“ALL IN ONE” per i 23 cm

Transverter innovativo 1296MHz-50MHz

(Gianfranco Sabbadini - I2SG)

1- UN PROGETTO VOLTO AL FUTURO

In questa nota è descritto il capostipite di una nuova generazione di *transverter* con peculiarità innovative a livello globale per la banda dei 23 centimetri. L’attributo “ALL IN ONE” sta ad indicare che tutte le funzioni sono racchiuse in un singolo modulo, incluso il T/R d’antenna – a stato solido - ed i comandi ausiliari, quali richiesti per eventuali PA esterni ed interfaccia per il *transceiver*. Il *transverter* opera in conversione nella banda dei 6 metri, aprendo la possibilità d’impiego dei moderni apparati per HF che includono questa banda e che offrono flessibilità operativa e prestazioni migliori rispetto a quelli V/UHF, avendo maggiore dinamica, un’ampia gamma di filtri IF, funzioni DSP estese, l’analisi spettrale con buona risoluzione (*Spectrum Scope*), “*modem*” per traffico RTTY e PSK31. L’operatività in 6 metri è garantita senza la necessità di filtri aggiuntivi esterni quali generalmente richiesti per i comuni *transverter* (inclusi i prodotti commerciali), risultando insufficiente in questi sia la soppressione della risposta alla frequenza immagine sia la soppressione del livello dell’Oscillatore Locale e delle componenti spurie in trasmissione. L’impiego estensivo di filtri ad elevate prestazioni con risonatori in dielettrico ceramico ad alto Qo, MMIC di ultima generazione e MESFET GaAs ad alta efficienza, hanno reso possibile una realizzazione compatta, con basso consumo, idonea sia per stazioni portatili che per stazioni fisse.
I filtri ceramici inseriti - per una complessità totale di 8 poli sia in trasmissione sia in ricezione – consentono una buona reiezione dei segnali alla frequenza immagine ed una adeguata soppressione del residuo dell’oscillatore locale in trasmissione.

La stabilità in frequenza dell'oscillatore locale è ottenuta dalla compensazione termica e da un termostato di precisione che mantiene a 45C° la temperatura del cristallo dell'oscillatore "*master*" a 124,4MHz. E' stata studiata una disposizione strategica delle principali sorgenti di calore sul circuito stampato, affinché queste abbiano un percorso a bassa resistenza termica verso il dissipatore esterno: questo è connesso a mezzo di una barra di rame vincolata al contenitore. La stabilità e precisione della frequenza sono naturalmente inferiori a quelle ottenibili con sistemi vincolati a campioni atomici al cesio o rubidio, oppure con segnali di riferimento ricavati dal GPS. Tuttavia è bene precisare che questi sistemi (nella configurazione più semplice) richiedono 2 anelli PLL per ottenere un Oscillatore Locale con basso rumore di fase e bassa FM residua, ovvero valori di purezza spettrale paragonabili a quelli di un oscillatore con quarzo in "*overtone*", come nel caso del *transverter* in esame. Nel primo anello, il campione di frequenza atomico o ricavato da GPS controlla un oscillatore a cristallo a 10MHz con eccellente rumore di fase: almeno -95…-100dBc ad 1Hz e -120…-130dBc a 10Hz. Il secondo anello è costituito da un altro oscillatore a quarzo in "*overtone*" a 100…200MHz, agganciato all'oscillatore a 10MHz ed in relazione armonica con la frequenza del segnale dell'oscillatore locale inviato allo stadio mescolatore del *transverter*. In questo caso è intuitivo che il costo sia alquanto elevato. Tutte le "scorciatoie" rispetto a questa soluzione implicano il sacrificio delle prestazioni di rumore di fase ed FM residua, accettabili per il traffico SSB ma insufficienti o proibitive se si punta a sistemi di modulazione a banda stretta/strettissima e/o modulazioni come PSK,QPSK. Una "scorciatoia " valida (comunque, di costo non trascurabile) è costituita dal sintetizzatore tipo A32 della Down East Microwave Inc. (Ref1) Pertanto in questo progetto si è rinunciato alla precisione da standard atomico della frequenza puntando su un sistema semplice ed economico con buona stabilità a breve termine, adeguata per il traffico in RTTY e PSK31: In tal caso, potendo stringere la banda passante e grazie alla bassa Cifra di Rumore ottenuta, si apre la possibilità di collegamenti DX nella banda di 23 centimetri con potenze QRP ed a costi assai contenuti.
In sintesi le prestazioni (@ Tamb= 20C°) sono:
Gamma di frequenza: RF=1294…1300MHz con IF=50...56MHz; Potenza d'uscita: Po=1,2W; Guadagno di conversione: GT=20dB; Cifra di Rumore Totale (incluso perdite T/R d'antenna): NF=1,1dB; Potenza d'eccitazione =0,5…2W regolabile; Reiezione Immagine: -65dB; Soppressione O.L.: -50db @Po=1W; Risposte spurie in trasmissione: -60dB; Stabilità frequenza O.L. (vedere condizioni test) dopo "warm-up": +/- 25Hz = ($0{,}2 \times 10^{-7}$ppm); Frequenza dell'oscillatore locale @T_{amb}=25°C specificata con 8 cifre +/- 100Hz; Tensione alimentazione Vcc=10...12V.

2- IL CIRCUITO

Il circuito del *transverter* include due stadi d'amplificazione in ricezione e tre stadi in trasmissione, un circuito integrato (MMIC) a bassa perdita per la commutazione d'antenna, 3 filtri a dielettrico a 4 poli uno dei quali impiegato sia in RX che TX ed un *mixer* professionale doppio-doppio bilanciato a medio livello (+10dBm). L'oscillatore locale utilizza un quarzo di costruzione professionale con risonanza *overtone* a 124428,0KHz, con estrazione ed amplificazione - via 2 filtri ceramici a 4 poli - dell'armonica desiderata dall'oscillatore, ottenendo un segnale d'iniezione molto pulito. I circuiti ausiliari includono:

- un circuito termostato di precisione vincolato al quarzo ,
- 2 regolatori di tensione ed un C.I. invertitore di tensione per la polarizzazione dei MESFET,
- la commutazione RX/TX comandata via cavo dal *transceiver* o con PTT,
- l'uscita ausiliaria per il comando locale/remoto di amplificatori di potenza o *Booster* automatici da palo che incorporano preamplificatore *Low-Noise*+P.A.

Con riferimento allo schema elettrico di Fig1. le note ed osservazioni più importanti sono riportate nei paragrafi seguenti.

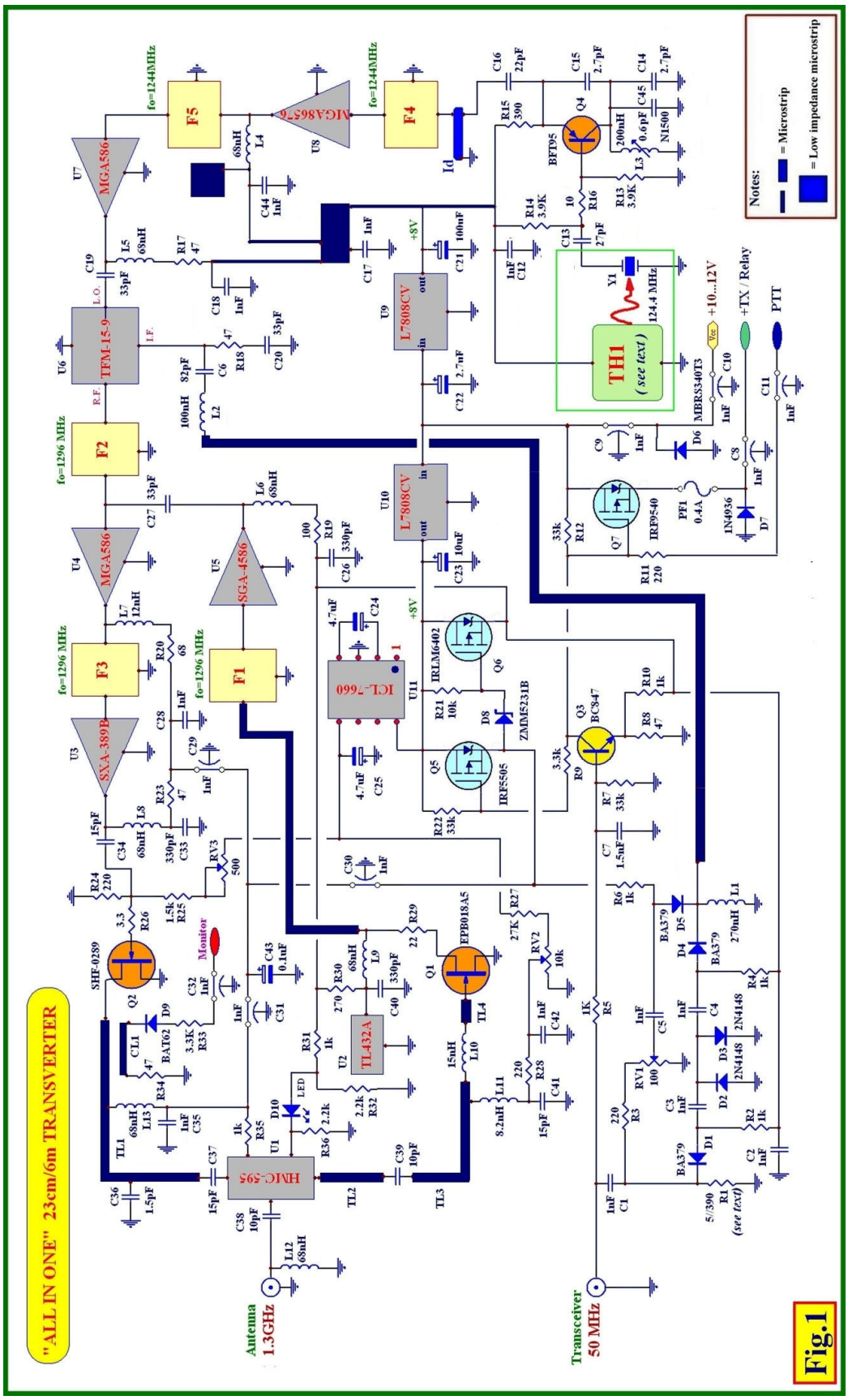

"ALL IN ONE" 23cm/6m TRANSVERTER
Antenna
1.3GHz
Transceiver
50 MHz
Notes:
= Microstrip
= Low impedance microstrip
HMC-595
TL432A
EPB018A5
ICL-7660
SXA-389B
MGA586
TFM-15-9
SGA-4586
L7808CV
IRF9540
IRLM6402
IRF5505
BC847
BFT95
MBRS340T3
TH1
(see text)
124.4 MHz
+10...12V
+TX / Relay
PTT
Monitor
SHF-0289
BAT62
BA379
2N4148
1N4936
ZMM5231B
fo=1296 MHz
fo=1244MHz
F1
F2
F3
F4
F5
MGA86576
Id
+8V

Fig.1

R I C E Z I O N E

In ricezione il segnale d'antenna è applicato, dal commutatore **U1**, al circuito d'ingresso del MESFET a basso rumore **Q1**, cui segue la catena costituita da **F1**, **U5**, **F2**, **U6**. La rete R18-C20 chiude la porta I.F. del mixer **U6** su un'impedenza che, oltre i 100MHz, salendo in frequenza converge a 50ohm, mentre i segnali convertiti a 50MHz raggiungono il connettore d'uscita attraverso la serie dei componenti C6, L2, D4, C4, C3, D1, C1. La catena d'amplificazione è alimentata ad 8V dal regolatore di tensione **U10**, essendo **Q6** chiuso con una resistenza equivalente di soli 0,065 ohm, mentre è nulla la tensione d'alimentazione alla catena d'amplificazione TX essendo **Q5** aperto. Il regolatore **U8** alimenta permanentemente anche l'invertitore di tensione **U11** che genera la tensione negativa di polarizzazione di **Q1** e del MESFET **Q2** d'uscita TX. La tensione che alimenta **Q1** è ridotta da 8V a 2,5V dal regolatore *shunt* **U2**, evitando l'impiego di condensatori di elevata capacità sulla linea d'alimentazione, al fine d'ottenere un elevata velocità di commutazione RX/TX. Il tempo di commutazione rilevato è circa un microsecondo. Anche la tensione che pilota il commutatore d'antenna **U1** (ai capi di R16) è ridotta da 8V a circa 3V : ciò per evitare l'incrocio durante il transitorio, ovvero che l'ingresso RX rimanga connesso all'antenna simultaneamente all'uscita TX (anche se per una frazione di microsecondo) durante il ciclo di commutazione. **Q1** è un dispositivo HEMT (*High Elecron Mobility Transistor*) GaAs scelto per le sue caratteristiche di robustezza della *gate*. Avendo metallizzazione Platino-Titanio-Oro, **Q1** accetta segnali d'ingresso sino a +10dBm: ciò è garanzia di elevata affidabilità nel tempo, essendo circa 30dB l'isolamento tipico dall'uscita TX, quale indicato dal costruttore per il circuito HMC595. Il circuito d'ingresso RX è adattato per le condizioni di rumore minimo e presenta un'attenuazione crescente per segnali d'ingresso inferiori al GHz con un circuito originale che non richiede taratura. Generalmente i segnali indesiderati sono tagliati – per non indurre fenomeni di sovraccarico - con un circuito selettivo d'accordo per il minimo rumore (NF) ed a banda relativamente larga per non incidere con perdite dissipative elevate che si sommano al NF intrinseco del solo FET. A queste frequenze l'impedenza d'ingresso del MESFET è quasi una pura reattanza capacitiva, sicché la potenza dei segnali indesiderati è totalmente riflessa e non dissipata. Anche l'antenna – fuori risonanza – presenta un coefficiente di riflessione elevato portando di conseguenza a riflessioni multiple lungo il cavo, con tensioni e correnti reattive elevate (i.e. VSWR) che potrebbero indurre comunque un sovraccarico e intermodulazione. Il circuito d'ingresso RX è essenzialmente un *diplexer*, ovvero il parallelo di un filtro passa-alto per il segnale utile inviato alla gate del MESFET ed un passa-basso, per i segnali a frequenze inferiori, che vengono dissipati dalla resistenza di chiusura di quest'ultimo. I componenti L12, C38, TL2, C39, TL3, L10, TL4 costituiscono il passa-alto mentre L11-C41 il passa-basso con la resistenza di chiusura a massa R28, essendo trascurabile la reattanza di C42. L'induttanza L12 chiude al potenziale di massa il terminale d'antenna. Ciò evita l'accumulo di cariche elettrostatiche ad alto potenziale nel cavo coassiale d'interconnessione che indurrebbero la distruzione del T/R d'ingresso: evento certo con antenne Yagi aventi radiatore isolato. L'induttanza L10 approssima il coefficiente di riflessione ottimo $\mathbf{\Gamma_{opt}}$ specificato dal costruttore nel foglio tecnico per il valore minimo di NF. La tensione negativa di polarizzazione è applicata alla *gate* del FET attraverso R22. Il circuito stampato ha le *microstrip* dimensionate per laminato in *TEFLON* da 31mil di spessore (Rogers RO5770) e tutti i componenti sono SMD di ottima qualità: condensatori in porcellana ATC ed induttori della Coilcraft selezionati tra i tipi ad alto Qo, tutti con tolleranza del 5%. In Fig2 è riportato l'andamento del Qo degli induttori L10, L11, L12 del circuito d'ingresso: sono prodotti della Coilcraft, a catalogo dei principali rivenditori di componenti ed offerti anche su Ebay da operatori qualificati (Ref2). In Fig3 è data la funzione di trasferimento del circuito d'ingresso simulata al calcolatore con un programma dedicato. Il circuito attenua di oltre 20dB tutti i segnali inferiori a 600MHz, mentre la perdita dissipativa totale a 1296MHz, dal connettore d'antenna al terminale di *gate* di **Q1**, vale circa 0.6dB. Poiché la cifra di rumore totale misurata è 1,1dB, considerando 0,3dB la perdita tipica di **U1**, la cifra di rumore del solo amplificatore vale circa 0,8dB.

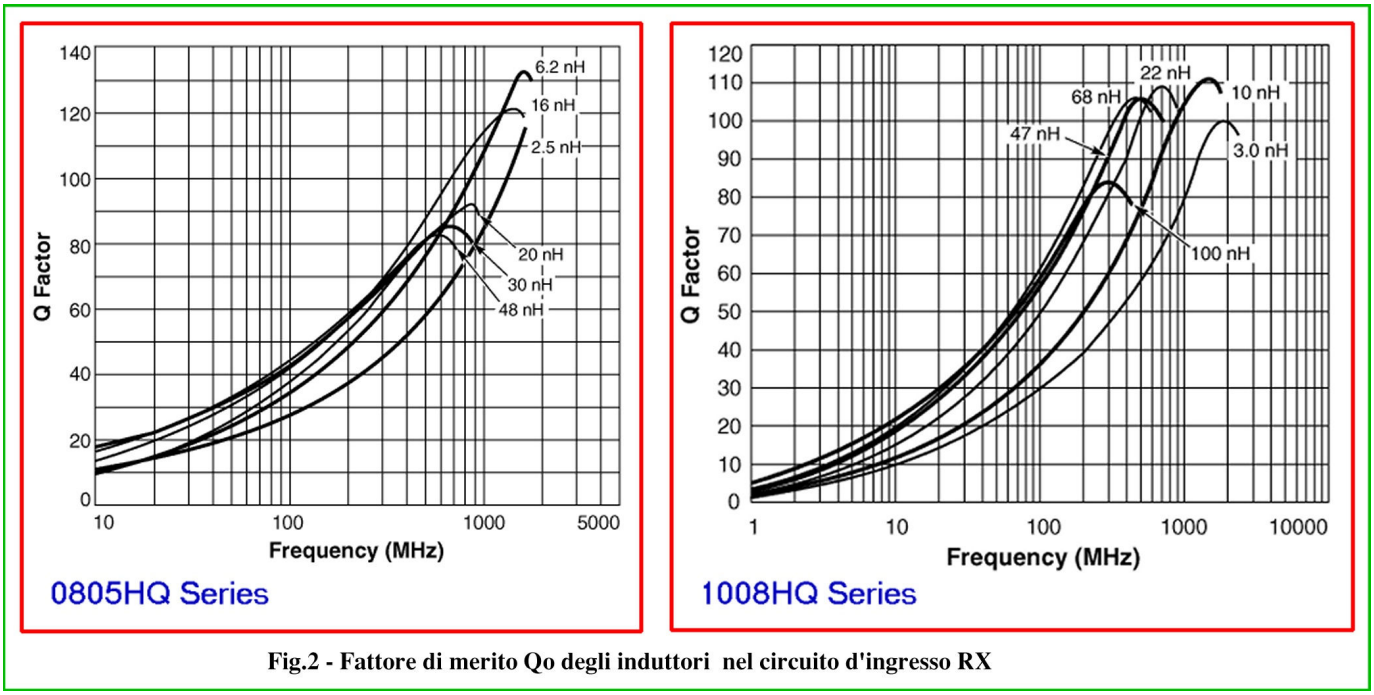


Fig.2 - Fattore di merito Qo degli induttori nel circuito d'ingresso RX

La resistenza R29 è inserita per forzare la stabilità dinamica di **Q1** al valore incondizionato e la corrente di lavoro per la minima Cifra di Rumore ($\mathbf{NF_{opt}}$) è regolata in fase di taratura col trimmer RV2: in queste condizioni la tensione V_{DS} del MESFET assume valori di 2,1…2,3V.

Il filtro passa-banda **F1** che accoppia **Q1** all'amplificatore monolitico **U5** è un prodotto standard TOKO (tipo 4DFA-1248B-10, vedere Fig4) modificato alzando la frequenza centrale a 1296MHz. La modifica è descritta in Appendice #1. Considerando 2,5dB di perdita del Filtro **F1** e NF=2dB dell'integrato MGA4586, il contributo del secondo stadio alla Cifra di Rumore totale vale circa 0,1dB. Il filtro **F2** ed il filtro **F3** (utilizzato anche in trasmissione) sono uguali ad **F1**. In Fig5 sono riportate le curve di risposta in frequenza misurate nelle condizioni originali e dopo modifica. Notiamo che spostando la frequenza centrale da 1248MHz a 1300MHz, la banda passante

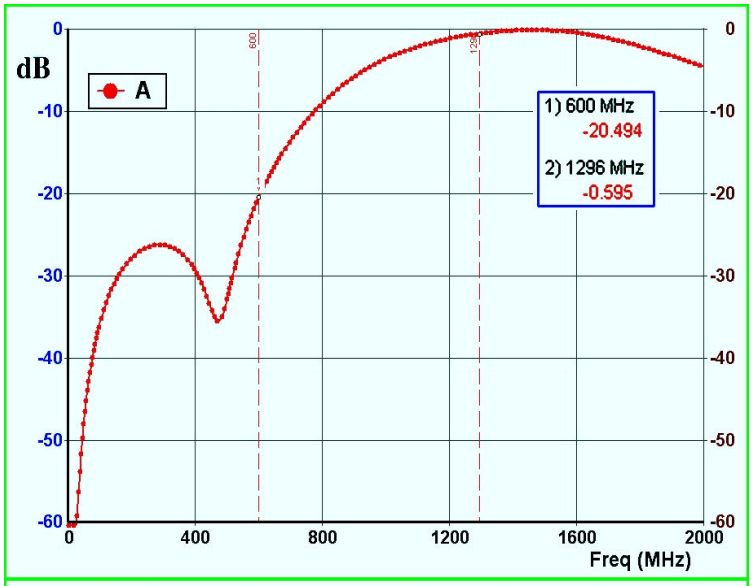


Fig.3 - Risposta in frequenza del circuito d'ingresso RX

- tra i punti a metà potenza - aumenta da 35MHz (nelle condizioni originali) a 40MHz, mentre la perdita d'inserzione non cambia in modo significativo. Il livello dell'Oscillatore Locale che pilota il *mixer* **U6** è +12…+15dBm.

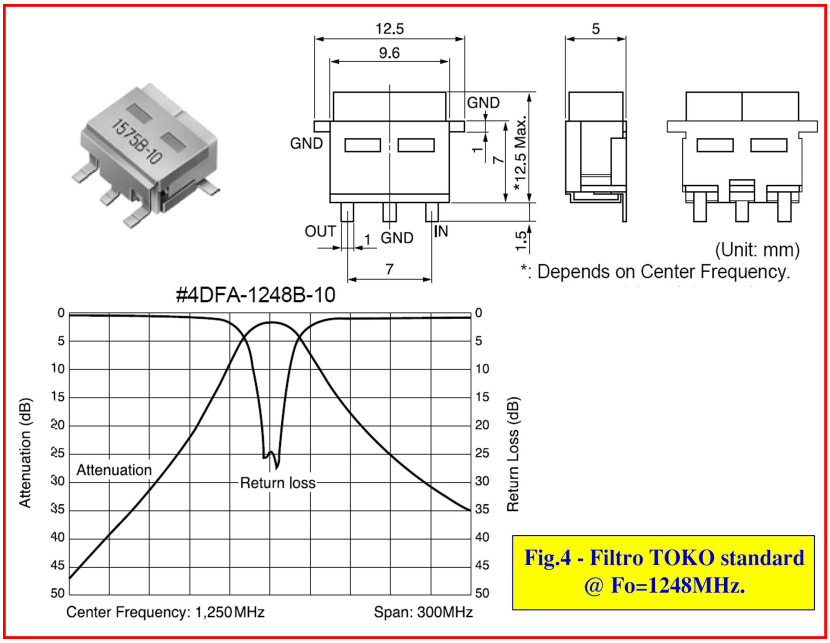


Fig.4 - Filtro TOKO standard @ Fo=1248MHz.

Grazie alle ottime caratteristiche di bilanciamento del mescolatore impiegato, il segnale di O.L. @ 1224MHz presente alla porta IF è minore di -25dBm. Il residuo è ulteriormente attenuato dal circuito risonante serie L2-C6 ed al connettore coassiale di collegamento al *transceiver* tipicamente non supera il livello di – 50dBm.

I diodi D2, D3 costituiscono un limitatore d'ampiezza per la protezione del *mixer* nel caso la potenza del ricetrasmettitore in 50MHz venga applicata al connettore coassiale *input/output* del *transverter* in stato di ricezione.

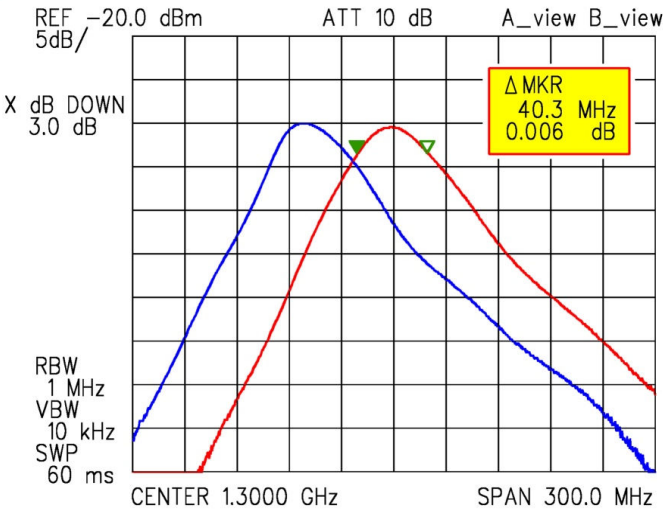


Fig.5 - Curve di risposta del Filtro TOKO prima e dopo la modifica

Quest'ultimo caso si verifica sistematicamente qualora il *transceiver* erogasse potenza col comando PTT azionato in ritardo: è una situazione tipica ove siano utilizzati relé elettromeccanici nel circuito esterno di chiusura a massa del terminale PTT del *transverter*. Sia in ricezione che trasmissione l'impedenza vista dal *transceiver* al connettore coassiale è circa 30ohm, essendo la resistenza di carico R1 permanentemente connessa. Da notare che R1 è costituita dal parallelo di 5 resistenze SMD da 390ohm /0.5watt.

TRASMISSIONE

Chiudendo a massa il terminale PTT o con una tensione continua (>3V) applicata all'ingresso coassiale a 50MHz, il *transverter* commuta da ricezione a trasmissione. Ciò perché:

- **Q5** si chiude alimentando **U4**, **U3**, **Q2** con gli 8V d'uscita del regolatore **U10**,
- il commutatore **U1** connette l'antenna allo stadio d'uscita **Q2**,
- il MOS **Q6** si apre e la tensione d'alimentazione RX cade a zero,
- i diodi PIN commutano: D1, D4 si aprono e D5 si chiude,
- anche **Q7** si chiude e la tensione d'alimentazione del *transverter* è applicata all'uscita [+TX/Relay]

Pertanto il segnale del *transceiver* a 50MHz è applicato alla porta IF del mescolatore **M1** via C1, R3, RV1, C5, D5, L2, C6.

Il diodo Zener D8 assicura che la tensione RX cada a zero e l'antenna sia scollegata dall'ingresso RX con sufficiente anticipo temporale prima del collegamento al TX per evitare l'incrocio durante il transitorio, come citato al paragrafo precedente. La prima selezione dei segnali d'uscita alla porta R.F. del *mixer* **U6** è data dal filtro **F2** che, s'è visto, risulta utilizzato anche in ricezione. Con riferimento alla curva in colore rosso di Fig5 osserviamo:

- **Il residuo di O.L. @ 1244MHz è attenuato 15 dB rispetto il segnale utile @ 1296MHz.**
- **L'attenuazione della risposta immagine, alla frequenza f = 1244 - 52 = 1192MHz, vale 35 dB rispetto il segnale utile @ 1296MHz.**

Quindi, i filtri **F2** ed **F3** complessivamente esibiscono una attenuazione - relativa al segnale utile - di 30dB del residuo O.L. e circa 70dB della risposta immagine. Valori tipici all'uscita del mixer sono: residuo O.L.= -23dBm, segnale utile ad 1dB di compressione = 0dBm. Pertanto se gli amplificatori lavorassero in regime lineare otterremmo un segnale d'uscita con un residuo di portante a 1244MHz ridotto di 53dB ed un segnale alla frequenza immagine inferiore di 70dB rispetto il segnale utile.
Al fine di mantenere questi valori di pulizia spettrale, sono stati impiegati due amplificatori monolitici controreazionati con elevata dinamica: il primo (**U4**) con OIP3 = +32dBm, il secondo (**U3**) con IP3= +43dBm e Po @1dB di compressione = 25dBm, (0.32W). Inoltre il MESFET d'uscita SHF-0286, che lavora in classe AB con un'efficienza del 40%, raggiunge la saturazione (1,3W) con una potenza d'ingresso di circa 50mW. In tal modo entrambi gli stadi precedenti lavorano lontani dal punto di compressione preservando i livelli di soppressione dei segnali indesiderati e con bassi livelli di intermodulazione. Il circuito di accordo in uscita di **Q2** è costituito dalla microstrip TL1 e C36. Una tensione proporzionale alla potenza d'uscita - disponibile al terminale "Monitor" - è generata con D9 che rettifica il segnale prelevato dall'accoppiatore CL1. In trasmissione anche il MOS **Q7** si chiude (con una resistenza equivalente di 0,2ohm) rendendo disponibile la tensione di alimentazione del *transverter* al terminale [+TX / Relay], in serie al fusibile ripristinabile PF1 (*Polyfuse*) che interviene in caso di cortocircuito o per correnti assorbite superiori a 0,4A. Questa tensione è prevista per il comando di amplificatori o *booster* remoti alimentati via cavo.

O S C I L L A T O R E L O C A L E

L'oscillatore locale impiega una quarzo funzionante in nona armonica meccanica (*overtone*) alla frequenza di 124,4MHz. Il circuito di questa tipologia di oscillatori è stato descritto in dettaglio alla Ref.3 verificandone anche le condizioni di stabilità dinamica in funzione del transistore impiegato. E' utilizzato un cristallo originalmente fabbricato per una applicazione professionale con frequenza nominale di 124428,0KHz, evitando l'onere di ricorrere a costruttori qualificati che necessariamente richiedono un impegno importante in termini di numero di pezzi e denaro. Il segnale inviato al mescolatore - ottenuto filtrando ed amplificando la decima armonica a 1224,28MHz – ha un livello tipico di +13dBm. Il valore della frequenza O.L. con decimali non costituisce una difficoltà o complicazione per la lettura della frequenza corrispondente ad 1,3GHz perché tutti i *transceivers* moderni hanno la possibilità di impostare un *offset* nell'indicazione della frequenza. Questa è una funzione utile non solo per fare in modo che l'inizio banda corrisponda una lettura senza decimali ma anche per recuperare le inevitabili dispersioni del valore effettivo della risonanza del cristallo e quindi della frequenza di lavoro dell'oscillatore. Anche per il lotto di quarzi professionali utilizzati in questo progetto è stata evidenziata una dispersione dei valori della frequenza di risonanza serie (oltre il sesto decimale). La stabilità in frequenza con la temperatura è ottenuta con la compensazione lineare della deriva dell'induttore di accordo L3, inserendo il condensatore C45 a coefficiente di temperatura negativo (N1500) e con un termostato di precisione [**TH1**] che mantiene il cristallo alla temperatura di 45°C.

I filtri **F4**, **F5** sono i tipi 4FA-1248B-10 della TOKO originalmente intesi per applicazioni GPS (Fig4). L'amplificatore monolitico **U8** con guadagno di circa 22dB, ha la funzione fondamentale di isolare l'oscillatore dagli stadi successivi e dal *mixer* che presenta un isolamento finito dalla porta d'ingresso L.O. verso le porte IF ed RF. Il tipo MGA-86576, costruito con tecnologia PHEMT, è un amplificatore a 3 stadi che ha un isolamento (S12) maggiore di 50dB ad 1,5GHz. Ciò è una garanzia affinché il livello della potenza d'ingresso IF o l'SWR dell'antenna a 1,3GHz non incidano sulla frequenza dell'oscillatore. L'amplificatore **U7**, caratterizzato da una buona dinamica (Po @-1dB=18dBm), amplifica il segnale all'uscita di **F5** portandolo al livello di +13dBm (20mW). La pulizia spettrale del segnale inviato al mescolatore **U6** è molto buona e le righe indesiderate, incluso quelle adiacenti della nona ed undicesima armonica, sono abbattute di oltre 70dB, come illustrato in Fig7.

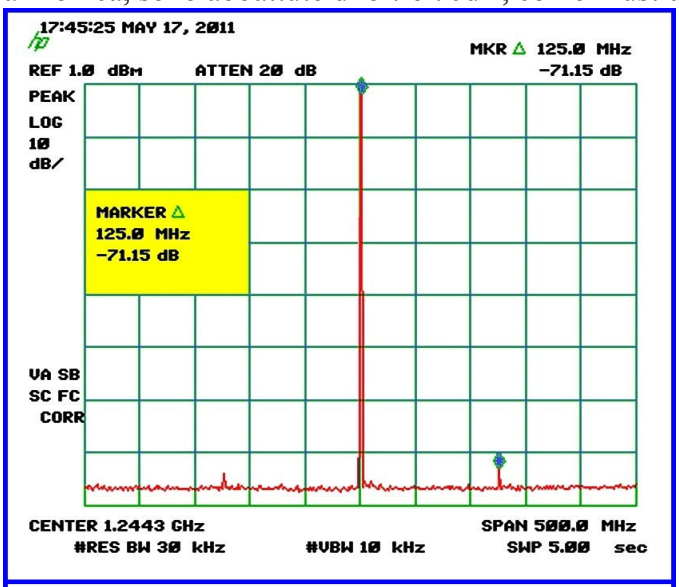


Fig.6 - Spettro del segnale di O.L. @1244MHz

Inoltre, il guadagno dell'amplificatore MGA-86576 scende rapidamente a frequenze minori di 1GHz per effetto dei condensatori integrati nel circuito monolitico, introducendo una ulteriore attenuazione per tutte le armoniche inferiori al segnale utile. L'isolamento di **U7** è contenuto essendo l'MMIC costituito da transitori bipolari in connessione Darlington con resistenze di reazione negativa serie-parallelo: [S12]= -22dB ad 1,3GHz. I buoni valori di S11 ed S22 garantiscono la corretta terminazione del filtro **F5** ed un impedenza di sorgente al mescolatore, prossima a 50ohm.

P R O G E T T O T E R M I C O

Il disegno del circuito stampato è stato impostato con l'obiettivo di posizionare le principali sorgenti di calore con il percorso minimo verso il dissipatore esterno. Pertanto il regolatore **U10**, l'MMIC **U3** ed il MESFET **Q2** sono locati vicini alla parte laterale del contenitore alla quale è vincolato il dissipatore. Il regolatore **U10** ha il *tab* saldato alla parete del contenitore mentre **Q2** è saldato dal lato del piano di massa con i terminali *gate* e *drain* connessi alle *microstrip* attraverso 2 piccoli fori svasati nel circuito stampato (con 2 fili, Φ=0,5mm). La stabilità in frequenza a breve termine è condizionata dal differenziale della potenza dissipata tra le condizioni lavoro in ricezione ed in trasmissione. Questo differenziale genera un gradiente termico che si propaga ai componenti dell'oscillatore ed è causato essenzialmente da **Q2** ed **U3** perché la potenza dissipata dall'oscillatore locale è costante , quelle di **Q1** ed **U2** trascurabili , mentre quelle di **U4** ed **U5** (alimentati in modo alternato) si compensano essendo i due dispositivi posti vicinissimi sul circuito e con assorbimenti paragonabili. Il quarzo risulta stabilizzato a 45°C col termostato descritto alla Ref5. Per quanto osservato , vale la seguente importante nota.

Il transverter richiede una tensione d'alimentazione nell'intervallo 10…15V ma è implicito che, ove di desideri il massimo di stabilità in frequenza, la tensione d'alimentazione deve essere 10V.

3 - COSTRUZIONE E TARATURA

Il *transverter* è costruito con un circuito stampato avente dimensioni di 108,5 x 53,5 millimetri (vedere Fig7), utilizzando laminato in *TEFLON* prodotto dalla ditta Rogers (RO-5870) 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.

Il circuito stampato non ha dimensioni critiche ed è vincolato col piano delle *microstrip*, spaziato di 13 millimetri dal bordo superiore del contenitore.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 Tab1 è riportato l'elenco completo dei componenti. In Fig8 è riportato il piano di montaggio La maggior parte dei componenti sono inseriti dal lato delle *microstrip*: quelli dal lato massa sono:

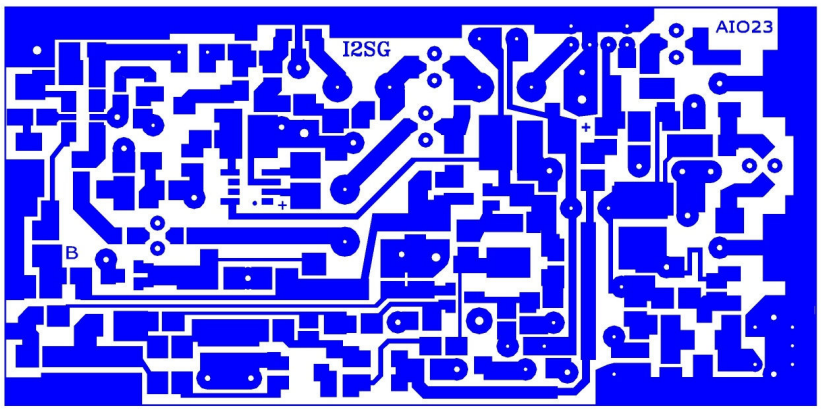


Fig.7 - Circuito stampato :108,5 x 53,5 mm

- I condensatori *by-pass* passanti: **C9**, **C29, C30, C31, C32**.
- Il MESFET GaAs **Q2** ed il transistore MOS **Q7**.
- I regolatori di tensione **U9** ed **U10**.
- Il *mixer* doppio-doppio bilanciato **U6**.
- Il risonatore a quarzo **Y1** ed il termostato **TH1**.
- I filtri **F1, F2, F3**.
- La bobina di accordo dell'oscillatore **L3**.

I fori di connessione ai 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 D6 e D7 possono essere montati anche dal lato *microstrip*. I condensatori passanti C8, C10,C11 sono invece inseriti nella parete laterale del contenitore. I terminali di C28, C29,C31 sono interconnessi con filo isolato, dal lato del piano di massa (vedere Fig9c). Il collegamento al terminale "*monitor*" può essere riportato all'esterno del *transverter* con un condensatore passante saldato sulla parete laterale del contenitore, dal lato del piano di massa. In Fig9-a Fig9-b è illustrato il secondo esemplare collaudato, pronto per essere fissato ad un dissipatore alettato. La barra di rame, vincolata al contenitore con un paio di viti e l'interposizione di un sottile velo di grasso al silicone, assicura un efficace trasporto del calore sviluppato. In Fig10 notiamo la disposizione di **Q2** e **U10** per ottenere il percorso termico minimo, Allo scopo, **Q2** ha inoltre la saldatura del *tab* molto grande. La sequenza delle operazioni di montaggio è essenzialmente uguale a quella applicata in altre mie realizzazioni per le bande microonde (Re3, Re4). A costruzione ultimata, le tarature necessarie in sequenza sono:

- Regolazione L3 per taratura e controllo dell'oscillatore @124,4MHz.
- Regolazione RV2 per la minima Cifra di Rumore.
- Regolazione RV3 per la corrente di riposo di Q2= 250…270mA.
- Regolazione RV1 in funzione della potenza di eccitazione TX @52MHz.

TAB.1 Componente	Tipo/Valore		Componente	Tipo/Valore
C1	1nF/250V Ceramic, SMD , ATC		Q1	EFB018A5 , EXCELICS
C2,C3,C4,C5,C12,C17	1nF Ceramic, SMD		Q2	SHF-0289 Sirenza /RFMD
C18,C28,C35,C42,C44	1nF Ceramic, SMD		Q3	BC347
C6	82pF Ceramic, SMD		Q4	BFT95
C7	1,5nF Ceramic, SMD		Q5	IRF5505
C8,C9,C10,C11	1nF *feed-through,* Ceramic		Q6	IRLM6402
C29,C30,C31,C32	1nF *feed-through,* Ceramic		Q7	IRF9540
C13	27pF Ceramic, SMD , NPO		R2,R4,R5,R6,R10,R31,R35	1k ohm, SMD
C14,C15	2,7pF Ceramic, SMD ,NPO		R3,R11,R24,R28	220 ohm,SMD
C16	22pF Ceramic, SMD , NPO		R7,R12,R22	33k ohm, SMD
C19,C20,C27	33pF Ceramic, SMD		R8,R17,R18,R23,R34	47 ohm, SMD
C21	100uF Tantalum, SMD, 16V		R9,R33	3,3k ohm, SMD
C22	2,7uF Tantalum, SMD, 50V		R13,R14	3,9k ohm, SMD
C23	10uF Tantalum, SMD, 16V		R15	390 ohm, SMD
C24,C25	4,4uF Tantalum, SMD, 20V		R16	10 ohm, SMD
C26,C33,C40	330pF Ceramic, SMD		R19	100 ohm, SMD
C34	15pF Ceramic, SMD		R20	68 ohm, SMD
C36	1,5pF Ceramic, SMD ATC		R21	10k ohm, SMD
C37,C41	15pF Ceramic, SMD ATC		R25	1,5k ohm, SMD
C38,C39	10pF Ceramic, SMD ATC		R26	3,3 ohm, SMD
C43	0,1uF Tantalum radial, 35V		R27	27k ohm, SMD
C45	0,6pF, Rosenthal N1500		R29	22 ohm, SMD
D1,D4,D5	BA379 ; alt. BA579 , BAR64		R30	270 ohm, SMD
D2,D3	1N4148 MELF		R32,R36	2,2k ohm, SMD
D6	MBRS340T3 Shottky		RV1	100 ohm, SMD trimmer, 5x5mm
D7	1N4936		RV2	10k ohm, SMD trimmer, 5x5mm
D8	ZMM5231B Zener		RV3	500 ohm, SMD trimmer, 5x5mm
D9	BAT62		TH1	Termostato @Tc=45°C (vedi circ.)
D10	LED generico , verde		U1	HMC-595 HITTITE
F1,F2,F3	TOKO filter 4DFA-1248B, MOD.		U2	TL-432A , versione SOT23
F4,F5	TOKO filter 4DFA-1248B-10		U3	SXA-389B Sirenza / RFMD
L1	270nH , SMD		U4	MGA-586 Sirenza / RFMD
L2	100nH , SMD		U5	SGA-4586 Sirenza /RFMD
L3	200nH TOKO		U6	TFM.15.9 Minicircuits
L4,L5,L6,L7,L8,L9	68 nH		U7	MGA-586 Sirenza / RFMD
L10	15nH Coilcraft 0805HQ Series		U8	MGA- 86576 HP/Avago
L11	8,2nH Coilcraft 0805HQ Series		U9,U10	L7805CV
L12,L13	68nH Coilcraft 1008HQ Series		Y1	Quarzo , fo=124,4MHz (9 *overtone*)

La regolazione di L3 deve portare la frequenza di lavoro dell'oscillatore sulla frequenza naturale di risonanza meccanica del cristallo. Ciò si ottiene allorquando si nota una variazione minima della frequenza con la regolazione di L3. Si verifica anche l'innesco regolare e senza spurie dell'oscillatore con tensioni d'alimentazione del *transverter* uguali o minori di 7V. Quindi si prende nota della frequenza O.L. a 1244MHz, preferibilmente con strumento di misura pilotato da un campione atomico di frequenza. Il valore letto sarà impostato come *offset* per una comoda lettura diretta della frequenza di lavoro in 23 centimetri sul *display* del *transceiver*. Per la regolazione della minima Cifra di Rumore è raccomandabile inserire un attenuatore da 10dB, o un circolatore, tra il connettore SMA @1,3GHz e la sorgente ENR di misura: ciò per contenere l'errore di misura dovuto alla potenza riflessa di Q1, prossima al 100% (Ref6). La corrente di riposo di **Q2** è regolata aprendo temporaneamente il collegamento tra C29 e C31 ed interponendo un milliamperometro (500mA f.s.). Qualora la potenza di pilotaggio in 6 metri fosse maggiore di 2W, è consigliabile interporre col *transceiver* un attenuatore da 6dB (Pmax=8W) o 10dB (Pmax=20W) . In tal caso la commutazione RX-TX è ottenuta chiudendo a massa il terminale "PTT" del *transverter*.

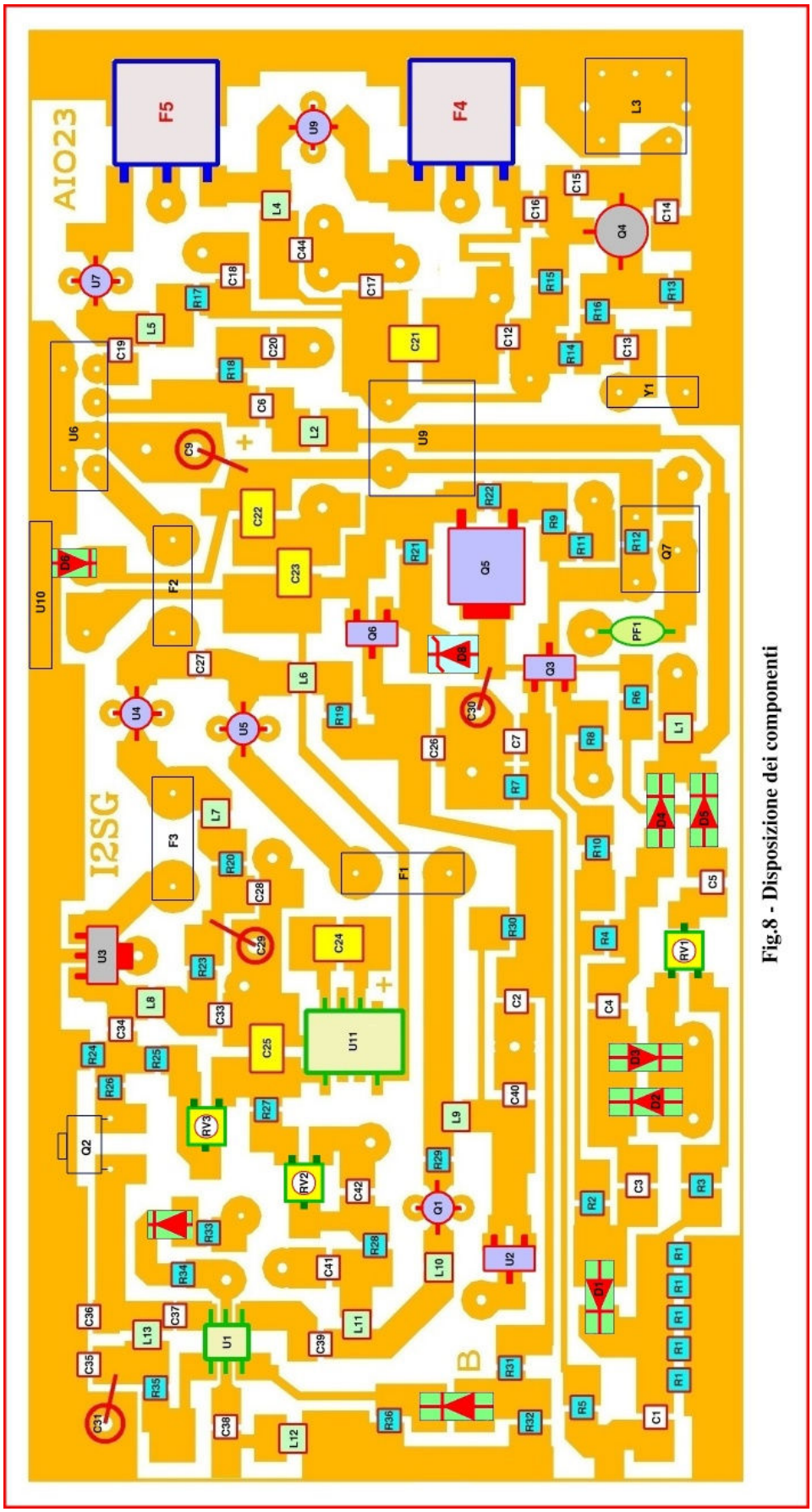


Fig.8 - Disposizione dei componenti

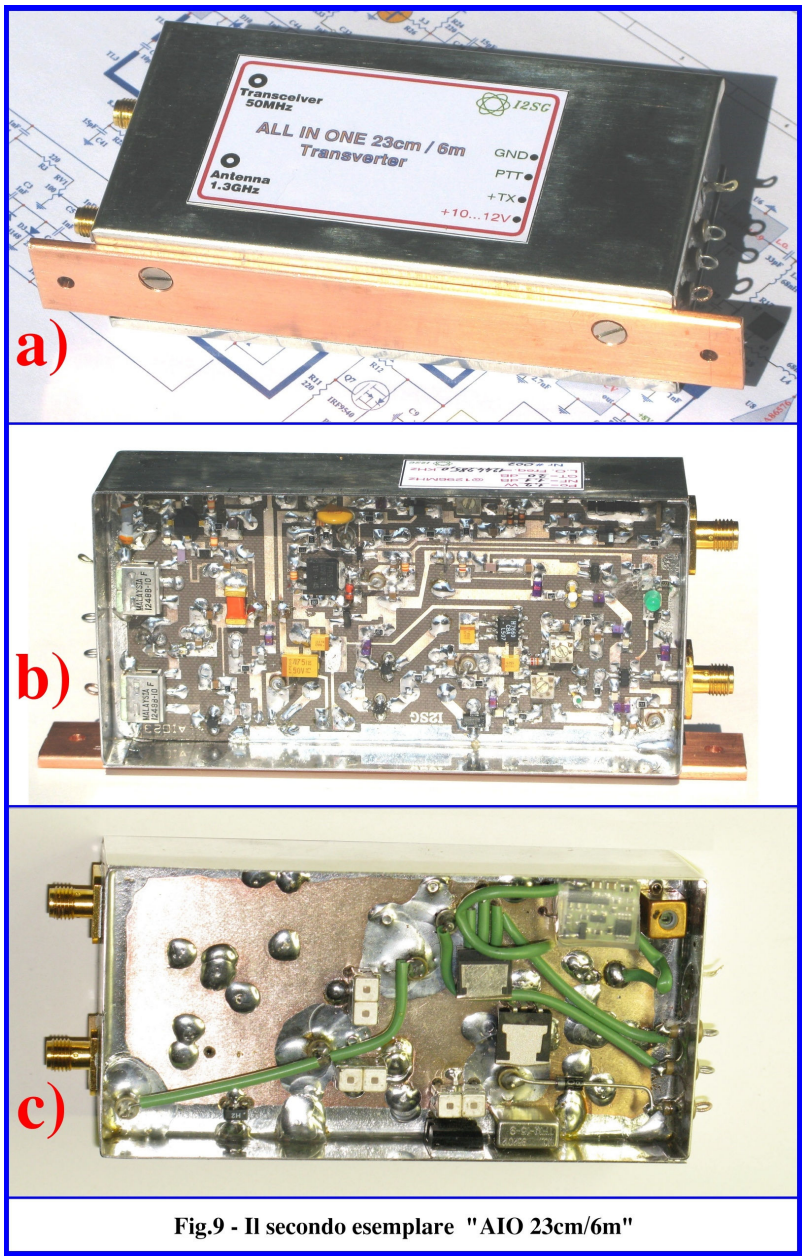


Fig.9 - Il secondo esemplare "AIO 23cm/6m"

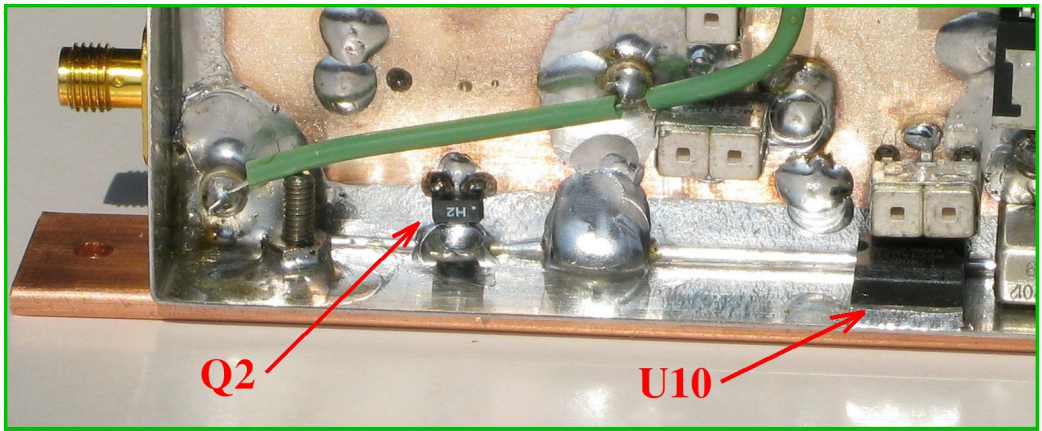


Fig.10 - La disposizione di Q2 e U10 per la minore resistenza termica verso il dissipatore.

4 - LE PRESTAZIONI

Le caratteristiche principali misurate sui primi 3 esemplari costruiti sono riportate in Tab2. I dati si riferiscono a misure con 10V di tensione d'alimentazione. La stabilità in frequenza a breve termine è stata rilevata dopo *warm-up* di 15minuti, nell'intervallo di un'ora, vincolando la barra di rame del *transverter* ad un dissipatore in alluminio da 600cm^2 di superficie in aria libera ed alla temperatura ambiente di 23°C. Queste prove sono state condotte sia con termostati commerciali @ 40°C , sia con termostati @45°C realizzati come descritto alla Ref2 ed illustrato in Appendice #2, con risultati paragonabili. Ad eccezione della stabilità in frequenza, le altre caratteristiche, incluso il guadagno, la sensibilità e la potenza d'uscita sono indipendenti dalla tensione d'alimentazione. Per l'intera gamma di sintonia 1296MHz…1298MHz, possibile con la totalità degli apparati moderni dotati della banda dei 6 metri, la ricezione non presenta alcun segnale "fantasma " (*birdies*). In questo intervallo la Cifra di Rumore (NF) è costante essendo la larghezza di banda RF/IF del *transverter* molto più larga del segmento cui siamo interessati.

TAB 2 — **Caratteristiche a 1296MHz**

Parametro [Vcc=10V]	Valore			
	Min	Tipico	Max	
Guadagno di conversione 1296MHz/52MHz	19	21		dB
Cifra di rumore (NF)		1,1		dB
Potenza d□uscita massima (Po=Pmax)		1.2		W
Banda passante @-1dB		>5		MHz
Reiezione immagine		-65		dB
Residuo L.O. alla porta 52MHz		-50		dBm
Soppressione L.O. uscita TX @Po=1,2W		-50		dB
Risposte spurie TX @Po=1W		-60		dB
Tensione d'alimentazione [Vcc]	10		15	V
Corrente d'alimentazione, modo RX		210		mA
Corrente d'alimentazione, modo TX @Po=0W		480		mA
Corrente d'alimentazione, modo TX @Po=1W		500		mA
Corrente d'alimentazione, modo TX @Po=1,2W		550		mA
Corrente erogata @ terminale "+TX / Relay"			0,4	A
Stabilità O.L. dopo warm-up &Tab @25°C (vedi testo)		+/-25		Hz

In Fig11 è dato lo spettro del segnale TX a 1296MHz, ottenuto con un segnale d'ingresso a 52MHz. Le attenuazioni indicate per i diversi segnali sono riferite all'uscita di 1,2watt @1296MHz (marker#1). Notiamo che il segnale spurio più elevato (marker#2), ovvero la soppressione dell'Oscillatore Locale @1244MHz, ha un livello 50dB inferiore al segnale utile: ciò corrisponde alla potenza 12 microwatt. Gli altri segnali spuri sono i prodotti di intermodulazione di terzo ordine e la soppressione della risposta alla frequenza immagine (marker #4) @ 1192MHz (-63dB). Tutti i prodotti di distorsione di ordine superiore al terzo sono -70dB o meno rispetto il segnale utile.

Riducendo la potenza d'uscita ad 1W, con una minore eccitazione @52MHz, le componenti di distorsione ed intermodulazione si riducono in modo significativo. In Fig12, notiamo la sola presenza delle due componenti dell'oscillatore spaziate +/- 52 MHz dal segnale utile, essendo tutte le altre soppresse di oltre 70dB. Questo risultato è indubbiamente legato alle caratteristiche degli stadi precedenti il finale: MMIC controreazionati che lavorano lontani dal punto di compressione, oltre naturalmente le buone caratteristiche dinamiche del *mixer*. Notiamo inoltre che la corrente totale assorbita sale di solo del 4% con potenza RF d'uscita variata da zero ad 1W: pertanto lo stadio finale sconfina da classe A in AB solo in prossimità della saturazione. Ciò è garanzia di un basso livello di intermodulazione nei modi SSB e PSK31 , anche in condizioni di potenza d'uscita massima.

Per lo sviluppo, la taratura e le misure sono stati utilizzati gli strumenti : *Gain-Noise Analyzer* HP8970A, Sorgente ENR HP646B, *Spectrum Analyzer* Avantek R3361B, *Spectrum Analyzer* HP8594E, Bolometro HP436A, Generatore HP8640B, Millivoltmetro R&S URV, Attenuatori di precisione Narda. Campione atomico secondario di frequenza EFRATOM.

Termino questa nota con un sentito ringraziamento all'amico Matteo, IK2GSR, che ha condotto le prime prove di collegamenti in RTTY, in unione al proprio FT817 dotato di interfaccia per PC e relativi programmi.

73 de I2SG , Gianfranco

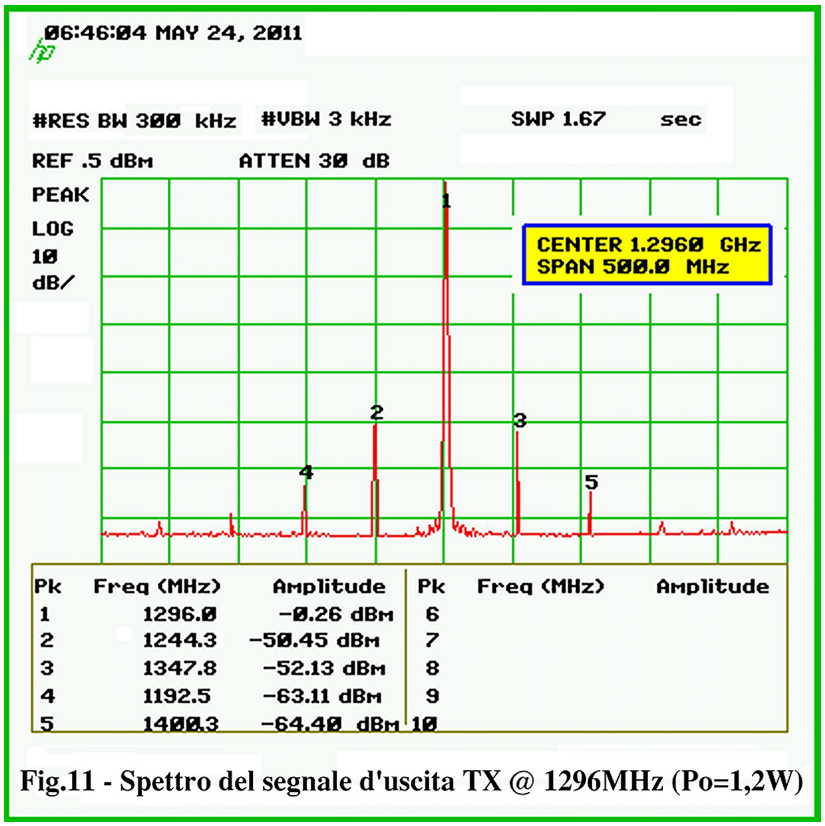


Fig.11 - Spettro del segnale d'uscita TX @ 1296MHz (Po=1,2W)

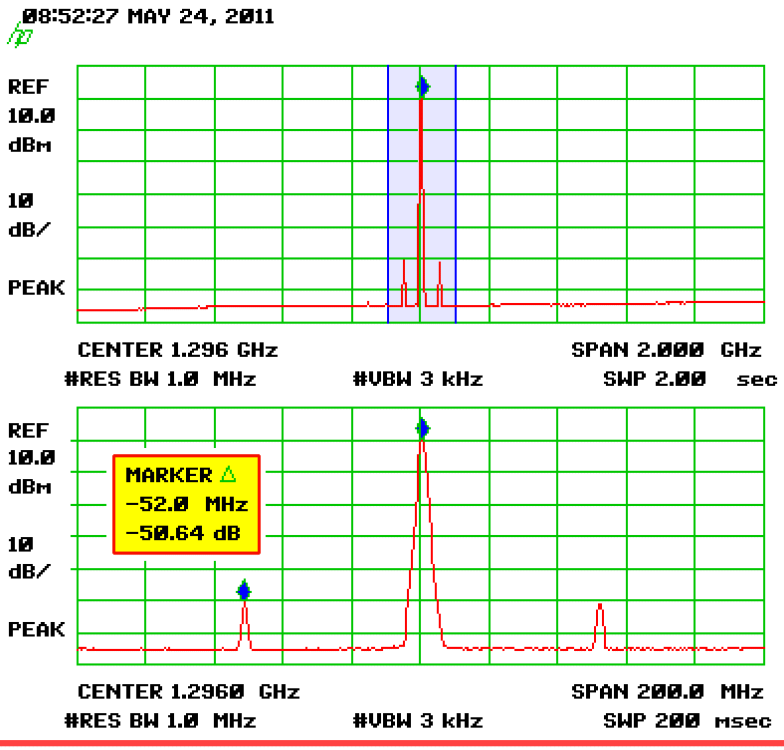


Fig.12 - Spettro del segnale d'uscita TX, con eccitazione regolata per Po=1W @1296MHz.

APPENDICE #1 : MODIFICA FILTRI TOKO 4FA-1248B-10 @ 1300MHz

I filtri passa-banda con dielettrico ceramico appartengono alla vasta categoria di componenti passivi che negli ultimi lustri hanno progressivamente sostituito le strutture convenzionali in numerose applicazioni. Questi filtri sono costruiti per frequenze che si estendono da qualche centinaio di megahertz sino a oltre 5GHz. I tipi con caratteristiche migliori impiegano risonatori in quarto d'onda, ed hanno dimensioni fisiche maggiori rispetto a quelli tipo LC "*chip multilayer*". Le strutture passa-banda sono essenzialmente due: "INTERDIGITAL" e "COMB". Nelle strutture interdigitate il filtro è costituito da un singolo blocchetto di ceramica sinterizzata ad alta temperatura con fori passanti metallizzati. L'intero blocchetto ha la superficie esterna metallizzata tranne due piccole aree alle estremità, all'interno delle quali sono poste due piazzole che realizzano gli accoppiamenti capacitivi ingresso-uscita, mentre l'accoppiamento tra i risonatori è dovuto al campo elettromagnetico. Tutti i fori, da un lato hanno la metallizzazione connessa a quella esterna di massa, mentre dal lato opposto la metallizzazione è isolata da massa; in tal modo ciascun foro costituisce un risonatore in quarto d'onda all'interno del blocchetto ceramico. I risonatori sono disposti paralleli e con il lato a massa in modo alternato, formando un filtro interdigitato similmente ad una struttura in aria con risonatori **λ/4** cilindrici in scatola di metallo. Ogni risonatore del filtro è tarato con incisione a mezzo LASER della metallizzazione o con abrasione meccanica. Le strutture COMB sono costituite da risonatori coassiali singoli lunghi meno di **λ/4**, accoppiati e caricati da condensatori integrati nel blocchetto o realizzati su strisce separate di allumina; tutti i risonatori sono disposti a massa dal medesimo lato. Generalmente, in entrambi i casi, l'impedenza caratteristica è 50 ohm e la frequenza centrale può essere modificata entro l'intervallo del +/-10% agendo sulla lunghezza elettrica equivalente dei risonatori. Allo scopo non vi è una regola generale ma per ogni caso una soluzione specifica. Dovendo modificare della medesima entità la frequenza di risonanza dei singoli risonatori, è intuitivo che i metodi più semplici si applicano ai filtri con due risonatori. Un altro caso è illustrato alla Ref5. Nel progetto in esame la modifica avviene in 3 fasi:

1) L'involucro in lamierino è aperto ed è sfilata la piastrina dei condensatori d'accoppiamento (Fig13).
2) L'estremità dei due risonatori è limata con utensili diamantati (Fig14-A).
3) Dopo verifica della frequenza centrale, il filtro è riassemblato (Fig14-B).

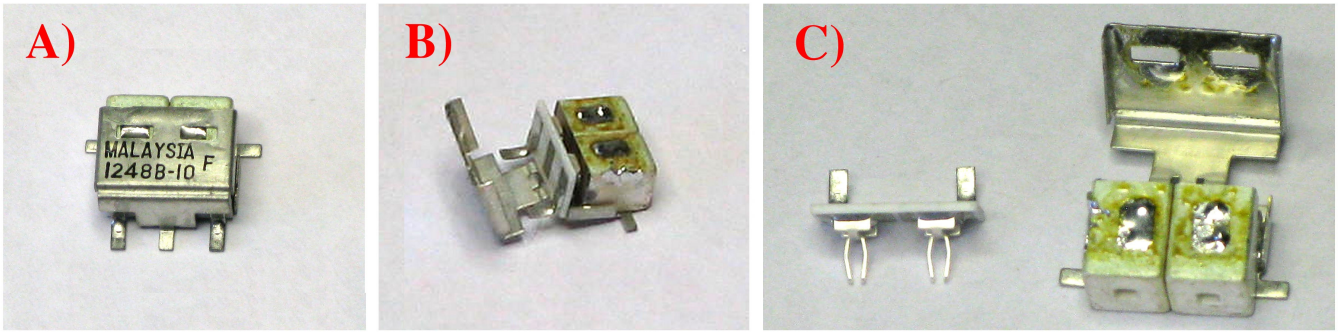
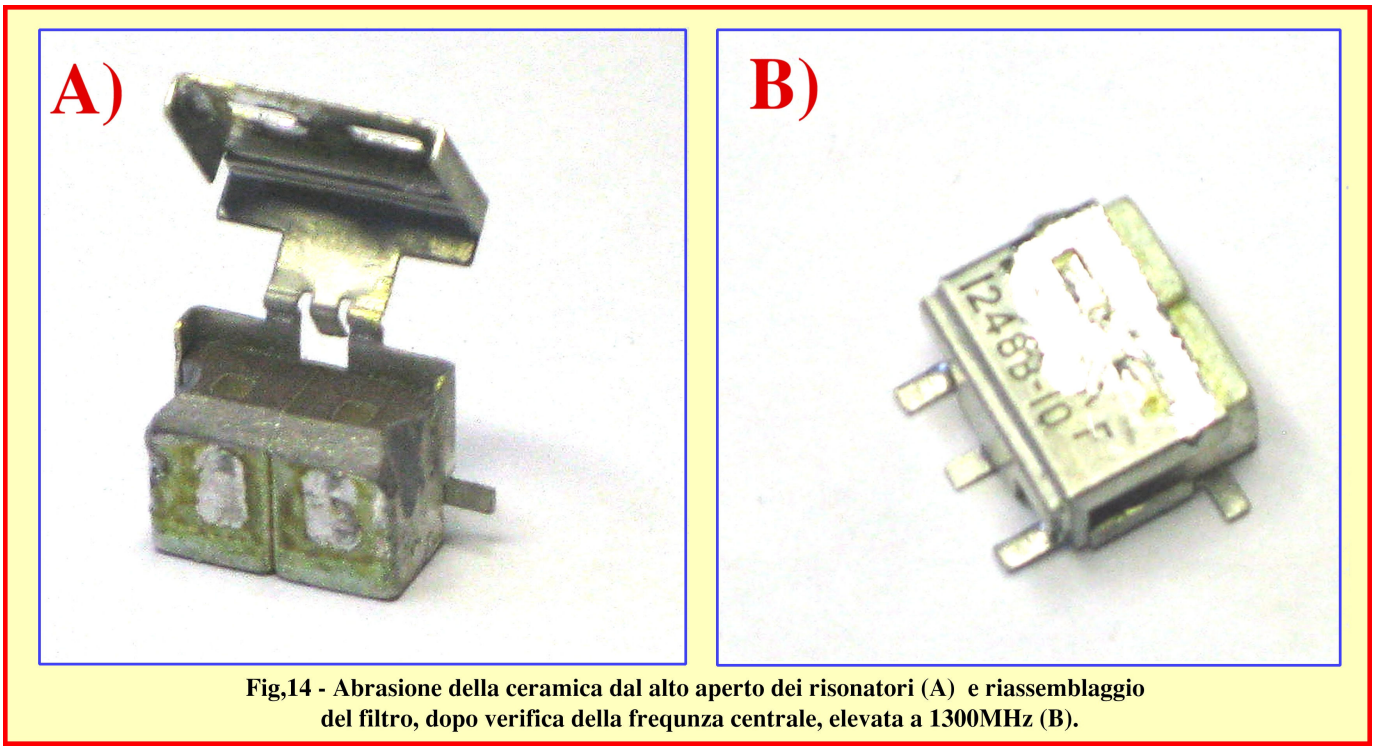


Fig.13 - Il filtro TOKO nelle condizioni originali (A) e dopo apertura con rimozine dell'inserto dei condensatori d'accoppiamento (B,C).

In Fig3 notiamo che la piastrina d'allumina include da un lato tre piazzole metallizzate: quella centrale realizza l'accoppiamento tra i due risonatori via capacità ai bordi (*fringing capacitance*) con le piazzole laterali adiacenti, d'ingresso e d'uscita. Dal lato opposto della piastrina di allumina sono vincolate due mollette elastiche in corrispondenza delle piazzole laterali: queste, inserendosi nei fori metallizzati, collegano il lato caldo dei risonatori e costituiscono i condensatori d'accoppiamento con i terminali d'interconnessione del filtro.



Fig,14 - Abrasione della ceramica dal alto aperto dei risonatori (A) e riassemblaggio del filtro, dopo verifica della frequnza centrale, elevata a 1300MHz (B).

Dalla fig14 notiamo che l'abrasione della ceramica interessa il lato "caldo" con pendenza di circa 45° rispetto l'asse dei risonatori, estendendosi in larghezza per circa 2mm; anche lateralmente i due risonatori richiedono la rimozione di materiale con un solco lungo 4mm e profondo circa 0,5mm. Per la verifica della frequenza di lavoro prima della chiusura/risaldatura dell'involucro, si inserisce temporaneamente l'inserto dei condensatori e premendo il filtro contro un piano di massa si connette l'analizzatore con due *probe* a 50ohm. Con questa abrasione si aumenta il fattore di velocità del tratto terminale delle linee coassiali costituenti i risonatori: ciò equivale ad un accorciamento della lunghezza elettrica e quindi ad un incremento della frequenza di risonanza rispetto le condizioni d'origine. La modifica descritta trova applicazione anche nel progetto illustrato alla Ref8, per la copertura del segmento alto della banda dei 23 centimetri.

BIBLIOGRAFIA

1) **" http://www.downeastmicrowave.com/PDF/A32_pd.pdf"**
2) **" RF Basic Store" : http://stores.ebay.com/RF-Basic-Store**
3) **" Downconverter con oscillatore a quarzo per la banda dei 5,8 GHz"** I2SG – RadioKit 2008/2009.
4) **"Transverter lineare NO-TUNE 23cm/70cm"** I2SG - RadioKit 9/10/11/ 2007
5) **"Termostato di precisione per la stabilizzazione di oscillatori a quarzo"** I2SG Radiokit
6) **" Foundamentals of RF and microwave noise figure measurements" Application Note 57-1 H.P.**
7) **"T/R d'antenna con diodi PIN"** I2SG - Compendium UHF e Microonde- Ed.2001, pag.220
8) **" Preamplificatore selettivo *LOW-NOISE* @ 1240-1270MHz"** I2SG – Radiokit Aprile 2011.