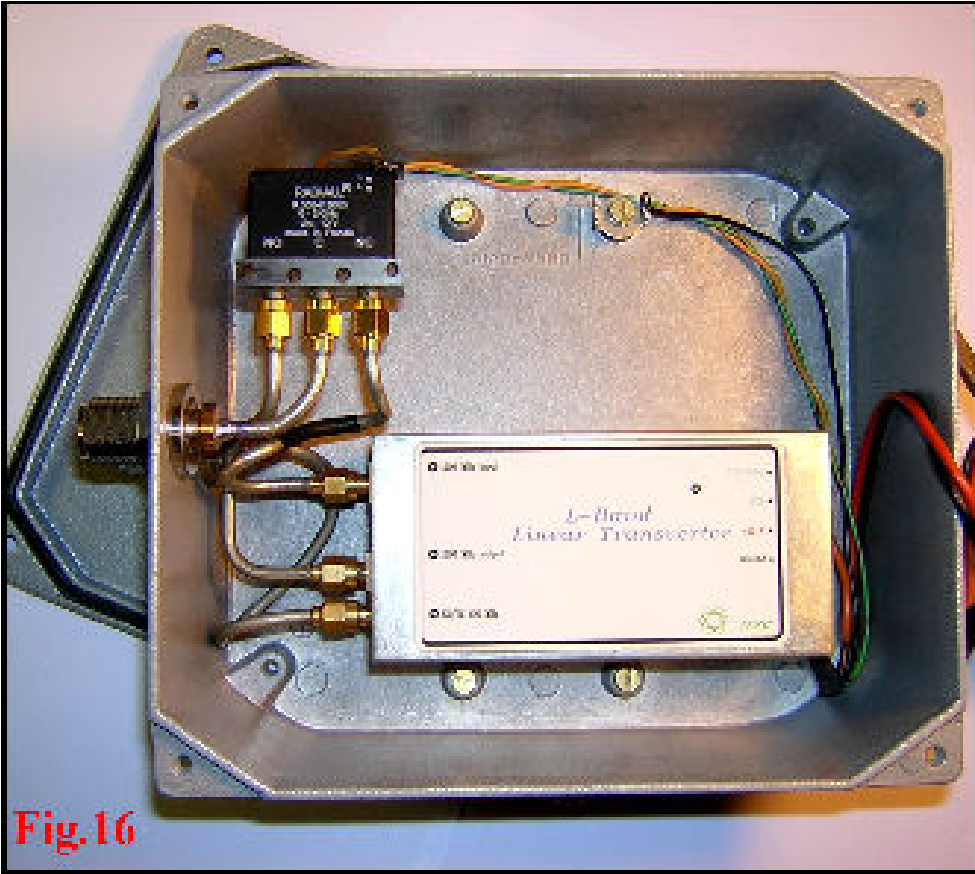
In Fig.15 è dato lo spettro del segnale TX a 1296 MHz alla potenza d'uscita di 200mW. Notiamo che il segnale spurio più elevato ha un livello 38 dB inferiore al segnale utile e come previsto, è distante 54MHz. Gli altri segnali, con soppressione compresa tra -40 e -60 dB, sono i prodotti di intermodulazione di terzo e quinto ordine (IMD3,IMD5) che risultano egualmente spazati di non meno di 54 MHz, mentre quelli più vicini - che quindi non possono essere attenuati con filtri aggiuntivi - risultano soppressi di oltre 60 Decibel.



Per lo sviluppo, la taratura e le misure sono stati utilizzati gli strumenti: *Gain-Noise Analyzer* HP8970A, *Spectrum Analyzer* Avantek R3361B, Sorgente ENR HP 646B, Bolometro HP435A, Generatore Rohde & Schwarz SME03, Millivoltmetro R&S URV, *Distortion Measurement Set* HP 339A, Accoppiatore Direzionale Narda-Microline 3020A, Attenuatori di precisione Narda.

9 - ESEMPIO APPLICATIVO

I risultati conseguiti con questo sviluppo hanno evidenziato punti interessanti, oltre gli obiettivi iniziali posti per il "talk-back" in FM nel traffico ATV. In particolare, con la conversione a 450 MHz è emersa la possibilità d'operare col medesimo *transverter* sia nel segmento "narrow-band" @1296...1298 MHz sia nel segmento @1268...1270 MHz dedicato al traffico via satellite: ciò con una sufficiente pulizia spettrale in trasmissione ed assenza di risposte spurie elevate in ricezione. Questa prerogativa non è consentita dai *transverter* convenzionali perché lo scarto in frequenza tra i due segmenti è troppo elevato in relazione alla frequenza di conversione a 144 MHz. Naturalmente la realizzazione descritta è da considerarsi come unità base di partenza ma è adeguata per coloro che, con poca spesa, desiderano scoprire il fascino delle frequenze elevate iniziando dalla banda dei 23 centimetri. Il progetto si presta bene a successivi miglioramenti con l'interconnessione di moduli aggiuntivi, disponendo già dei circuiti VOX e comando del relè d'antenna. Nelle Fig.16 e 17 è illustrata la soluzione che ho adottato per l'impiego personale nelle escursioni estive in unione al piccolo FT817. Il *transverter* è alloggiato in una scatola in lega leggera a tenuta stagna con solo i due connettori "N" d'ingresso e d'uscita, prevedendo la sola alimentazione via cavo. Il contenitore scelto consente future espansioni con l'aggiunta di un preamplificatore a basso rumore e/o un amplificatore di media potenza ed è anche adatto per installazioni fisse vincolandolo in prossimità dell'antenna o dell'illuminatore nel caso di antenne con specchio riflettore. In alternativa, ove si desiderasse il solo QRP, risulterebbero idonei contenitori molto più piccoli ed il relè d'antenna potrebbe essere collegato direttamente al *transverter* a mezzo di 2 transizioni SMA-SMA (maschio-maschio), essendo l'interasse dei connettori uguale a quello del relè coassiale. Il relè impiegato ha le dimensioni standardizzate applicate da diversi costruttori ed è stato reperito nel mercato *surplus*. In proposito è da notare che sono molto diffusi, ed a prezzi inferiori, i modelli che lavorano a 24 Volt: in questo caso si ricorre ad un semplice convertitore DC/DC per raddoppiare la tensione di comando fornita dal *transverter*. Circa la stabilità in frequenza dell'Oscillatore Locale v'è da osservare che la potenza totale dissipata è bassa (1,7W in ricezione e 4W in trasmissione) Ne consegue che il riscaldamento e la deriva di "warm-up" sono contenuti entro valori accettabili anche per il normale traffico in SSB. Per tale motivo il quarzo a 94 MHz utilizzato ha il "turn-point" specificato a 25 C°. (il "turn-point" è la temperatura critica alla quale la deriva incrementale di frequenza è prossima a zero: tutti i costruttori qualificati sono in grado di controllarne il valore modificando il taglio del quarzo rispetto gli assi cristallografici del cristallo) Una stabilità più alta la si può ottenere con l'impiego di un quarzo dotato di termostato. Il termostato può essere costituito da una semplice "clip" con pastiglia ceramica avente resistenza elettrica a coefficiente di temperatura positivo (PTC) o da un circuito regolatore di temperatura accoppiato termicamente al contenitore del quarzo. In questi casi il risonatore a quarzo deve avere il "turn-point" specificato alla temperatura di funzionamento del termostato (normalmente 60C° o 70C°). Inoltre, nel caso d'impiego di pastiglie ceramiche PTC, è opportuno che queste vengano alimentate dalla tensione stabilizzata @10 V del regolatore U4 in modo da ridurre la dipendenza della temperatura di funzionamento dalla tensione d'alimentazione.



10 - IL PROSSIMO APPUNTAMENTO IN 23 CENTIMETRI

Il completamento dello sviluppo descritto a distanza di molti lustri dall'ultimo progetto di *transverter* per la banda dei 23 centimetri ha posto la necessità di porre mano anche all'aggiornamento dei preamplificatori per questa banda. In effetti l'ultimo mio progetto , pubblicato anche su riviste specializzate (Ref.2) , non solo è obsoleto ma sconta un ritardo nell'impiego dei dispositivi che i recenti sviluppi della tecnologia dei semiconduttori ha reso disponibili a costi accessibili. Pertanto il prossimo appuntamento avrà come argomento un preamplificatore a basso rumore @1,3 GHz. Per basso rumore intendo chiarire che non sarà posto l'obiettivo di perseguire un record ma piuttosto un valore di tutto rispetto che ne consenta l'impiego per collegamenti terrestri , EME , e traffico via satellite unitamente ad una buona dinamica per evitare fenomeni di sovraccarico che appaiono fattori sempre più limitanti a causa del progressivo affollamento delle bande microonde. Quindi lo sviluppo sarà condotto anche con misure di intermodulazione con due toni (IMD3) e la Cifra di Rumore sarà valutata con l'applicazione di tutte le correzioni degli errori e precauzioni possibili (incluso il confronto con una sorgente costituita da una resistenza da 50 Ohm alla temperatura dell'Azoto liquido) riducendo il margine di incertezza al fine di ottenere la maggiore precisione possibile. Nel frattempo rimango a disposizione di tutti coloro che desiderassero ulteriori chiarimenti , via e-mail (i2sg@hotmail.com) o in occasione di manifestazioni radiantistiche alle quali parteciperò. Naturalmente sarà anche possibile qualche QSO occasionale in 23 cm @1296,150 MHz durante i *weekend* che trascorro tra le verdi colline della Brianza (JN45PR) e a due passi da

Quel ramo del lago di Como , che volge a mezzogiorno tra due catene non interrotte di monti tutto a seni e a golfi a seconda dello sporgere o del rientrare di quelli...

73 ES CUAGN DE I2SG , Gianfranco

BIBLIOGRAFIA

2) - "SSS23: Preamplifier on 1,3 GHz " I2SG - DUBUS 2/1997