

Downconverter con oscillatore a quarzo per la banda dei 5,8GHz

(Gianfranco Sabbadini - I2SG)



Lo sviluppo di questo convertitore è dedicato agli OM interessati alle comunicazioni ATV o alle moderne tecnologie *wideband* con modulazione di frequenza e di fase nella banda dei 5.8GHz. La buona stabilità in frequenza, la bassa cifra di rumore ed il basso rumore di fase sono le caratteristiche salienti di questo convertitore.

Il processo di conversione è ottenuto con l'impiego di un Oscillatore base con quarzo operante, in nona *overtone*, a 180MHz. Il segnale dell'Oscillatore Locale è ottenuto con l'estrazione diretta dell'armonica desiderata con filtri a risonatori in dielettrico ad alto Q, senza l'impiego di stadi moltiplicatori e con un mescolatore subarmonico bilanciato ad alta efficienza di conversione. Ciò assicura un bassissimo rumore di fase, ordini di grandezza inferiore a quello di qualsiasi oscillatore con risonatore a dielettrico o di quello dei comuni circuiti PLL a singolo anello. La banda RF utile copre il segmento 5780...5920MHz ed i segnali d'ingresso sono traslati in frequenza per 4320MHz, in altre parole convertiti nell'intervallo 1460...1600MHz. Il convertitore può essere alimentato localmente o via cavo coassiale d'uscita al fine di poterlo disporre in prossimità dell'antenna o solidale con l'illuminatore per non degradare la sensibilità - e quindi il rapporto G/T - del sistema di ricezione. In questo caso è stato seguito il criterio di un progetto NO-TUNE, al fine di assicurare la migliore riproducibilità di risultati e costi contenuti. Le prestazioni tipiche ottenute nei primi esemplari costruiti sono: Guadagno di conversione $GT=33\text{dB}$, Cifra di rumore $NF=1,1\text{dB}$, Rumore di fase migliore di $-121\text{dBc/Hz @ }10\text{KHz}$. (limite del sistema di misura disponibile)

1 – PREMESSA : I QUARZI RISONANTI IN “*OVERTONE*”

L'impiego di un segnale generato da un oscillatore a quarzo, o di una sua armonica, per il processo di conversione è la via più semplice per ottenere elevata stabilità in frequenza ed un bassissimo rumore di fase quale particolarmente richiesto nei sistemi più evoluti di modulazione digitale. Nel nostro caso il limite di tale approccio è costituito dalle armoniche stesse dell'oscillatore che non devono ricadere all'interno della banda di frequenze utili d'ingresso e d'uscita (I.F.) del convertitore. In effetti, questa soluzione è universalmente adottata dai radioamatori in microonde per i sistemi di comunicazione a banda stretta (SSB) ove peraltro i segmenti dedicati per questo traffico hanno l'estensione limitata a qualche MHz. Ne consegue che per ottenere bande passanti utili elevate è necessario realizzare oscillatori a quarzo a frequenze di centinaia di MHz. E' una via praticabile poiché, grazie ai componenti oggi disponibili anche nel mercato del surplus, sono fattibili oscillatori con quarzi funzionanti ad un'elevata armonica meccanica (*overtone*). Semmai v'è da chiedersi perchè in campo radiantistico sinora, ci sia limitati a soluzioni datate, limitandosi al funzionamento in terza o quinta *overtone*. Apriamo in proposito una parentesi. Lo studio ed il funzionamento dei risonatori piezoelettrici sono stati sviluppati sul piano teorico sin dagli anni '30 sia in USA sia in Europa ma le applicazioni ed i risultati più rilevanti furono ottenuti in Germania durante il secondo conflitto mondiale nei laboratori Carl Zeiss Jena dal gruppo di scienziati e specialisti del Dott. Gerber. Impiegando risonatori a cristallo di quarzo o tormalina a livello sperimentale furono ottenuti risultati eccezionali per il tempo oltre che applicazioni pratiche di rilievo. Tra queste, da segnalare l'apparecchio per la creazione di “bersagli artificiali” (apparato “Rehbock”) che a termine del conflitto sorprese anche gli analisti Alleati per l'originalità e semplicità. Essenzialmente era un *transponder* passivo per la calibrazione della scala delle distanze nei RADAR, il cui schema è riportato in Fig1. In questo apparecchio, l'impulso del trasmettitore (10KW di picco a 560MHz) è convertito da un mixer a diodi a 25MHz la cui uscita è inviata ad un cristallo risonante a questa frequenza e meccanicamente accoppiato ad una linea di ritardo costituita da un tubo di vetro. Le vibrazioni ultrasoniche del cristallo dovute al treno d'impulsi del RADAR generano un treno d'onde sonore che ad una velocità di circa 6000 m/sec si propagano lungo il tubo sino all'estremità ove subiscono una riflessione totale, ritornando al cristallo dal quale sono state generate eccitandolo alla frequenza propria di risonanza e riconvertendo il segnale acustico in segnale elettrico a 25MHz. Questo segnale è riconvertito dal *mixer* (che è bidirezionale) alla frequenza operativa di 560MHz ed irradiato dall'antenna come un eco,

o meglio una serie d'echi spazati dal tempo di transito nel tubo di vetro, generando quindi altrettanti *markers* delle distanze sul CRT. Il tubo era realizzato con materiale che garantiva un'elevata stabilità della velocità di propagazione con la temperatura (circa $3 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$) ed ogni apparecchio in dotazione era calibrato singolarmente.

Ancor più sorpresi furono gli esperti Alleati durante l'interrogatorio del Dott. Gerber del 30 Novembre 1945, risultando che la Carl Zeiss di Jena produsse elevate quantità di quarzi con taglio a 49° dall'asse cristallografico per il funzionamento a 60MHz. Inoltre gli specialisti del Dott. Gerber furono in grado di produrre alcuni campioni di laboratorio funzionanti a 100MHz, e cristalli di tormalina a 400 MHz. In calce è riportato uno stralcio del testo originale del rapporto. (FIAT Final Report No. 641) E' evidente che a distanza di quasi 70 anni le possibilità dispiegate oggi dalla moderna tecnologia e dall'ampio

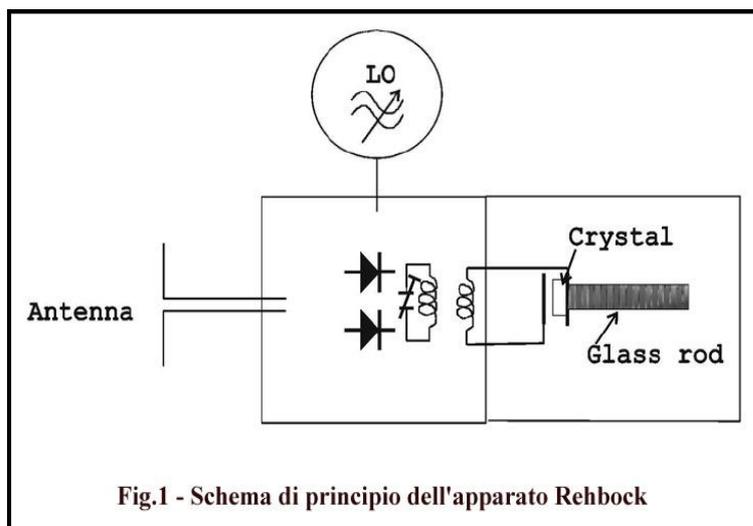


Fig.1 - Schema di principio dell'apparato Rehbock

ventaglio di macchine e strumentazione associate alla fabbricazione dei semiconduttori, consentono una scalata in frequenza utilizzando prodotti commerciali di basso costo e facile reperibilità quali diffusi nelle applicazioni professionali e/o civili di grande volume. I giacimenti di quarzo naturale grezzo idoneo per la fabbricazione di risonatori piezoelettrici si trovano in Brasile e Madagascar ma oggi è prevalentemente utilizzato quarzo sintetico caratterizzato da elevato grado di purezza ed eccellenti proprietà meccaniche. Questo è accresciuto in autoclave da una soluzione alcalina a 400°C e pressione di $10.000\text{N}/\text{cm}^2$. La velocità di crescita è circa 1mm/giorno o inferiore qualora si desiderino caratteristiche superiori.

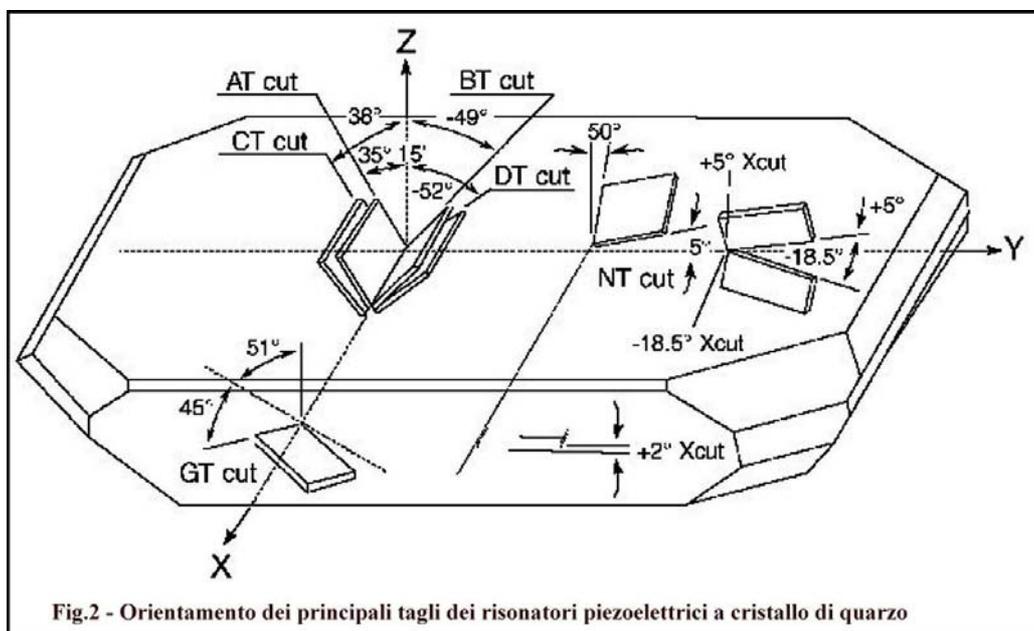


Fig.2 - Orientamento dei principali tagli dei risonatori piezoelettrici a cristallo di quarzo

FIAT Final Report No. 641, (p. 9) (29):

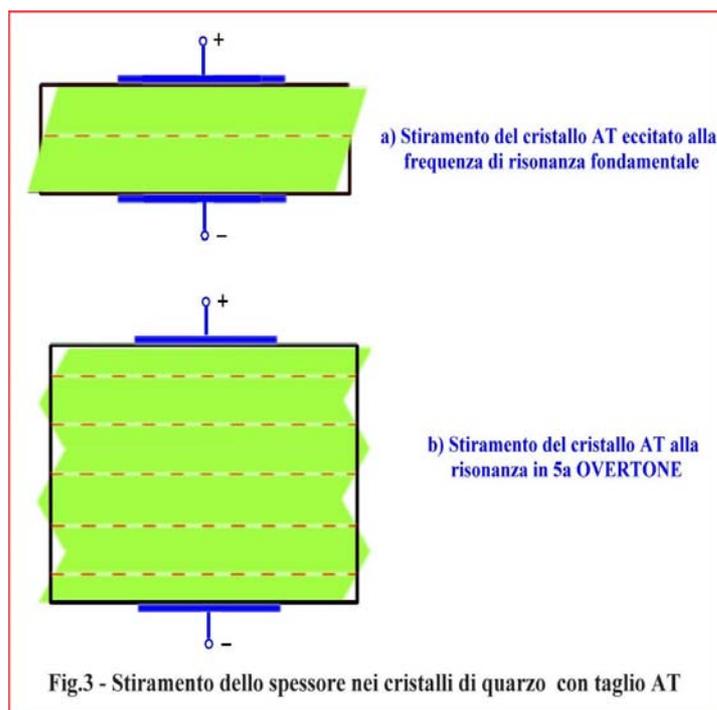
...In response to questions regarding the Zeiss technique of thin-quartz grinding, Gerber stated that quite a large number of plates of 49° cut had been produced at 60 MHz by very careful handwork by very skilful workmen. The laboratory made a very few at 100 MHz, but the reported 200 MHz was projected research only.....Tourmaline crystals were made as high as 400 MHz by skilful handwork. These were 7 mu thick.....

La Fig2 illustra i principali orientamenti - rispetto gli assi cristallografici - del taglio delle piastrine per l'uso come risonatori. Per frequenze superiori a qualche MHz le piastrine di quarzo sono generalmente prodotte con il taglio "AT" (circa 35°15' dall'asse ottico) perché si ottengono caratteristiche superiori di stabilità con la temperatura. Queste piastrine sono sagomate a disco e su entrambi i lati è depositata (generalmente con evaporazione) una piazzola metallizzata per la connessione degli elettrodi. Con l'angolo di taglio AT la frequenza di risonanza nel modo fondamentale vale:

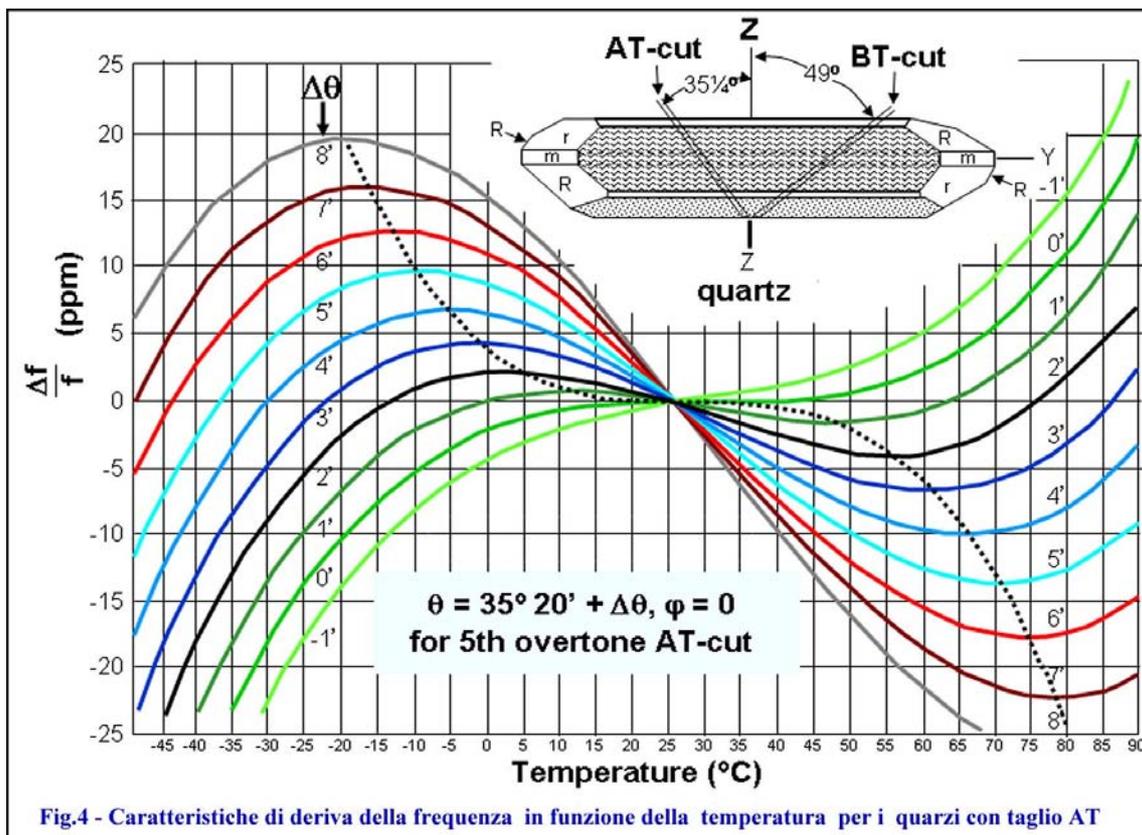
$$f \text{ [kHz]} = 1660/s[\text{mm}] \quad (1)$$

ove "S" è lo spessore del disco in millimetri.. Col taglio AT il cristallo di quarzo risuona per "stiramento" dello spessore come indicato in Fig3 ove le linee tratteggiate sono le linee nodali, ovvero il luogo di punti ove la deformazione del cristallo dovuta al campo elettrico è nulla. Dalla (1) osserviamo che già a 16,6MHz lo spessore del cristallo si riduce ad un decimo di millimetro e soli 37 micron a 45MHz: per tale motivo, generalmente, per frequenze superiori a 30...40MHz i costruttori specificano la frequenza per funzionamento in *overtone*. Vedere Fig3b. Ciò è vero con lavorazioni convenzionali (esempio lappatura) ma con tecniche d'abrasione al plasma (*plasma-etching*) già ampiamente in uso nella fabbricazione dei circuiti a semiconduttore, sono stati prodotti quarzi in modo fondamentale a 170MHz. I modi d'oscillazione d'ordine superiore coesistono con il modo fondamentale e pertanto la scelta del modo desiderato dipende dal circuito elettrico esterno. Essendo la tensione agli elettrodi di polarità opposta il funzionamento in *overtone* esiste solo per multipli interi dispari del modo fondamentale. Infatti, se immaginiamo il cristallo suddiviso in un numero pari di elongazioni, i due elettrodi sarebbero equipotenziali e pertanto all'interno del cristallo il campo elettrico sarebbe nullo e nullo sarebbe l'effetto piezoelettrico.

Da segnalare che le frequenze di risonanza *overtone* differiscono di una piccola percentuale dal multiplo intero della frequenza fondamentale (dell'ordine di centinaia di p.p.m.). La deriva con la temperatura del taglio AT segue una curva di 3° ordine con un flesso disposto tra 25° e 35° C, in funzione dell'angolo di taglio e della lavorazione meccanica. La pendenza al punto d'inversione "Tinv", in altre parole alla temperatura che delimita il cambiamento di segno della deriva, dipende dallo scarto angolare con l'angolo "zero" ove l'andamento del coefficiente di temperatura ha un andamento orizzontale tangente al punto di flesso. La curva tratteggiata in Fig4 indica la posizione delle temperature Tinv per i diversi scarti angolari ΔΦ.

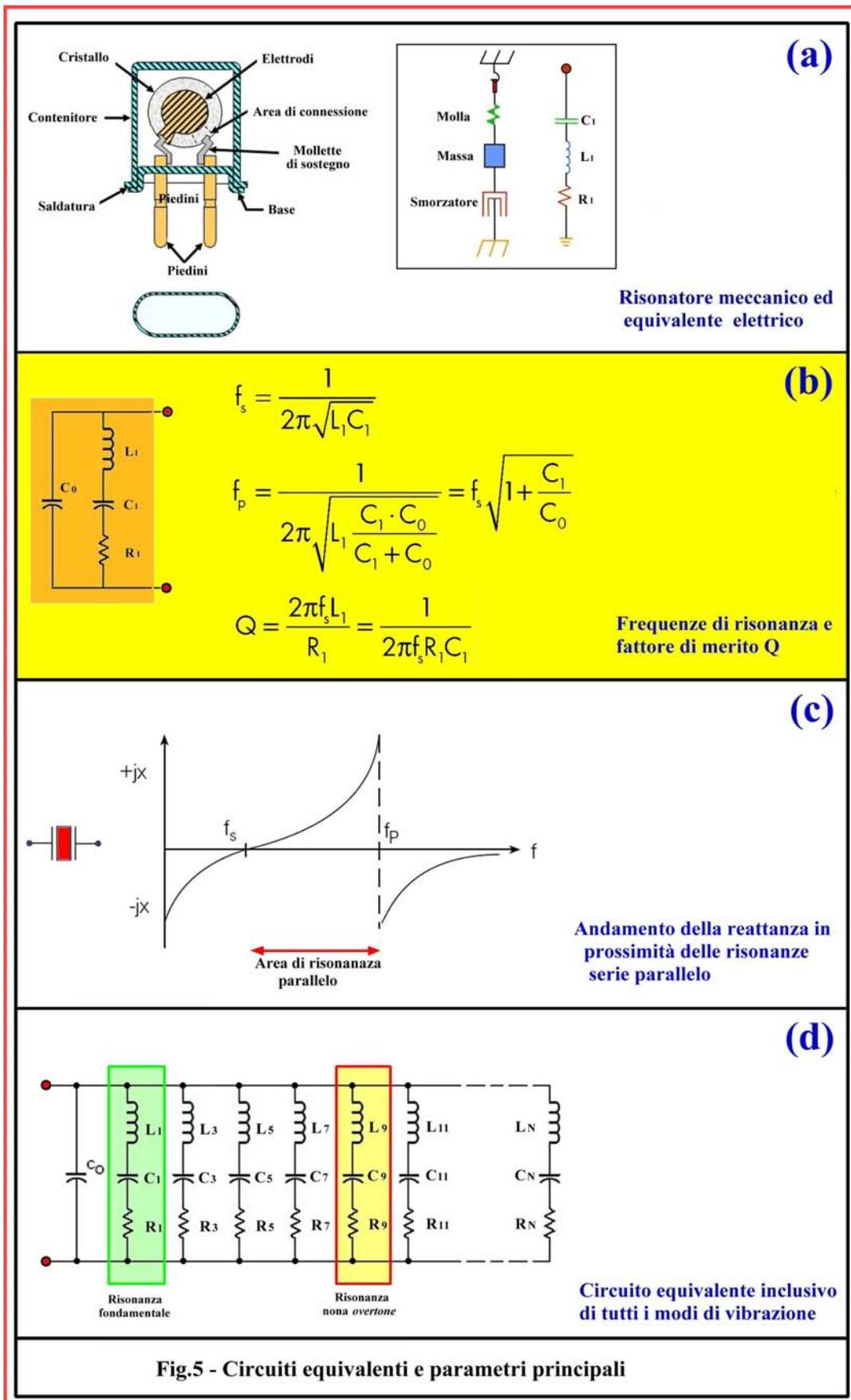


Scegliendo opportunamente l'angolo di taglio, l'andamento del coefficiente presenta 2 punti d'inversione, con un massimo posizionato sotto i 25°C ed un minimo a temperatura superiore. Il punto d'inversione superiore è scelto nel caso il quarzo sia impiegato con un termostato la cui temperatura di funzionamento deve ovviamente coincidere con la temperatura alla quale il gradiente è zero. Notiamo che gli scarti angolari per le diverse curve sono modesti: pochi primi d'arco! I costruttori più qualificati, pochissimi in verità, sono in grado di realizzare e mantenere precisioni angolari entro 10 secondi d'arco ed un costruttore tedesco, leader mondiale del settore, riesce a fare di meglio. Sebbene l'analisi teorica del funzionamento fisico del risonatore piezoelettrico sia complessa, ai fini applicativi questo può essere descritto - in prossimità della risonanza - col semplice circuito equivalente di Fig5b.(Ref1) Tutti i costruttori specificano le caratteristiche dei quarzi con riferimento ad un solo modo di risonanza: fondamentale oppure *overtone*.



In Fig5 notiamo:

- a) Il circuito risonante serie C_1, L_1, R_1 (*motional arm*) descrive la risonanza elettrica che scaturisce dalle vibrazioni meccaniche del cristallo. C_1 ed L_1 sono legate rispettivamente all'elasticità meccanica ed alla massa del cristallo, mentre R_1 esprime le perdite meccaniche. Generalmente il costruttore specifica solo C_1 (*motional capacitance*)
- b) Formule sufficientemente precise sono raccolte in Fig5b. C_0 è la capacità statica dovuta agli elettrodi (piazzole metallizzate) di collegamento del cristallo più la capacità del contenitore. Il rapporto (k) tra C_0 e C_1 esprime il valore dell'interconversione tra l'energia elettrica e meccanica immagazzinata nel cristallo ed è chiamato "**fattore d'accoppiamento piezoelettrico**"; il suo valore è circa 200 per la risonanza fondamentale e cresce con il quadrato del numero *overtone*.
- c) La risonanza in *overtone* presenta un coefficiente di risonanza Q più elevato rispetto alla fondamentale. Ciò anche se la perdita meccanica – espressa da R_1 - aumenta, perché la *motional capacitance* C_1 diminuisce col quadrato del numero *overtone*.
- d) L'andamento della reattanza ai capi del risonatore evidenzia il punto di risonanza meccanica del quarzo. La risonanza serie " f_s " corrisponde al passaggio dallo zero della curva: in questo punto il cristallo presenta un'impedenza minima (resistiva) e la corrente è massima. Oltre questo punto il comportamento è induttivo e quando il valore eguaglia la reattanza di C_0 il cristallo raggiunge la frequenza d'antirisonanza " f_p ": l'impedenza è massima e la corrente è minima. La frequenza " f_p " è intrinsecamente meno stabile. Lo scarto tra f_s e f_p è chiamato "**area di risonanza parallelo**".
- e) La frequenza di risonanza può essere specificata dal costruttore con un carico capacitivo connesso in serie: in questo caso l'impedenza ai capi del quarzo sarà induttiva e la frequenza - definita f_{load} - sarà più alta di f_s .
- f) Nel funzionamento *overtone* è necessario considerare il circuito equivalente di Fig5d, essendo tutti i modi coesistenti col fondamentale.



Quanto brevemente esposto in modo semplificato consente di illustrare le scelte e motivazioni perseguite nell'impostazione dell'oscillatore locale e mescolatore, risultando questi suscettibili di successivi sviluppi per applicazioni almeno sino alla banda **K** (24GHz)

2 - IL CIRCUITO

Lo schema elettrico del "Downconverter" è riportato in Fig6. Il convertitore - realizzato in tecnologia *microstrip* - comprende 2 stadi d'amplificazione RF a basso rumore (**Q1**, **Q2**), un Oscillatore Locale (**Q3**, **U1**) con frequenza controllata da un quarzo funzionante in *overtone* a 180MHz, un *mixer* bilanciato sub-armonico con diodi Schottky (**U5**) ed un post-amplificatore con MMIC a basso rumore. I componenti attivi utilizzati sono: 2 MESFET uguali tipo Avago ATF36077 con polarizzazione di *gate* nulla (*zero-bias*), 2 amplificatori RF monolitici (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*), un transistor NPN ad alta frequenza di taglio e 2 regolatori di tensione a 3 terminali. Il circuito d'ingresso a 5,8GHz e gli stadi RF sono i medesimi del convertitore con **DRO** descritto alla Ref2.

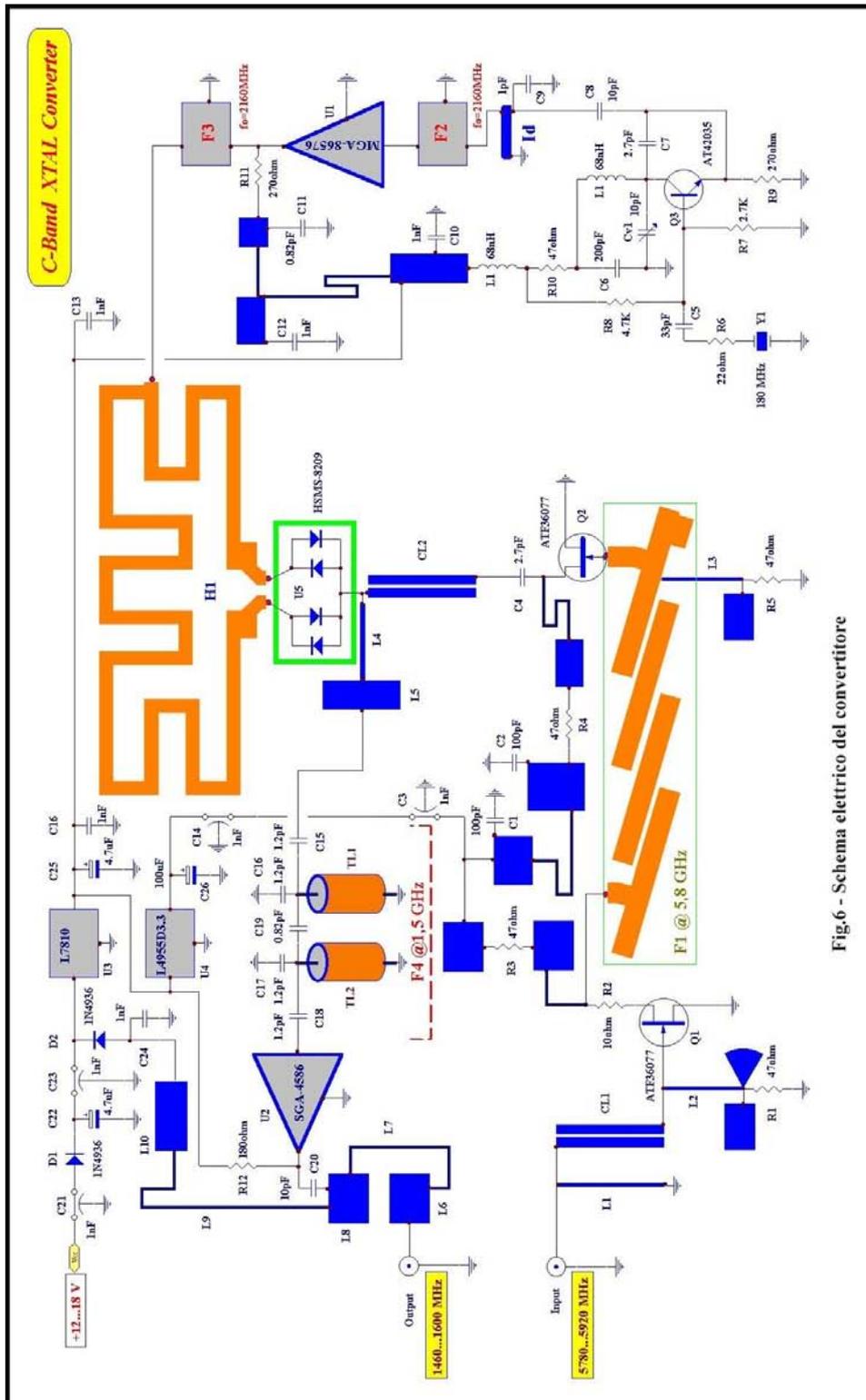
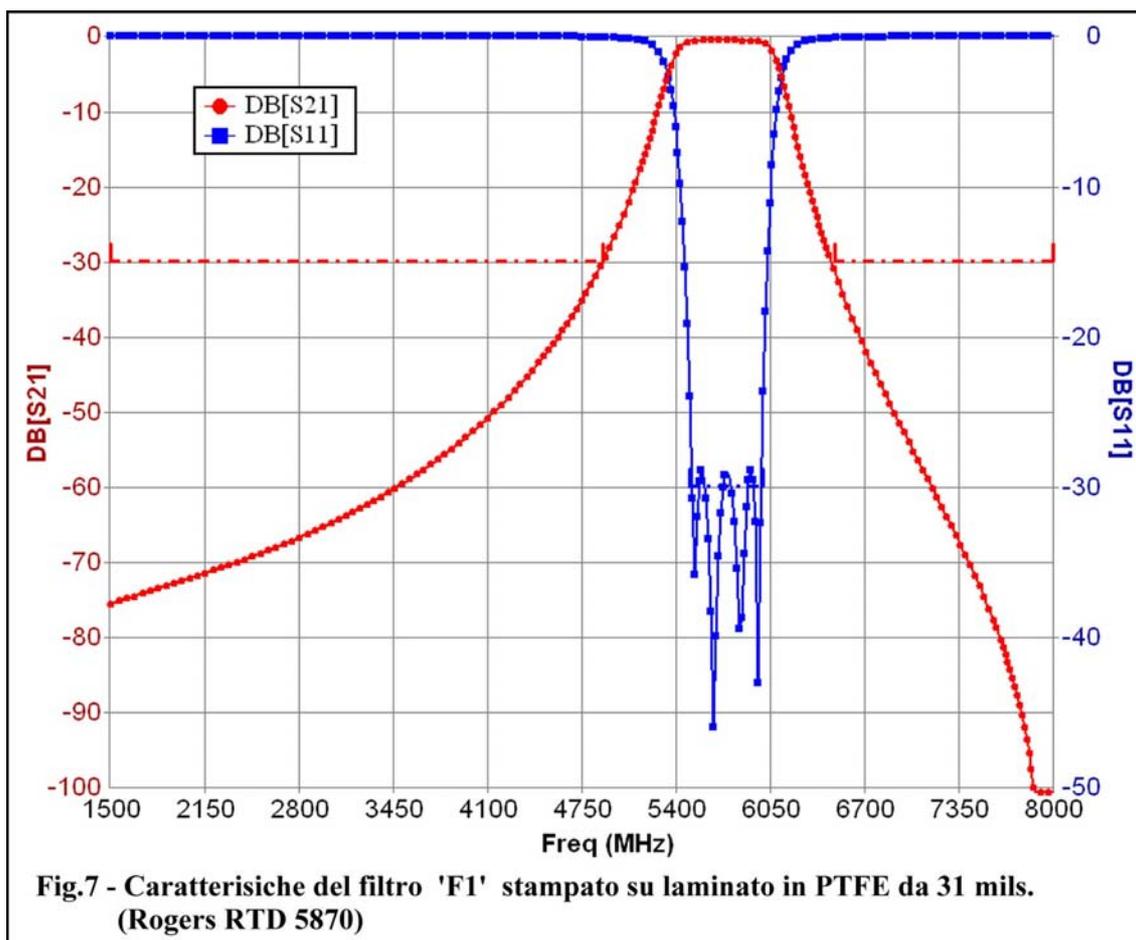


Fig.6 - Schema elettrico del convertitore

Il filtro **F1** a 5,8GHz è mantenuto relativamente largo per garantire un'ottima riproducibilità col circuito stampato e bassa perdita d'inserzione, compatibilmente con l'esigenza di sopprimere le risposte indesiderate. Consultando le caratteristiche di Fig7, le principali sono sopresse dal filtro **F1** come segue:

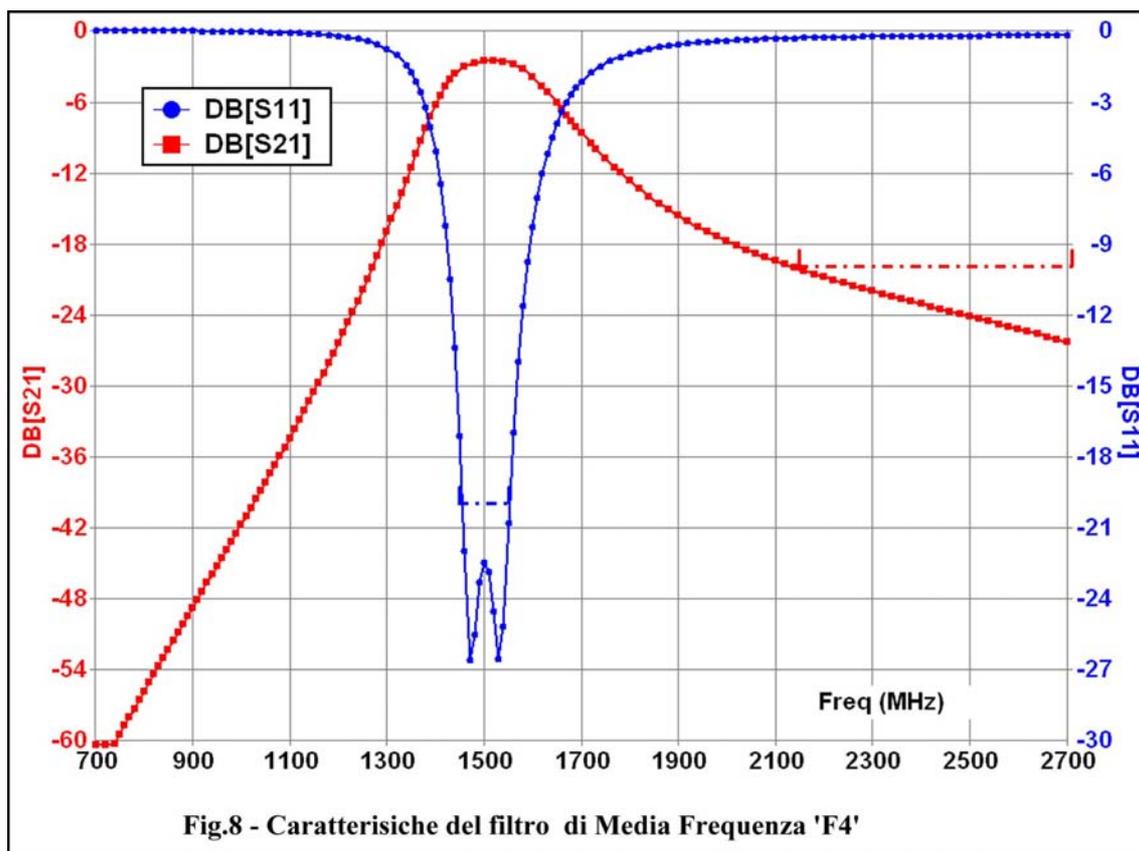
- | | |
|---|--------------------|
| 1) Frequenza immagine: $IF + LO = 4320 - (1460...1600) = 2720...2860\text{MHz}$ | $A < -66\text{dB}$ |
| 2) Reiezione IF: $1460...1600\text{MHz}$ | $A < -75\text{dB}$ |
| 3) Conversione OL sub-armonica: $IF + LO/2 = IF + 2160\text{MHz} = 3620...3760\text{MHz}$ | $A < -56\text{dB}$ |
| 4) Conversione OL sub-armonica: $2xOL-IF = 8640 - (1460...1600) = 7040...7180\text{MHz}$ | $A < -55\text{dB}$ |

Ai valori indicati vanno sommate le attenuazioni introdotte dagli accoppiatori in quarto d'onda (**CL1**, **CL2**) e le perdite aggiuntive dello stadio mescolatore alle relative frequenze.



Il segnale RF ed il segnale IF sono connessi alla giunzione dei 4 diodi Shottky dello stadio *mixer* con un semplice *duplexer* costituito da **C4**, **CL2**, **L4**, **L5**. Il segnale RF transita nel filtro passa-alto, costituito da **C4** e **CL2**, isolando **Q2** dal segnale IF. Il segnale IF transita nel filtro passa-basso, costituito da **L4**, **L5**. **L4** è un tronco di linea ad alta impedenza prossimo ad un quarto d'onda a 5,8GHz e che - essendo chiuso dal lato IF su bassa impedenza - blocca il segnale RF. Il filtro di Media Frequenza **F4** ad 1,5GHz utilizza una coppia di risonatori coassiali ceramici e 5 condensatori. I due risonatori ceramici hanno impedenza caratteristica $Z_0=150\text{ohm}$ e lunghezza elettrica di 60° ad 1,5GHz. La risposta in frequenza complessiva di **F4** in cascata con **L4+L5** è data in Fig8: la larghezza della banda passante @-3dB è 230MHz e la perdita d'inserzione- prevalentemente dovuta ai risonatori ceramici - vale circa 2,6dB. Questo filtro attenua di circa 20dB il residuo di portante a 2160MHz presente all'uscita IF, in altre parole del segnale dell'Oscillatore Locale che pilota il mixer bilanciato sub-armonico. L'amplificatore 'U2' di Media Frequenza è costituito da un MMIC a singolo stadio (SGA-4586) con Cifra di rumore contenuta (NF=1,9dB), 20dB di guadagno e discreta dinamica. (Pout ad 1dB di compressione =15dBm; punto d'intercetta OIP3= +28dBm)

L'uscita dell'amplificatore SGA-4586 è accoppiata (da **C10**) ad un semplice filtro passa-basso costituito dalle *microstrip* **L6, L7, L8**.



Gli stadi d'amplificazione RF sono alimentati con una tensione di 3,3V ed il resto del circuito con 10V. La tensione nominale di funzionamento del convertitore è 12...18V, con protezione per l'inversione della polarità (**D1,D2**) ed è prevista l'alimentazione locale o via cavo coassiale all'uscita IF, con la rete costituita da **L9, L10** e **C14** per la separazione della componente continua.

3 – L'OSCILLATORE LOCALE

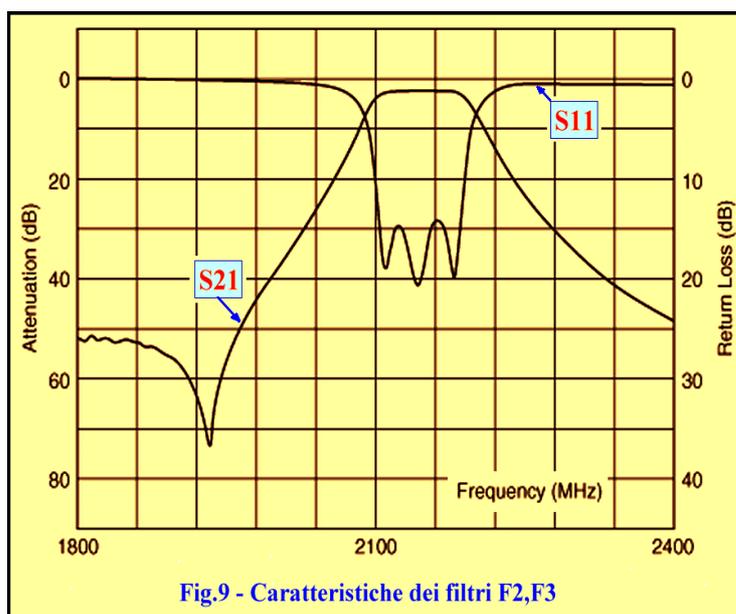
L'oscillatore locale ed il *mixer* sub-armonico sono le parti innovative di questo progetto. L'idea base che ha ispirato lo sviluppo dell'oscillatore, poggia su 2 obiettivi concatenati:

- 1) **Circuito oscillatore con quarzo eccitato ad elevato numero di overtone.**
- 2) **Estrazione diretta dall'oscillatore di un'armonica d'ordine elevato ed ampiezza discreta.**

In altri termini si è cercato d'ottenere, da un singolo stadio, un segnale utile a frequenze di gigacicli con caratteristiche di stabilità e pulizia spettrale di un risonatore a quarzo. Naturalmente ciò implica la rinuncia a caratteristiche d'eccellenza non compatibili con gli obiettivi citati. Ad esempio l'eccellenza in termini di rumore di fase quale richiesta per uno strumento di misura o un generatore campione può essere perseguita solo con funzionamento esclusivamente lineare degli elementi attivi, forzando sistemi di controllo automatico di guadagno (AGC), scelta oculata di transistori e amplificatori con basso rumore *flicker* (rumore di scintillamento), sistemi d'alimentazione "assolutamente "puliti" e quarzi speciali frutto di processi di selezione, lavorazione e pre-condizionamento particolari che conducono a circuiti complessi oltre che molto costosi. In questa applicazione invece si è perseguito un obiettivo di sintesi per la massima semplicità circuitale e basso costo, con l'uso d'elementi standard fabbricati in grandi volumi, concretizzando un risultato di tutto rispetto e complessivamente superiore a quanto sinora noto a livello radiantistico.

Il quarzo utilizzato è stato scelto tra i prodotti *commodity* più diffusi, fabbricato dalla Tele Quarz e con frequenza nominale di 100MHz in 5a *overtone*. In tal modo le frequenze *overtone* sono multiple dispari di 20MHz (essendo il modo fondamentale pari a $100/5=20\text{MHz}$) ovvero: 140, 180, 220, 240, 300MHz etc. Con un singolo quarzo siamo in grado quindi di scegliere la vibrazione *overtone* la cui armonica sia compatibile per la copertura della banda radiantistica di nostro interesse, rispettando i requisiti di pulizia spettrale e soppressione delle risposte indesiderate. Contestualmente è stato posto un altro vincolo: il multiplo della frequenza *overtone* scelta deve soddisfare l'esigenza di poter utilizzare filtri di banda ceramici standard, quali disponibili in una vasta gamma e prodotti da grandi Case come Toko, Epcos, Murata, per impiego specifico nella telefonia e disponibili anche nel mercato surplus a costi ragionevoli. Questi filtri sono necessari per estrarre l'armonica desiderata, in altre parole il segnale alla frequenza dell'Oscillatore Locale, che opportunamente amplificato pilota lo stadio mescolatore. Tali filtri sono costruiti con diverse tecnologie sia in strutture discrete, vale a dire con risonatori singoli e condensatori d'accoppiamento, sia in strutture monolitiche. Queste ultime sono le più recenti: trattasi generalmente di filtri costituiti da linee risonanti lunghe un quarto d'onda in struttura "*comb-line*" ovvero disposte parallele ed accoppiate sia dal campo elettrico sia dal campo magnetico ed hanno la chiusura a massa dal medesimo lato. Fisicamente le linee sono costruite con fori longitudinali metallizzati (con rame o argento) in un blocchetto di ceramica sinterizzato ad alta temperatura; 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.(in prossimità del ventre di tensione) Piccoli spostamenti della banda passante (5...10%) sono praticabili in modo semplice e ripetitivo come già ampiamente dimostrato in altre applicazioni (Ref4) Con riferimento allo schema di Fig6 i filtri di selezione sono **F2,F3** che sono a 3 risonatori (6 poli) con funzione di trasferimento Tchebycheff, banda passante larga 60MHz e 2,5dB di perdita d'inserzione.(Fig9)

Notiamo che l'armonica scelta per il processo di conversione di frequenza ($180 \times 12 = 2160\text{MHz}$) cade entro la banda-passante dei filtri, che non richiedono pertanto alcuna modifica. L'attenuazione di tutte le righe di spettro indesiderate presenti all'uscita dell'oscillatore – ed in particolare di quelle adiacenti ($180 \times 11 = 1980\text{MHz}$ e $180 \times 13 = 2340\text{MHz}$) – supera i 40dB per ciascun filtro, per un totale quindi di 80dB alla porta OL del mixer sub-armonico. Per un buon isolamento dell'oscillatore dal mescolatore è necessario che l'amplificatore monolitico **U1** abbia un basso guadagno inverso. Questa esigenza è ben soddisfatta dall'MMIC tipo MGA-86576, prodotto



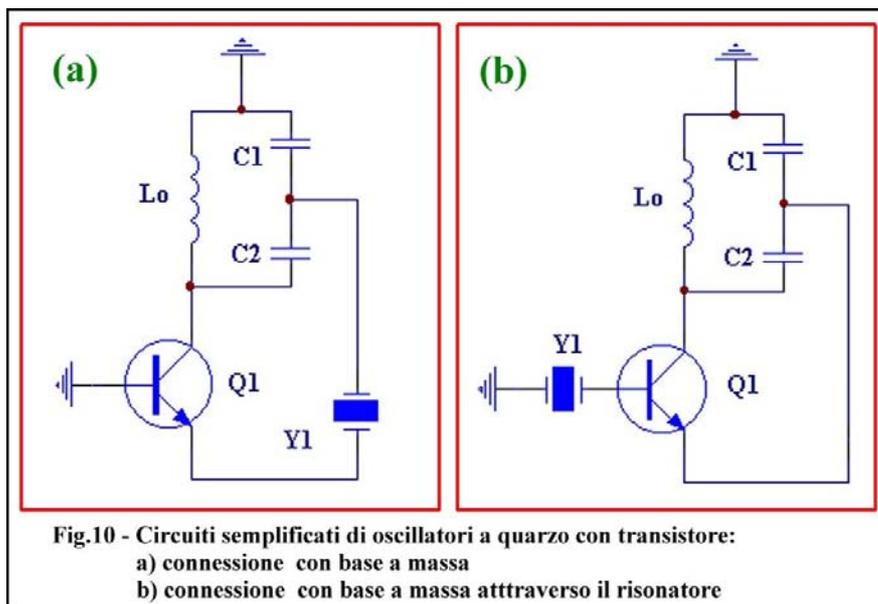
da Avago Technologies. Trattasi di un amplificatore a 3 stadi, in contenitore ceramico a 4 terminali, con guadagno diretto di 24...25dB ed isolamento (S12) di ben -47dB a 2GHz. Considerando il fattore di bilanciamento dell'anello ibrido '**H1**', le perdite dei filtri e l'isolamento di '**U1**', il segnale RF inviato ai diodi del mescolatore giunge all'oscillatore attenuato di circa 70dB. Il circuito dell'oscillatore ricalca quanto già sperimentato da oltre 20 anni in altri progetti (incluso quello alla REF4) con transistori PNP a basso rumore e quarzi in quinta *overtone*. E' un circuito riportato anche nella letteratura specialistica (REF3) ma poco diffuso. A frequenze elevate la connessione generalmente usata è a base comune come riportato in Fig10a. Salendo con il numero di *overtone* è necessario che l'anello di reazione esibisca la necessaria selettività per selezionare il modo desiderato ed il transistor introduca uno sfasamento minimo. Queste sono condizioni ben soddisfatte dalla connessione a base comune: essendo l'impedenza d'uscita molto alta, il collettore non carica il circuito risonante e lo sfasamento - con frequenza di taglio "**ft**" del transistor almeno 10 volte quella d'oscillazione - è trascurabile.

Il limite di tale soluzione è la corrente RF che transita nel quarzo: essendo quella d'emettitore, è necessario contenere la corrente di lavoro per non sollecitare il cristallo generando instabilità o problemi ancor più gravi. Apriamo in proposito una parentesi. La potenza dissipata nel cristallo ($P_q = [I_q]^2 \cdot R_1$) deve essere contenuta a valori modesti per evitare di avvicinarsi alla soglia massima d'elasticità del quarzo con effetti indesiderati di rumore, oscillazioni parassite, deriva indotta e danni permanenti. Già con la potenza di 1 milliwatt ed un coefficiente di risonanza $Q = 100.000$, la potenza reattiva equivalente - scambiata tra induttanza e capacità *motional* del cristallo - è 100W! Salendo con il numero di *overtone* la potenza massima scende ed i costruttori qualificati ne definiscono il valore (generalmente inferiore al milliwatt, per i quarzi standard in quinta *overtone*) Questa limitazione collide con l'obiettivo di generare con un singolo stadio un segnale utile a frequenze di gigacicli. Due strade percorribili per una soluzione sono: impiegare amplificatori monolitici a larghissima banda ed alto guadagno (MMIC) o transistori ad elevata frequenza di taglio ($>10\text{GHz}$) con la configurazione di Fig10b. La seconda soluzione è la strada scelta per questo convertitore, anche per evitare di ricorrere a componenti "esotici", difficili da reperire e gestire a livello radiometrico. Nel circuito di Fig10b la corrente che scorre nel cristallo - in prima approssimazione - è quella di collettore diviso per il guadagno di corrente alla frequenza di lavoro (h_{fe}), che vale:

$$h_{fe} = f_T / f \quad (2)$$

Ove " f_T " è la frequenza di taglio del transistor. Ad esempio, con $f_T = 10\text{GHz}$ e corrente RF al collettore di 10mA, alla frequenza di 400MHz abbiamo $h_{fe} = 25$ e corrente nel cristallo $I_q = 0,25\text{mA}$. Limite di questo circuito è la suscettibilità ad auto-oscillazione essendo tutti i terminali del transistor sospesi da massa - per le componenti RF - e per le capacità ed induttanze parassite del dispositivo e d'interconnessione.

Per rimuovere l'instabilità è stata condotta un'analisi del circuito con calcolatore ed un programma dedicato. Il problema è stato evidenziato analizzando la parte reale dell'impedenza d'ingresso $\text{Re}[Z_{in}]$ (al terminale di base) del circuito di Fig11a: questa assume - correttamente - valori negativi in corrispondenza della risonanza del circuito di collettore per effetto della reazione interna positiva e quella esterna collettore-emettitore, ma è negativa anche per frequenze molto discoste.



Gli intervalli 250...700MHz e 1800...2700MHz indicati in color rosso, sono le bande entro le quali - richiudendo la base a massa attraverso il quarzo - avremmo un'oscillazione parassita con frequenza determinata prevalentemente alla capacità parallelo C_0 del cristallo (nel nostro caso 4...8pF in funzione del contenitore metallico impiegato) e relative piste d'interconnessione. Queste aree d'instabilità sono rimosse semplicemente ponendo in serie al circuito di base una resistenza di valore pari o superiore a quello negativo emerso dall'analisi. Con 22ohm il circuito e relativo andamento di $\text{Re}[Z_{in}]$ si modificano come riportato in Fig11b. Questa resistenza induce una modesta riduzione del Q del quarzo, essendo quella equivalente del ramo serie tipicamente 70...150ohm. (nona *overtone* a 180MHz) Il lavoro d'analisi è completato chiudendo la base verso massa con il cristallo. Pertanto, è inserito il circuito equivalente del quarzo e tracciata la risposta di Bode a spira aperta, in pratica l'andamento del guadagno (modulo e fase) in funzione della frequenza, come illustrato in Fig10c.

Il circuito è aperto alla connessione d'emettitore con il partitore capacitivo **C1/C2** che accoppia il collettore. La risposta in frequenza è visualizzata con uno *sweep* largo (100...4000MHz) ed un altro molto stretto.(179,968MHz...180,031MHz) Nello *sweep* largo osserviamo che il picco di risonanza dovuto al circuito accordato di collettore è sufficientemente stretto per selezionare l'*overtone* desiderato, essendo l'unico intervallo con guadagno superiore all'unità. Nello *sweep* stretto osserviamo il dettaglio a 180MHz: il guadagno d'anello è di 6,1 volte e lo sfasamento al picco della risonanza del quarzo è prossimo a zero, ($\Phi = 7,8^\circ$) come richiesto per un corretto funzionamento.

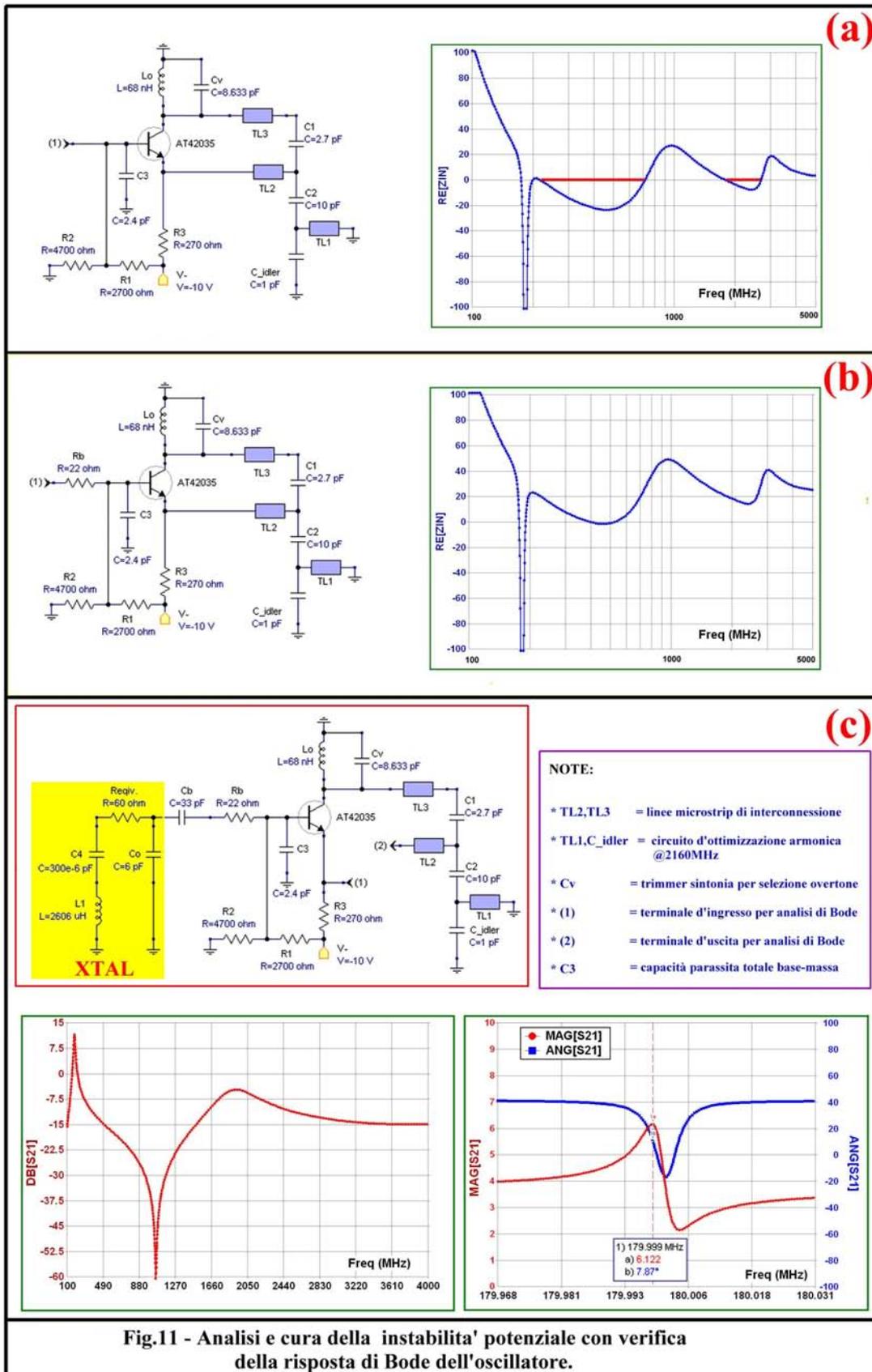
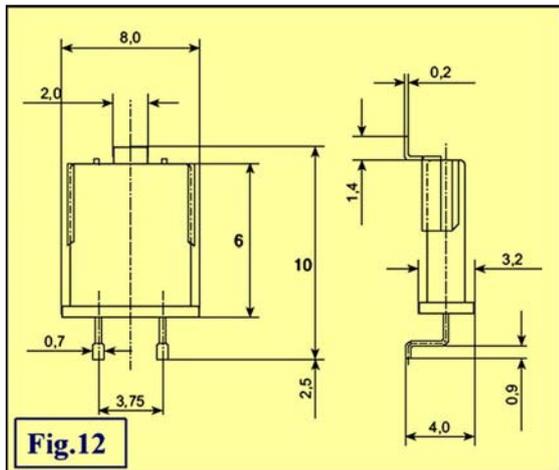
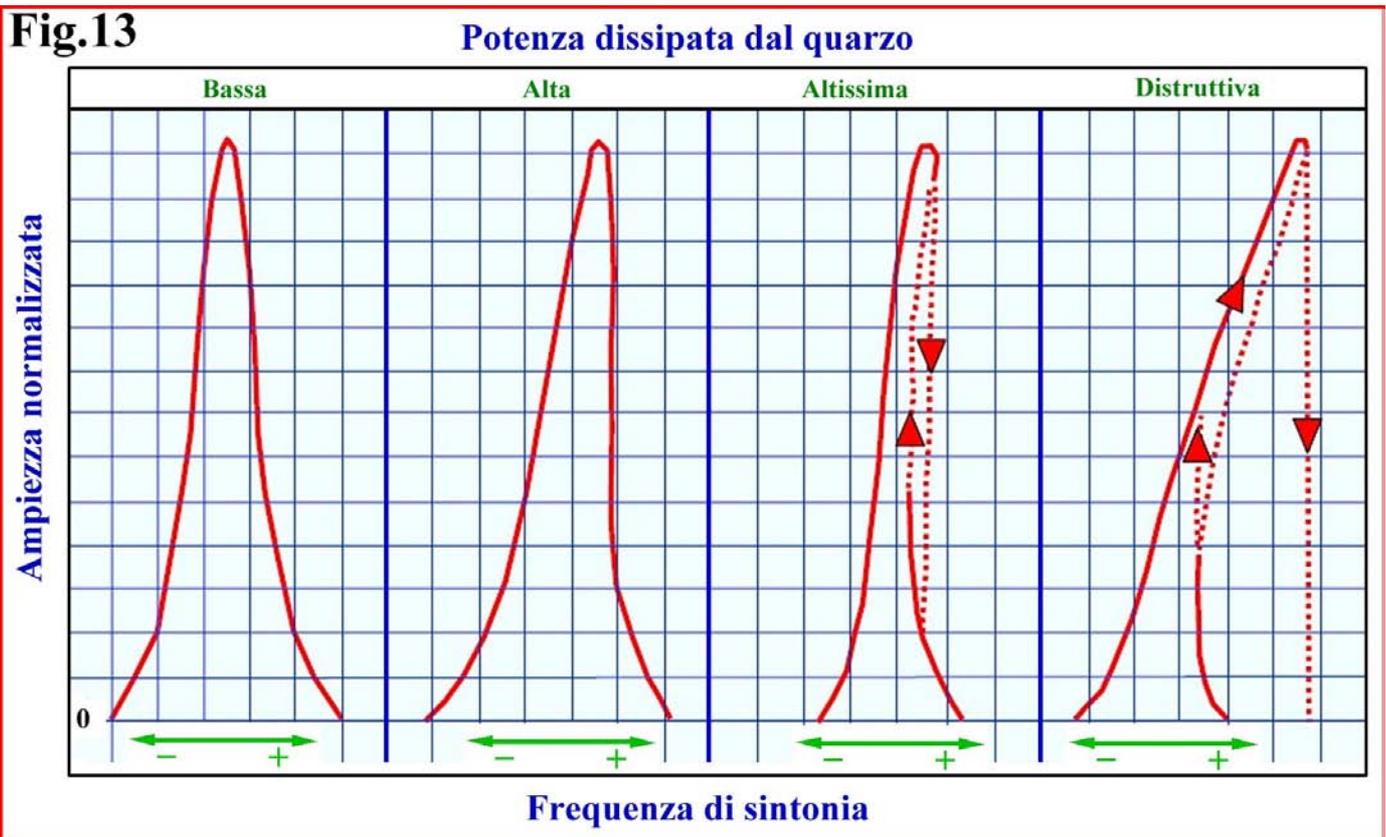


Fig.11 - Analisi e cura della instabilita' potenziale con verifica della risposta di Bode dell'oscillatore.



Da notare che il condensatore **Cb** è inserito per “tagliare” i modi inferiori nel caso di *overtone* elevati ed eventualmente bloccare la tensione di polarizzazione di base con una resistenza aggiuntiva d’alto valore connessa in parallelo al quarzo. Una tensione continua ai capi del quarzo induce una deformazione piezoelettrica (statica) del cristallo, ma di ciò non sono stati evidenziati gli effetti. Il circuito descritto è stato riprodotto più volte e con quarzi diversi, confermando ripetitività di risultati. Con i medesimi quarzi del convertitore e senza modifiche circuitali, è stato verificato il funzionamento sino alla 17ma armonica, corrispondente a 340MHz. Il limite dipende dalla capacità parallelo **Co**: piuttosto elevata, a causa delle piccole dimensioni del contenitore

metallico.(tipo HC-52/U, Fig12) La capacità parallelo misurata è 8pF, più 2,4pF, calcolati, dovuti al circuito. Circa la potenza effettiva dissipata dal quarzo non è possibile misurarne il valore, ma è stata verificato sperimentalmente essere modesta e ben inferiore ai limiti d’elasticità non lineare e sovraccitazione del cristallo. La prova è molto semplice. Ruotando il *trimmer* di sintonia del circuito accordato di collettore dalle frequenze basse a quelle alte e viceversa si osserva l’andamento dell’ampiezza dell’oscillazione (con oscillografo o analizzatore di spettro) ed i punti d’innesco/disinnesco dell’oscillatore. La condizione ideale – quale riscontrata nel nostro caso – è quella di una perfetta simmetria dell’andamento con la sintonia, indipendentemente dal verso dell’escursione e senza isteresi dei punti d’innesco/disinnesco. Il comportamento nei diversi livelli d’eccitazione è schematizzato in Fig13.



E’ una verifica molto semplice che dovrebbe essere sempre fatta, costituendo anche un pre-requisito per il funzionamento degli oscillatori controllati a quarzo alle basse ed alte temperature evitando pesanti derive nel tempo o amare sorprese...

4 – IL MIXER SUBARMONICO BILANCIATO

Lo stadio mescolatore di questo convertitore ha un'architettura ben nota nel settore professionale, ma pressoché sconosciuta tra i radioamatori che - per i *mixer* sub-armonici (con $N=2$) - ricorrono quasi esclusivamente ad un circuito asimmetrico con 2 diodi connessi in parallelo. (Ref7) Nel circuito equivalente di Fig14 il segnale dell'Oscillatore Locale pilota in controfase, con un trasformatore, 2 coppie di diodi connessi in parallelo "back to back". Alla giunzione dei 4 diodi convergono un filtro passa-alto (HP) ed un passa-basso (LP) costituendo un *diplexer* per la separazione dei segnali RF ed IF. Per ogni ciclo del segnale **OL** si ottengono due cicli di chiusura alla giunzione dei 4 diodi. In questo punto la tensione **OL** è virtualmente nulla, essendo le tensioni **OL** applicate ai diodi uguali e di segno contrario. Analogamente il segnale RF al terminale **OL** è nullo perché nulla è la differenza di potenziale RF all'avvolgimento secondario connesso ai diodi. La traduzione del circuito in Fig14 nello spettro delle

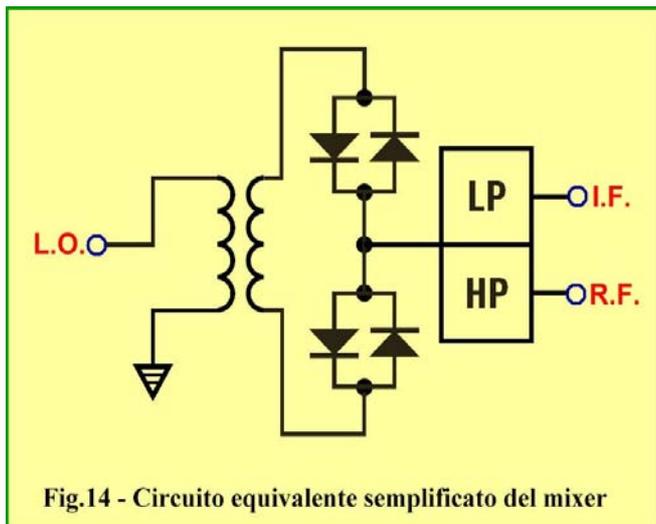
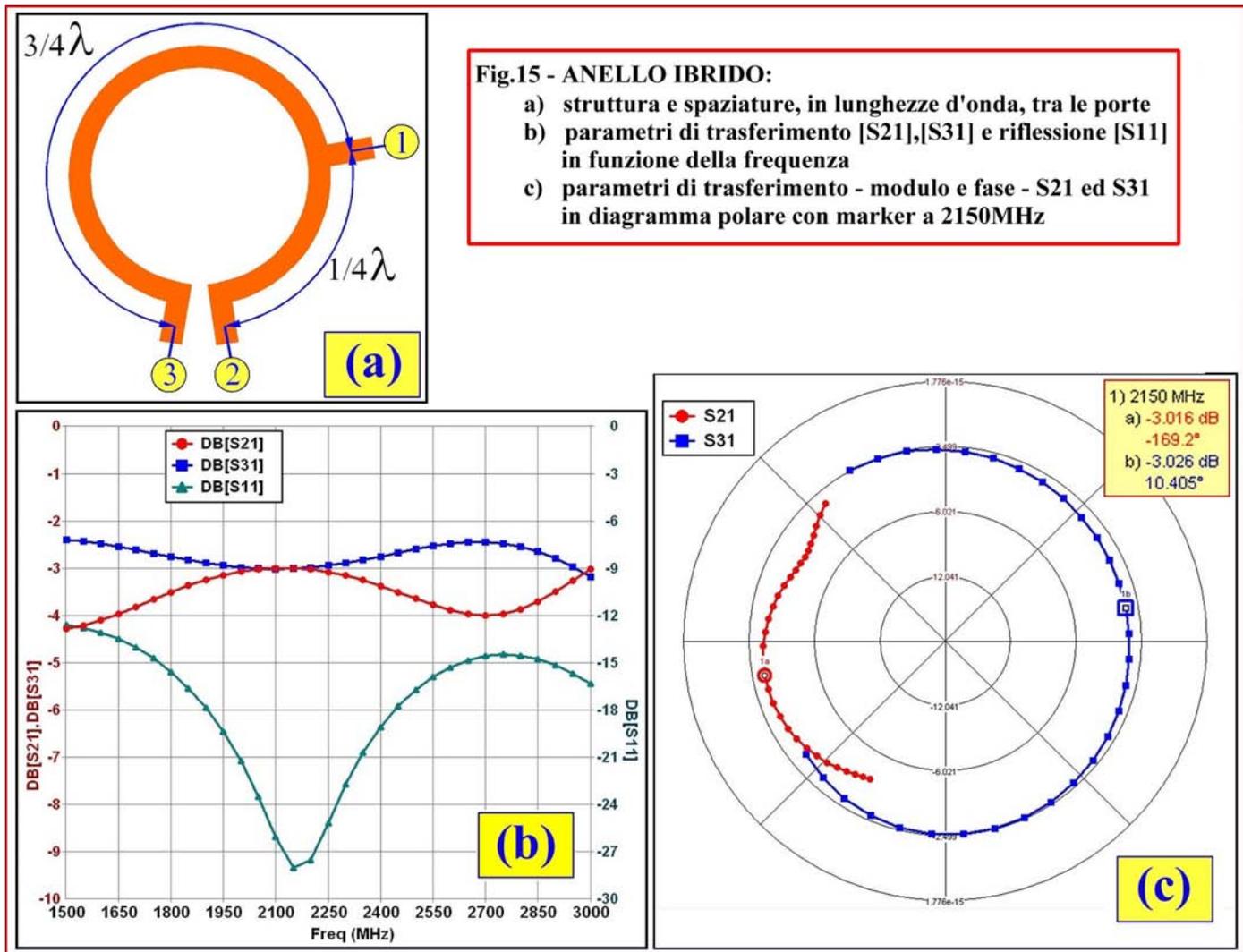


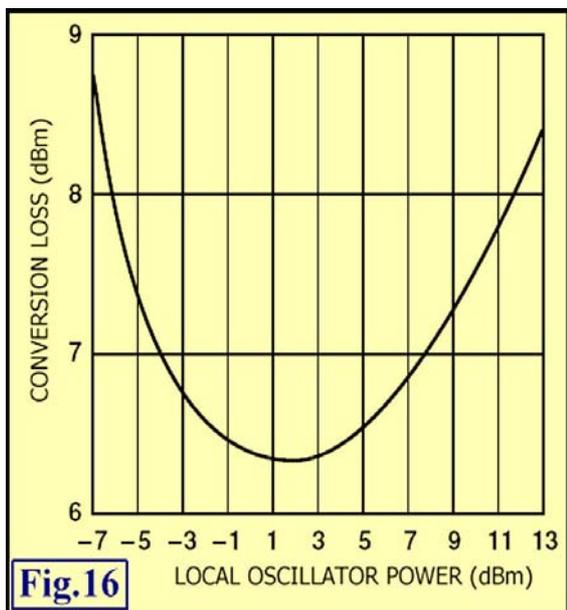
Fig.14 - Circuito equivalente semplificato del mixer

microonde consta nel sostituire il trasformatore con una linea di trasmissione lunga una lunghezza d'onda ed alimentata dal segnale **OL** alla distanza di un quarto d'onda da un'estremità, come illustrato in Fig15a. La potenza d'ingresso al terminale (1) è suddivisa in parti uguali ai carichi connessi ai terminali (2) e (3) ed i relativi segnali sono tra loro sfasati di 180° a causa della diversa lunghezza del percorso. Pertanto, unendo le porte (2)(3) il segnale d'uscita è nullo. In altre parole, un segnale "comune", vale a dire riferito a massa, applicato alla porta (1) emerge alle porte (2) e (3) come segnale differenziale e nullo come somma. Per tale caratteristica il circuito è chiamato "anello ibrido".

Nel nostro caso l'anello ibrido è realizzato con una microstriscia sul circuito stampato (*microstrip*) sagomata a meandro per un conveniente utilizzo dello spazio. (vedere il componente **H1** nello schema di Fig6) Il dimensionamento della *microstrip* è stato fatto al calcolatore con l'ausilio di un programma di simulazione elettromagnetica ed un'opera paziente di "cut and trial", in parole povere con una serie di simulazioni intercalate da modifiche al disegno fisico del circuito stampato: ciò per ottenere la massima precisione in ampiezza e fase delle tensioni di segnale **OL** che pilotano le 2 coppie di diodi. In Fig15b-c sono riportati i grafici con i valori numerici a 2150MHz. Alla frequenza di 2150MHz i segnali **OL** alle porte (2)(3) sono tra loro in opposizione di fase ($169,2+10,4=179,6^\circ$) ed hanno uguale ampiezza, con errore minore di 0,1dB. Nell'intervallo 2000...2300MHz la deviazione angolare e lo scarto in ampiezza sono ancora accettabili per il corretto funzionamento del mescolatore: $\pm 10^\circ$ e circa 0.15dB. I 4 diodi, prodotti dalla Avago Technologies, sono del tipo Schottky (giunzione metallo-semiconduttore) a bassa barriera, in struttura monolitica ed assemblati in contenitore plastico a 4 terminali. Sono tra i migliori prodotti oggi in commercio, potendo lavorare sino alla banda **Ka** ed oltre, con un sacrificio delle prestazioni accettabile. Nonostante il contenitore plastico, la massima capacità totale è solo 0,26pF con un ottimo accoppiamento che si traduce in una differenza minore di 0,04pF tra i 4 diodi. L'accoppiamento dei diodi, unitamente alla precisione d'ampiezza e fase dell'anello ibrido determinano le caratteristiche d'isolamento e soppressione dell'Oscillatore Locale alla giunzione dei 4 diodi e quindi alle uscite IF e RF. Questa caratteristica depone a favore dell'impiego di questi componenti per mixer subarmonici d'ordine superiore ($N=4$) sino ai 24GHz. Oppure, unitamente ad un circuito ibrido diverso e *mixer* tipo **RYTHM** sviluppato da chi scrive negli anni '90, questo medesimo Oscillatore Locale potrebbe essere impiegato per la banda dei 10GHz senza modifiche. (Recovered Yeld Tetra Harmonic Mixer ; Ref7)



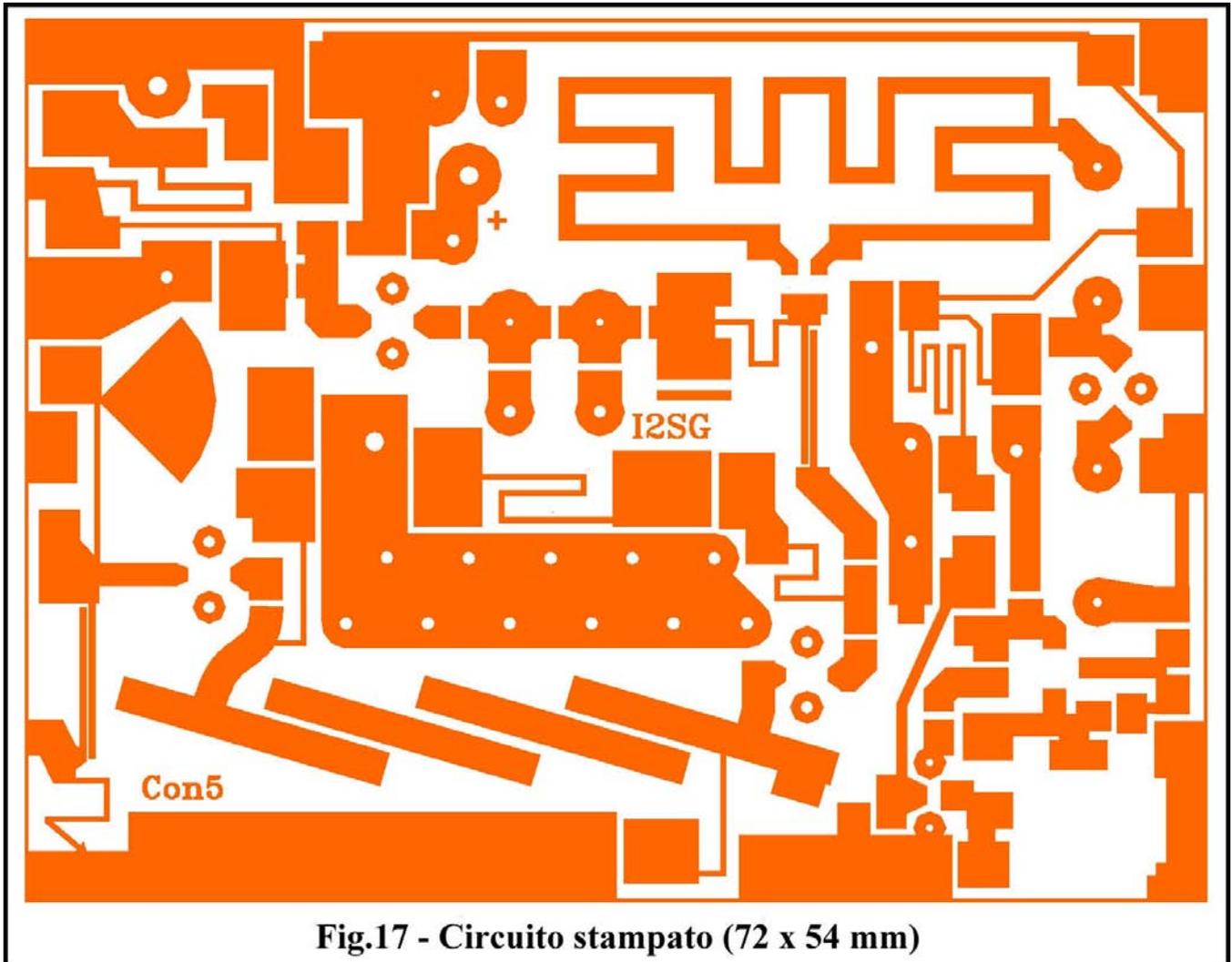
La bassa barriera consente il funzionamento del mescolatore con un modesto livello dell'oscillatore locale, perché i diodi hanno solo 350mV di caduta di tensione alla corrente di 1mA. La potenza nominale dell'Oscillatore Locale è 0dBm e la perdita di conversione tipica specificata dal costruttore è illustrata in Fig16. Il valore riportato con livello OL = 0dBm è stato verificato, per via indiretta e prima approssimazione, dalla misura del guadagno di conversione totale "GT" del convertitore.



In modo semplice, la perdita di conversione è calcolata sottraendo il guadagno di **Q1+Q2+U1** e sommando le perdite d'inserzione di **F1+F3** al valore misurato di "GT". L'amplificatore **U1** pilota con margine il *mixer*, essendo la potenza dell'armonica @2160MHz all'ingresso del filtro **F2**, circa -15...-18dBm. All'ingresso del filtro **F2** è connesso il circuito "idler" composto dal tronco di linea molto corto "**Id**" e dal condensatore **C9**, con la funzione di ri-circolare alcune correnti armoniche per aumentare il livello d'uscita della riga @2160MHz. **C9** ed **Id** non hanno alcun peso nel funzionamento dell'oscillatore a 180MHz. E' stato verificato che ponendo un condensatore variabile (ad alto Q) in sostituzione di quello fisso, si ottimizza il livello d'uscita, recuperando l'inevitabile dispersione associata al circuito stampato ed alle tolleranze dei componenti. La variante, in questo caso, è superflua.

5 – REALIZZAZIONE

Il convertitore è costruito con il circuito stampato illustrato in Fig17, con dimensioni di 72 x 54 millimetri. E' impiegato un laminato in *TEFLON* caricato con fibra, prodotto dalla Rogers (RTD5870), da 31 mils di spessore (0,77 mm), con metallizzazione in rame di 35 micron da entrambi i lati. Il circuito è alloggiato in un contenitore standard in lamierino di ferro stagnato.(74 x 55 x 30mm).Uniche dimensioni critiche del circuito stampato sono le spazature tra linee *microstrip* degli accoppiatori **CL1** e **CL2** posti rispettivamente all'ingresso del primo stadio RF ed all'ingresso del *mixer* subarmonico.



Tutte le operazioni per la stampa del circuito sono fatte con mezzi “domestici” con l’eccezione del deposito della resina fotosensibile, eseguita da un’un’industria dotata di attrezzature professionali. Il “*master*” del circuito è generato con stampante a getto d’inchiostro su foglio d’acetato e disegno AUTOCAD, il processo d’esposizione con bromografo dotato di pompa per il vuoto e l’attacco in bagno con acqua ossigenata (@130volumi) ed acido cloridrico. Al termine del ciclo di stampa, il circuito è controllato con un microscopio dotato di filare per la verifica dimensionale della spaziatura in **CL1**, **CL2** ed è passivato con sali d’argento in soluzione di cianuro. 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 del contenitore ed a queste saldate. Il piano di massa del circuito è saldato alle pareti lungo l’intero perimetro. In Tab1 è riportato l’elenco completo dei componenti: la maggior parte sono saldati dal lato delle *microstrip*.

TAB1 - LISTA DEI COMPONENTI

| POSIZIONE | VALORE |
|-------------------------|-------------------------------------|
| 1, C2 | 100pF ceramico SMD |
| C3, C14, C21, C23 | 1nF ceramico <i>bypass</i> passante |
| C4 | 2,7pF ceramico SMD |
| C5 | 33pF ceramico SMD |
| C6 | 200pF ceramico minidisco |
| C7 | 2,7pF ceramico NPO minidisco |
| C8 | 10pF ceramico NPO minidisco |
| C9 | 1pF ceramico NPO minidisco |
| C10, C12, C13, C16, C24 | 1nF ceramico SMD |
| C11, C19 | 0,82pF +/- 0,1 ceramico SMD |
| C15, C16, C17, C18 | 1,2pF +/- 0,1 ceramico SMD |
| C20 | 10pF ceramico SMD |
| C22 | 4,7uF/40V elettrolitico |
| C25 | 4,7uF/50V tantalio SMD |
| C26 | 100uF/25V elettrolitico |
| Cv | 10pF 'Gigatrim' |
| D1, D2 | 1N4936 |
| F2, F2 | DCF32GLBJJA Murata |
| L1, L2 | 68nH Coilcraft SMD |
| R1, R3, R4, R5, R10 | 47ohm SMD |
| R2 | 10ohm SMD |
| R6 | 22ohm SMD |
| R7 | 2,7Kohm SMD |
| R8 | 4,7Kohm SMD |
| R9, R11 | 27ohm SMD |
| R12 | 180ohm SMD |
| Q1, Q2 | ATF36077 Avago |
| Q3 | AT42035 HP/Avantek |
| TL1, TL2 | Ris. cer. Murata fo=2GHz |
| U1 | MGA-86576 Avago |
| U2 | SGA-4586 Sirenza |
| U3 | L7810 |
| U4 | L4955D3,3 ST |
| U5 | HSMS-8209 Avago |
| Y1 | 180 MHz, 9a overtone Telequarz |

I componenti inseriti dal lato del piano di massa sono:

- I condensatori *by-pass* passanti **C3, C14, C23**.
- I condensatori elettrolitici **C22, C26**.
- I diodi **D1, D2**.
- Il regolatore di tensione **U4**
- I filtri ceramici **F2, F3**.
- I risonatori ceramici **TL1, TL2**.
- Il quarzo **Y1**.

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 in corrispondenza dei reofori di collegamento; ovviamente fanno eccezione i condensatori passanti di *by-pass* che sono saldati a massa. Il condensatore *by-pass* passante **C21** è inserito 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 garantito (NPO) e siano ad alto Q. Il circuito è vincolato col piano delle *microstrip* spaziato di 13 millimetri dal bordo superiore del contenitore. Questa dimensione non è critica poiché – come vedremo - la parte soggetta ad accoppiamenti indesiderati per irradiazione delle *microstrip* e riflessione delle pareti metalliche è il filtro **F1**, che viene schermato con un lamierino sagomato ad 'L' saldato a massa. Il condensatore **C22** può essere montato anche dal lato *microstrip*. Nelle Fig18,19,20 sono illustrati il circuito stampato pronto per essere saldato nel

contenitore ed il convertitore, a montaggio ultimato. In sequenza le fasi del montaggio sono le seguenti:

- 1) Foratura contenitore, saldatura connettori SMA e saldatura del circuito al contenitore.
- 2) Saldatura di tutti i componenti passivi, diodi **D1, D2** e regolatori di tensione **U3, U4**.
- 3) Saldatura di tutti i semiconduttori, salvo **Q1, Q2** e **U5**.
- 4) Con 13V d'alimentazione, si regola Cv per selezionare l'*overtone* @180 MHz.
- 5) Rimossa l'alimentazione, si saldano **Q1, Q2** e **U5**.
- 6) Con 13V d'alimentazione, si controllano le tensioni di **Q1, Q2, U1, U2**.
- 7) Saldatura dello schermo sagomato ad "L" sul filtro **F1**.
- 8) Fissaggio di spugna "*absorber*" (18x22 mm) all'angolo d'ingresso RF. (con adesivo UHU-plus)

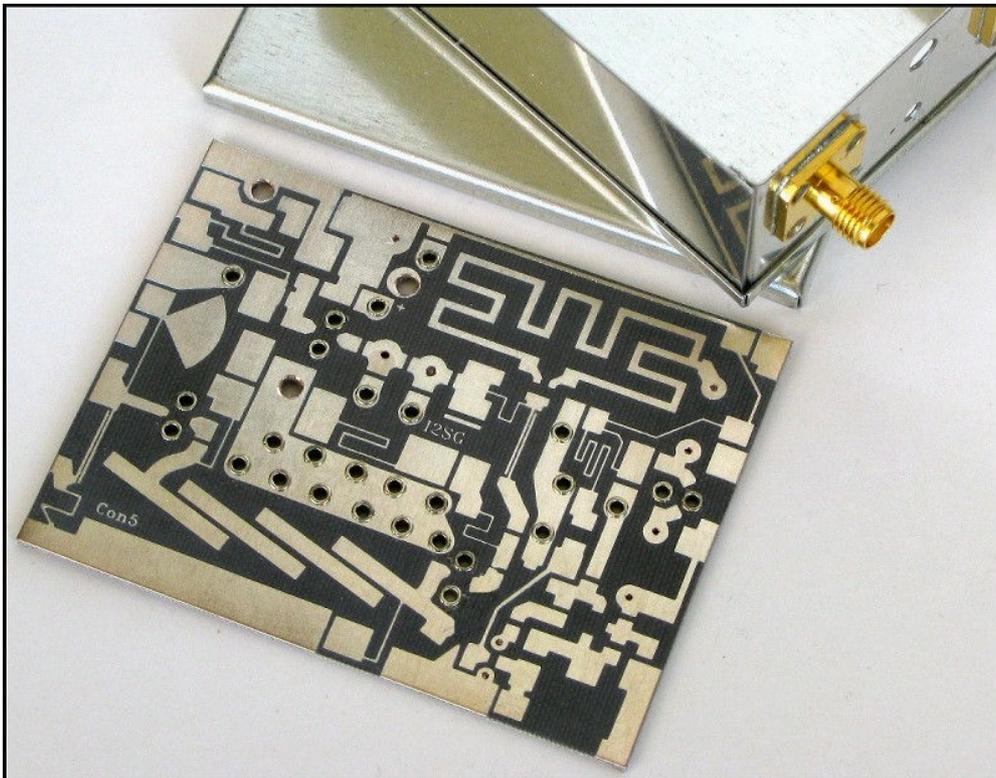


Fig.18 - Il circuito stampato pronto per l'inserzione nel contenitore

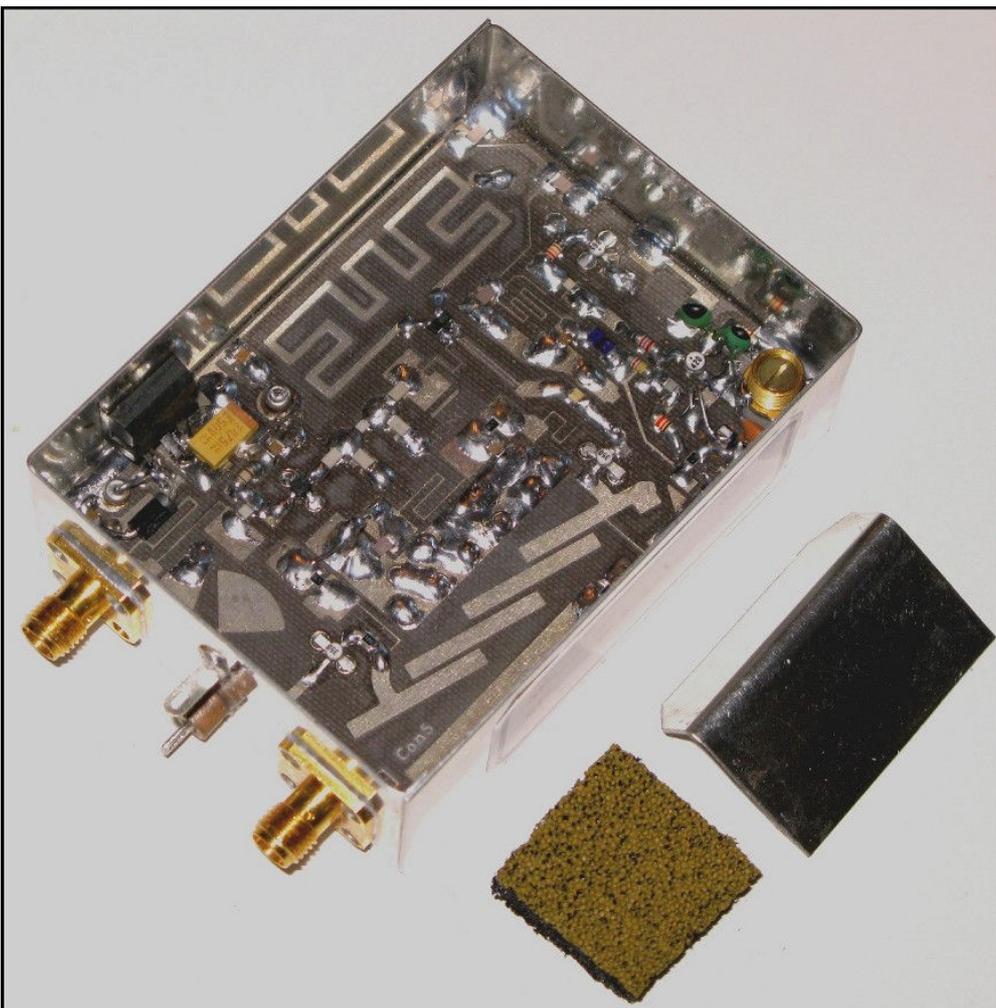


Fig.19 - Vista del convertitore dal lato microstrip, prima della schermatura del filtro F1 e dell'inserzione del rettangolo di spugna 'absorber'

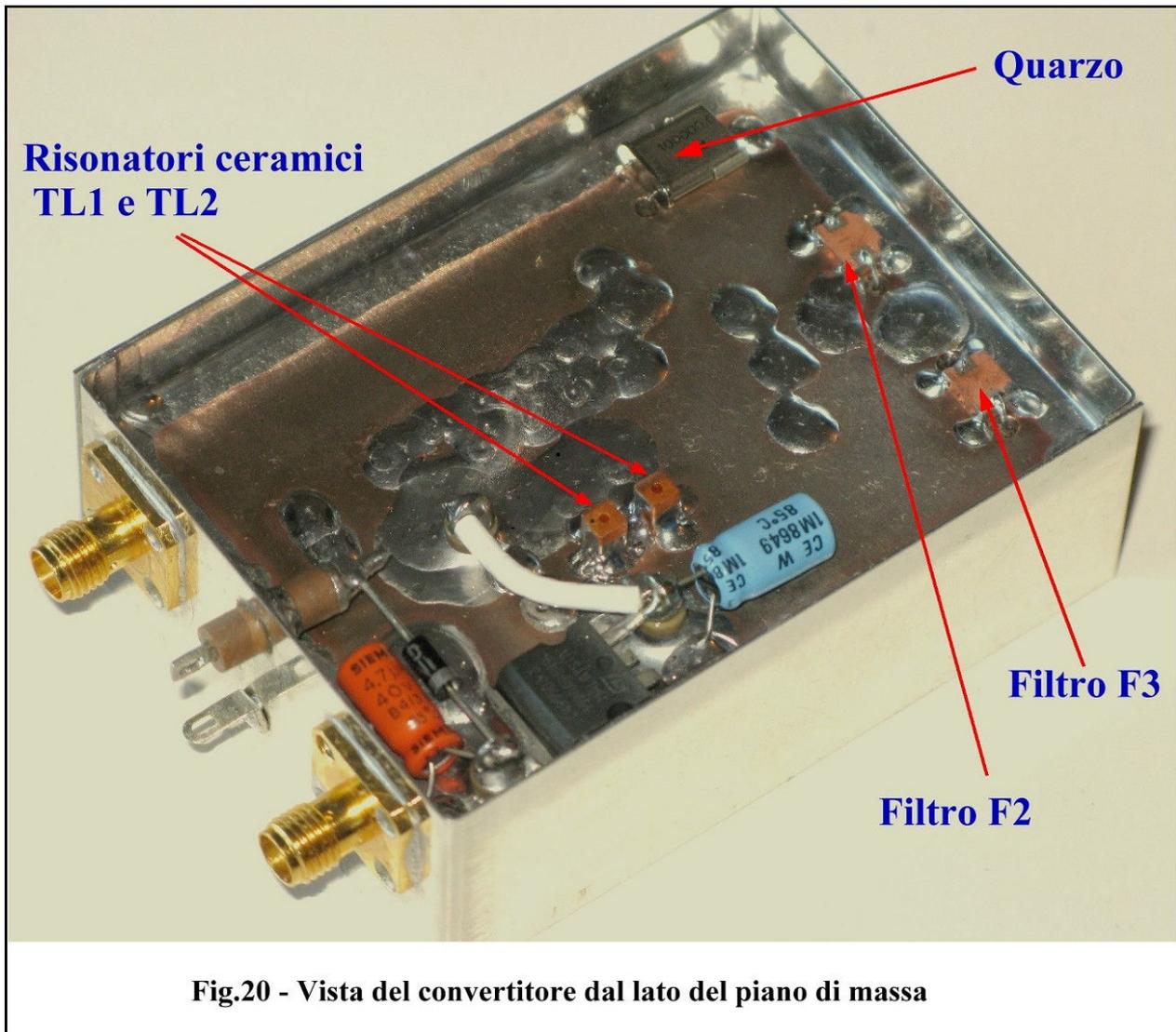


Fig.20 - Vista del convertitore dal lato del piano di massa

I connettori coassiali sono tipo SMA (femmina) con flangia direttamente saldata sulla parete del contenitore. **Particolare attenzione deve essere posta nella saldatura dei MMIC e MESFET: è preferibile l'impiego di un saldatore alimentato a batteria o a gas.** Si noti anche il rettangolo di spugna '*absorber*': trattasi di una spugna plastica 'caricata', per smorzare i segnali riflessi dalle pareti metalliche e dal coperchio del contenitore. Questi segnali hanno origine dall'irradiazione delle linee di trasmissione del circuito stampato ove transitano i segnali RF e provocano accoppiamenti indesiderati. Allo scopo vanno bene anche le spugne caricate con grafite quali sono frequentemente utilizzate nelle confezioni 'anti-statiche' dei circuiti integrati. La saldatura dal lato del piano di massa, dei filtri di selezione **F2, F3 @2160MHz** assicura la selettività quale riportata in Fig9, garantendo l'attenuazione massima dei segnali indesiderati. Ciò deriva dal fatto che si evita l'induttanza di ritorno a massa associata ai collegamenti via fori metallizzati - o rivetti nel nostro caso - quali richiesti nel montaggio dal lato *microstrip*. Anche i risonatori coassiali ceramici **TL1 e TL2**, essendo schermati, non danno luogo ad accoppiamenti indesiderati fornendo prestazioni ripetibili, come verificato nei primi cinque esemplari costruiti. Entrambi i regolatori (**U3, U4**) hanno la barretta (*tab*) del contenitore saldata a massa.

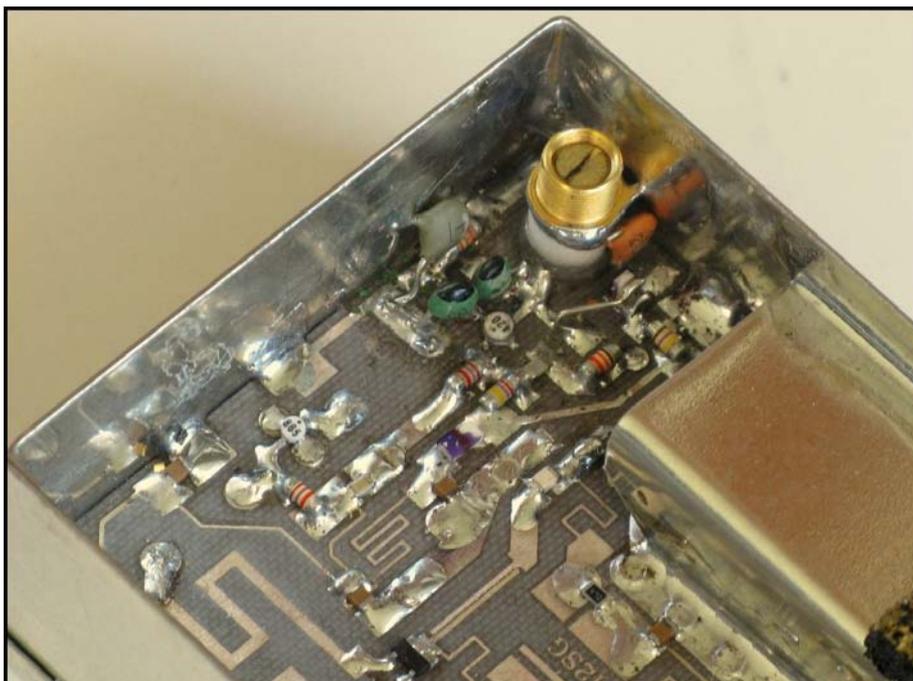


Fig.21 - Disposizione dei componenti dell'Oscillatore Locale. Il condensatore Cv è saldato tra la parete del contenitore ed il circuito stampato.

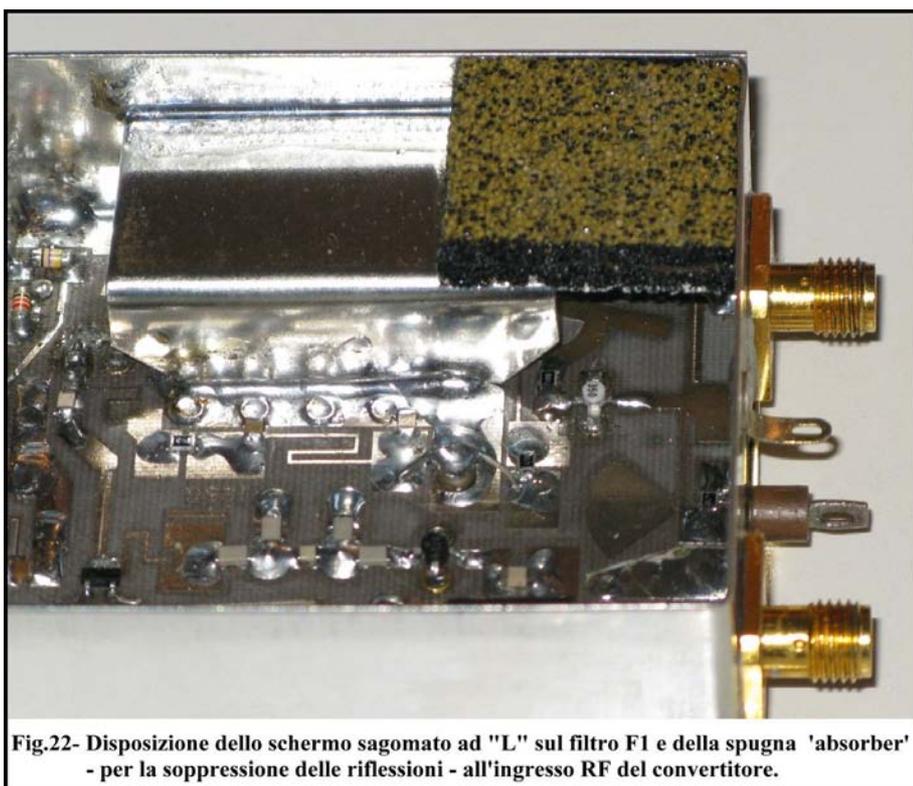


Fig.22- Disposizione dello schermo sagomato ad "L" sul filtro F1 e della spugna 'absorber' - per la soppressione delle riflessioni - all'ingresso RF del convertitore.

I condensatori passanti di *by-pass* **C3**, **C14**, **C21**, **C23** possono avere capacità inferiore (anche 100pF) ma debbono rispettare il diametro di 3 millimetri. In Fig21 è illustrata la disposizione dei componenti dell'oscillatore a quarzo a 180MHz. Il *Gigatrim* d'accordo (**Cv**) del circuito di collettore è saldato tra la parete del contenitore ed il circuito stampato. Anche **C9** del circuito *idler* è saldato verso la parete ma, stante il margine di segnale riscontrato sui primo 5 esemplari costruiti, può essere omesso. Le dimensioni dei componenti SMD non sono critiche, col vantaggio di poter impiegare prodotti diversi quali reperibili nel mercato del *surplus*. In fig22 osserviamo la schermatura del filtro di reiezione immagine **F1** ed il rettangolo di spugna "assorbente" incollato all'ingresso RF del convertitore. Questa spugna non induce alcuna attenuazione aggiuntiva al circuito d'ingresso, preservando le caratteristiche di Cifra di Rumore (NF) del convertitore ed evitando che segnali riflessi inducano instabilità del MESFET **Q1**. In figura (al centro del lato inferiore) notiamo i cinque condensatori SMD che unitamente ai risonatori ceramici, saldati nel piano di massa, costituiscono il filtro di Media Frequenza a 1,5GHz.

6 – MISURE E PRESTAZIONI

Una misura interessante verte l'analisi spettrale del segnale generato dall'oscillatore a quarzo a 180MHz, presente all'uscita del circuito *idler*. Lo spettro dei segnali in questo punto è riportato in Fig23. Per questa misura il circuito *idler* è terminato con carico resistivo di 50ohm, scollegando il primo filtro di selezione della 12° armonica a 2160MHz (**F2**). In figura osserviamo che le diverse armoniche hanno un'ampiezza con scarti contenuti sino alla dodicesima e valore decrescente per quelle d'ordine superiore. E' stato verificato che le righe a frequenza più alta ed ampiezza minima di -15...18dBm dipendono sia dalla frequenza di funzionamento dell'Oscillatore, sia dalle caratteristiche del transistor. Con l'AT42035 ed oscillatore in quindicesima *overtone* a 300MHz le righe più alte sono a 2,7GHz e 3GHz.(nona e decima armonica)

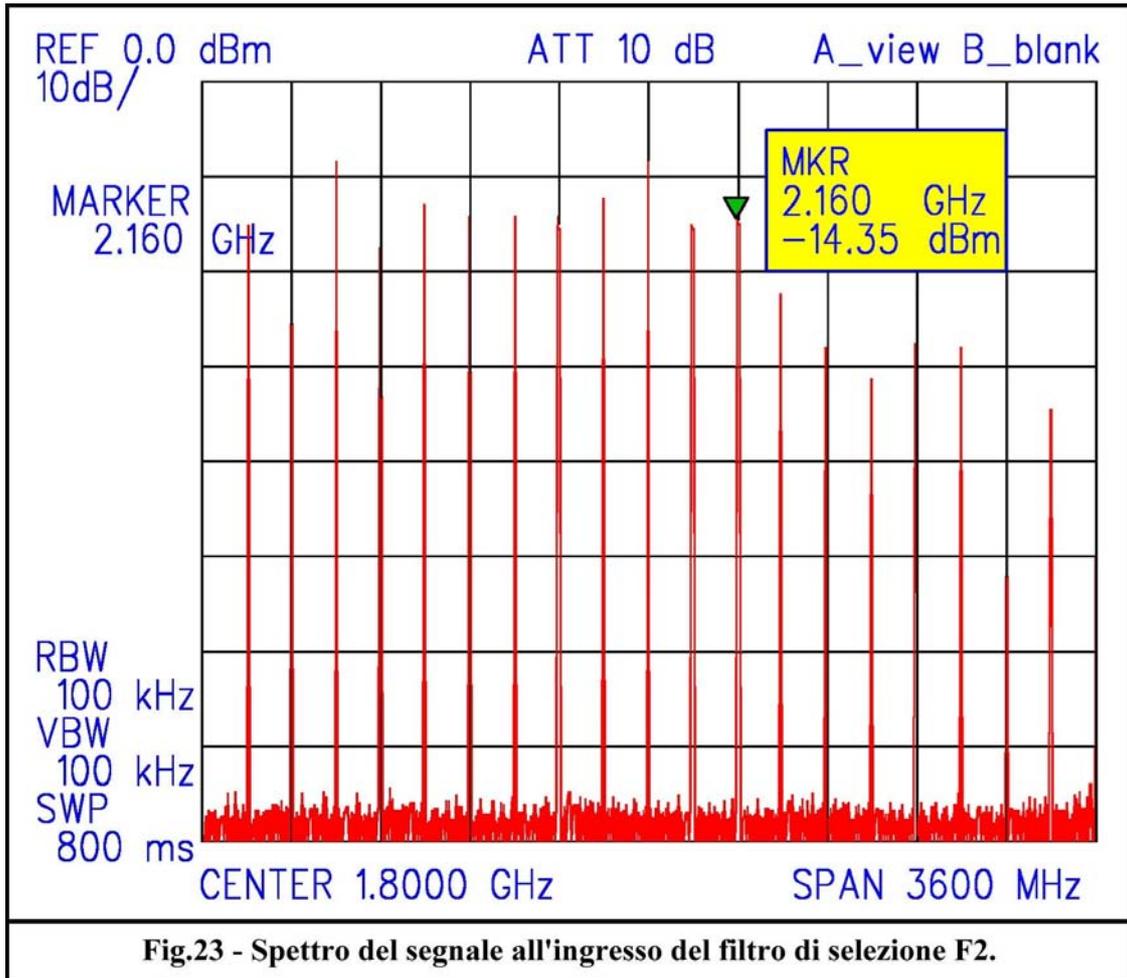


Fig.23 - Spettro del segnale all'ingresso del filtro di selezione F2.

Il risultato della selezione ed amplificazione dell'armonica desiderata a 2160MHz lo vediamo in Fig24. Il livello d'uscita è 0dBm e la soppressione di tutte le righe indesiderate, incluse quelle adiacenti, è prossima a 70dB. La misura in questo caso è fatta scollegando l'anello ibrido e con l'uscita di **F3**, connessa all'analizzatore con un attenuatore di 3dB per contenere le riflessioni lungo il cavo d'interconnessione. L'analisi spettrale a banda stretta del segnale a 2160MHz è riportata in Fig25 con l'indicazione del rumore di fase alla distanza di 1kHz dalla portante (-100dBc/Hz). **Il livello indicato non è il rumore di fase dell'oscillatore ma quello dello strumento di misura (HP8563E)** Il rumore dell'oscillatore è molto più basso, non valutabile per mancanza di strumenti adatti a questa frequenza. Medesima considerazione per la misura con *offset* di 10kHz. In questo caso il risultato è -121dBc/Hz ed il valore è coincidente con il rumore dello strumento, misurato con il segnale di calibrazione interno a 300MHz. In proposito v'è da osservare che negli oscillatori controllati a quarzo, il rumore di fase è inversamente proporzionale al fattore di merito Q del risonatore elevato alla quarta potenza: difficile superarli, anche per circuiti molto semplici, come nel nostro caso!

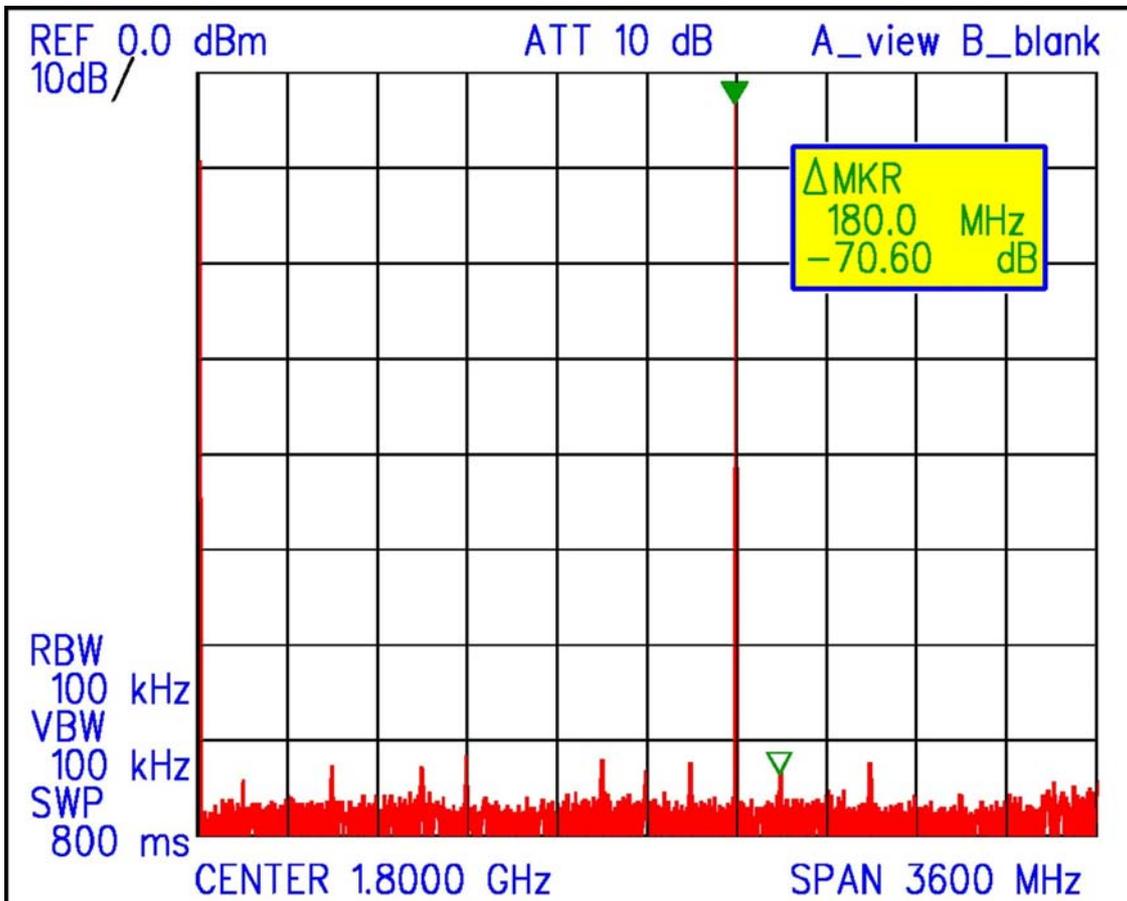


Fig.24 - I segnali all'uscita del filtro F3. La soppressione delle armoniche indesiderate, incluse quelle adiacenti al segnale utile @2160MHz, è prossima a 70dB.

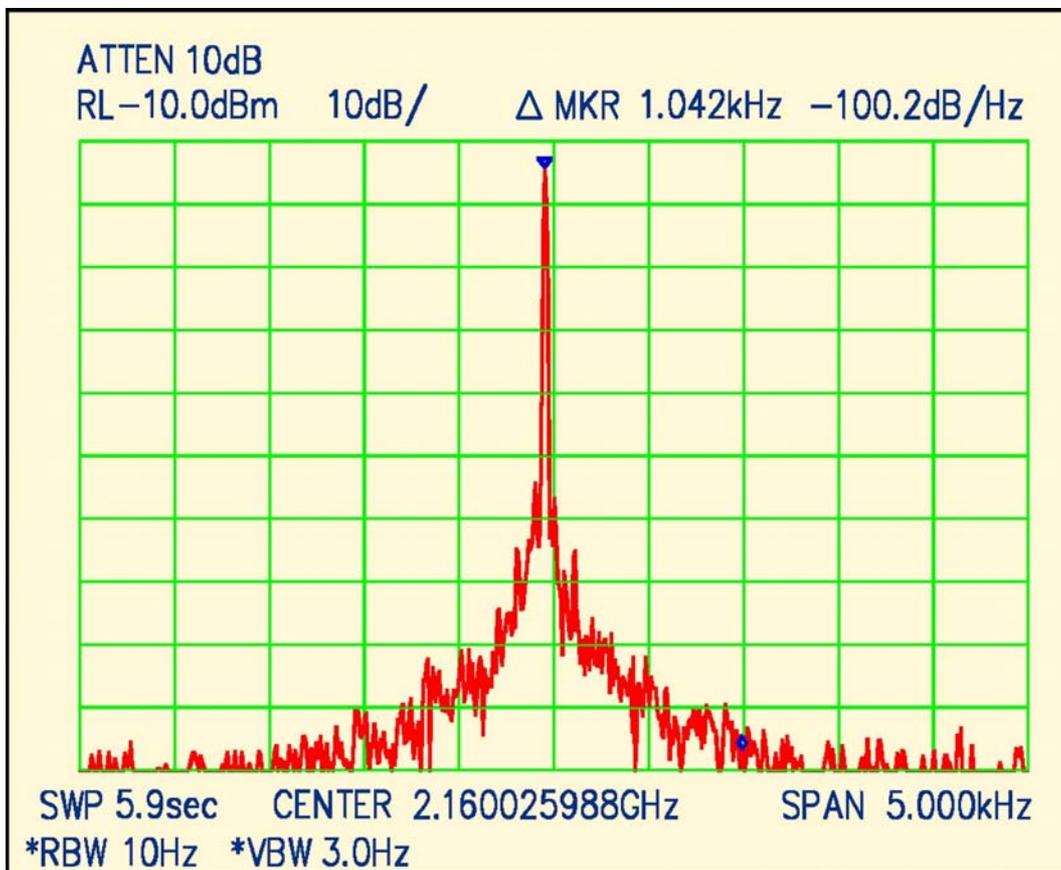
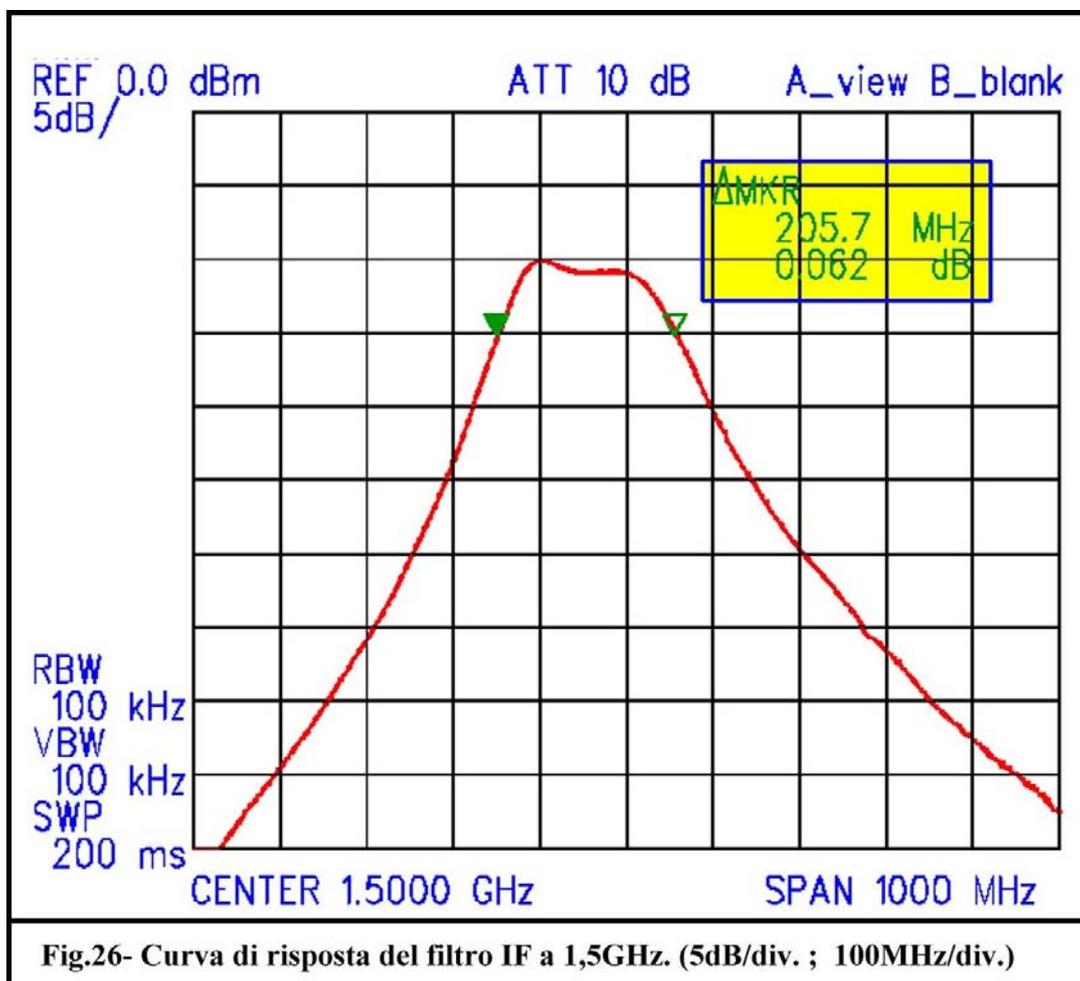
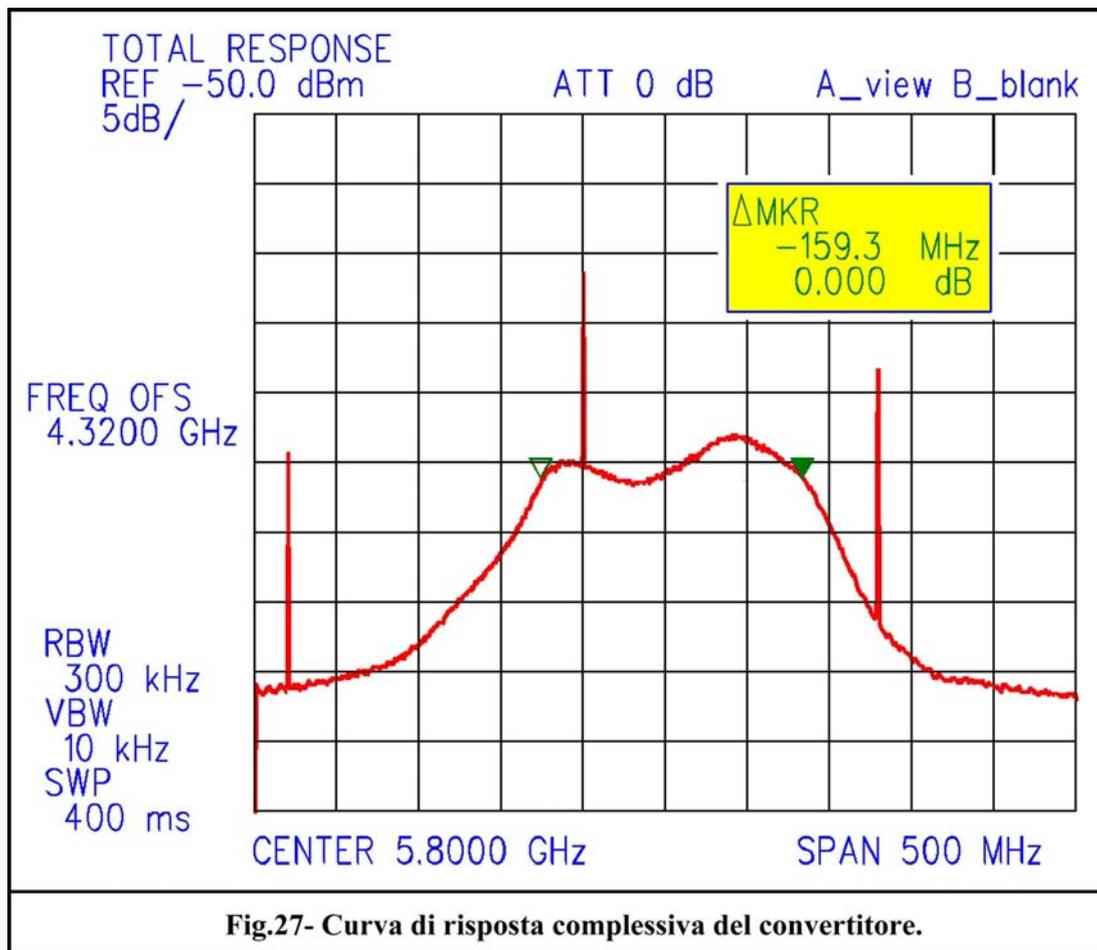


Fig.25 - Segnale all'uscita del filtro F3 visualizzato con HP8563E.
(10dB/div. ; 500Hz/div.)

La risposta in frequenza del filtro di Media Frequenza **F4** è illustrata in Fig26. La misura è fatta su impedenza nominale di 50ohm, alimentando solo l'amplificatore **U2** (SGA-4586), con generatore collegato alla giunzione dei 4 diodi Schottky ed uscita al connettore SMA. La banda passante @-3dB ha valore tipico di 200MHz con una modesta ondulazione (circa 1dB) molto probabilmente dovuta al condensatore d'accoppiamento **C19** di valore leggermente superiore al valore teorico (0.82pF vs. 0,7pF) ed a minore perdita dei risonatori ceramici rispetto i dati impostati nel calcolo.



La curva di risposta complessiva del convertitore – dall'ingresso @5,8GHz all'uscita @1,5GHz – è riportata in Fig27. In questa misura, l'ingresso RF del convertitore è connesso ad una sorgente di rumore bianco. (ENR=15dB) e l'uscita all'analizzatore.(Avantek R3361B) Osserviamo che – in questo esemplare- la banda passante vale 159MHz. La banda passante totale, ovviamente, è più stretta di quella della sola Media Frequenza, ma più larga del segmento dedicato al traffico radiometrico. Pertanto si potrebbe pensare di potere stringere almeno il filtro IF, per tagliare segnali indesiderati (anche questa banda è candidata ad un largo impiego per applicazioni ISM) Non dimentichiamo tuttavia che trattasi di un progetto **NO-TUNE** e – a parte il *Gigatrim* dell'oscillatore locale - non sono inclusi elementi sintonizzabili: in altre parole ciò sarebbe praticabile solo restringendo le tolleranze dei condensatori con selezione, non essendovi prodotti commerciali con tolleranze più strette di quelle indicate in Tab1. I tre segnali visibili in Fig27 sono le armoniche dell'oscillatore a quarzo@180MHz, con frequenze 5580MHz, 5760MHz, 5940MHz ed ampiezza equivalente all'ingresso del convertitore di -90...-100dBm, ovvero i livelli in uscita illustrati in Fig27 diminuiti del guadagno del convertitore.(30dB) Sono segnali d'ampiezza limitata, spazati non meno di 20MHz dagli estremi della banda utile del convertitore, i.e. 5780...5920MHz.



Come immaginabile, il segnale più intenso all'uscita IF è quello dell'Oscillatore locale @2160MHz che pilota il *mixer* subarmonico: -30...-35dBm. Questo valore – in prima approssimazione - è la risultante della seguente somma algebrica dell'attenuazione e guadagno espressi in decibel:

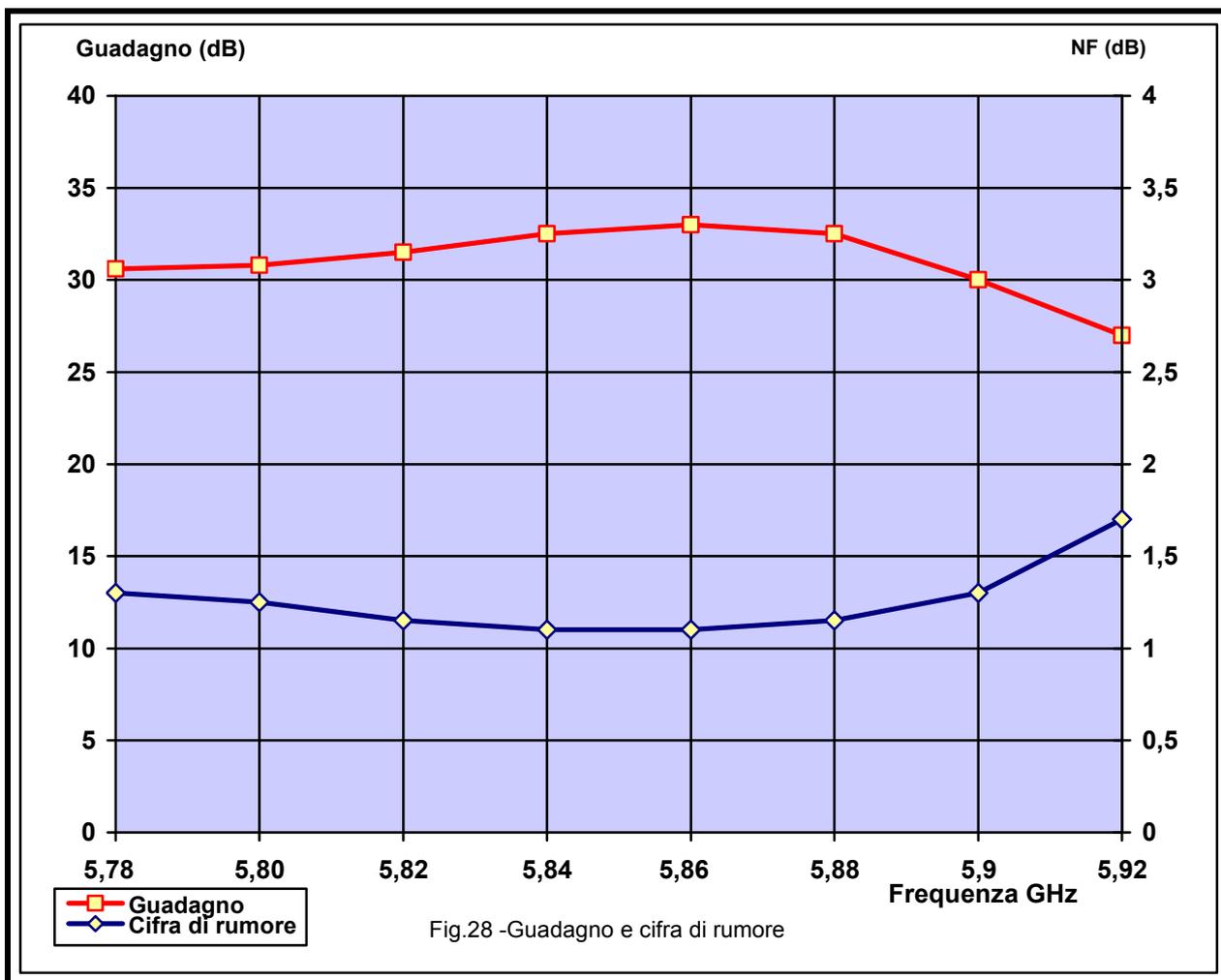
Livello O.L. – Bilanciamento Mixer – Attenuazione filtro IF + Guadagno amplificatore IF (U2)

$$0\text{dBm} + (-20) + (-35) + (+20) = -35\text{dBm}$$

Anche in questo caso la riduzione del residuo O.L. al connettore d'uscita IF è praticabile aumentando l'attenuazione del filtro IF alla frequenza di 2160MHz: ciò possibile con un filtro a maggior numero di risonatori e/o stringendo la banda passante, con i limiti di precisione su indicati. Le caratteristiche principali del convertitore misurate sui primi 5 esemplari costruiti sono riportate Tab2. La cifra di rumore (NF) è relativamente costante in un intervallo di circa 100MHz: ciò perché la banda passante degli stadi RF è molto più estesa così come la larghezza di banda del filtro d'uscita a 1,5GHz.(Fig28) La corrente assorbita è essenzialmente indipendente dalla tensione d'alimentazione. Nella costruzione dei 5 esemplari non sono emersi elementi di criticità ma solo alcune differenze riconducibili alle tolleranze dei componenti e materiali. Una sensibilità, relativa al guadagno di conversione è dipendente – entro qualche decibel- dalla precisione dell'anello ibrido e quindi, indirettamente, dalle tolleranze del laminato e del processo di fabbricazione del circuito stampato. Un'ottimizzazione del guadagno può essere ricercata con la disposizione di piccolo rettangolo di allumina non metallizzata lungo il meandro della *miscotrip*. Il miglioramento interessa solo il guadagno di conversione, senza impatto significativo per la cifra di rumore.

TAB 2 – CARATTERISTICHE A 5,8GHz

| Parametro | Valore | | | |
|---|--------|------------|-----|--------|
| | MIN | TIPICO | MAX | |
| Guadagno di conversione | 31 | 33 | 35 | dB |
| Cifra di rumore | 1 | 1.1 | 1.3 | dB |
| Banda passante @-3dB | | 140 | | MHz |
| Reiezione immagine | | 60 | | dB |
| Rumore di fase O.L. @ $\Delta f=10\text{KHz}$ | | $\ll -121$ | | dBc/Hz |
| Residuo O.L. 2160MHz | | -40 | | dBm |
| Tensione d'alimentazione | 12 | | 18 | V |
| Corrente d'alimentazione @ 13.8V | | 130 | | mA |



Per le fasi di sviluppo e le misure del convertitore sono stati utilizzati gli strumenti: *Spectrum Analyzer* Avantek R3361B, *Spectrum Analyzer* HP 8563E, *Signal Generator* Rohde & Schwarz.SME03, *Noise Figure Meter* HP8970A, Sorgenti ENR HP646A/B/C, *Digitales Gutefaktormessgerate* Rohde & Schwarz QDM, bolometro HP435A, *Directional Coupler* (-20dB) Narda 3022, Attenuatori di precisione Narda.

7 – CONCLUSIONI

Il progetto descritto è il capostipite di una nuova classe di convertitori con oscillatore a quarzo, prevalentemente intesi per il traffico *wideband* nelle bande microonde. La coerenza, la stabilità ed il basso rumore di fase dell'oscillatore locale sono ottenuti con estrazione diretta della frequenza utile da un oscillatore con quarzo funzionante ad elevato numero di *overtone*. Questa peculiarità apre una nuova prospettiva di sviluppo, a costi contenuti, dei diversi sistemi a modulazione numerica che si profilano all'orizzonte della comunicazione globale audio-vido-dati. Il risultato scaturisce anche dalla disponibilità di un ampio ventaglio di nuovi componenti, originalmente concepiti per la telefonia e applicazioni ISM e caratterizzati da prestazioni impensabili solo pochi anni or sono. La filosofia circuitale proposta è naturalmente estensibile anche in trasmissione, per la trasposizione in frequenza di segnali modulati, dallo spettro delle V/UHF alle microonde. Un'applicazione diretta immediata, già in corso d'opera, è un altro convertitore a basso rumore per la banda dei 10GHz che sarà presentato entro i prossimi sei mesi e in seguito un altro per la banda K unitamente a nuove soluzioni in *microstrip*. Questi lavori hanno l'obiettivo primario di coinvolgere i cultori di queste bande e più in generale gli OM interessati alla sperimentazione delle nuove tecnologie con l'impegno intellettuale e l'opera delle proprie mani, qualificandosi in ciò veri radioamatori, nell'alveo della migliore tradizione di coloro che ci hanno preceduto.



BIBLIOGRAFIA

- 1) “Electro-mechanical transducers and wave filters” W.P. Mason D.Van Nostrand Co Second Edition, reprinted 1958
- 2) “Downconverter per ATV in 6cm” I2SG - RadioKit 7/8/9/2006
- 3) “Oscillators design and computer simulation” W.Rhea - Second Edition – Noble Publishing – Atlanta
- 4) “Transverter lineare NO-TUNE 23cm/70cm” I2SG - RadioKit 9/10/11/ 2007
- 5) AVAGO Technologies : <http://www.avagotech.com>
- 6) “Compendium UHF e Microonde” Edizione 2001 - I2SG
- 7) “RYTHM-13: convertitore per i 13 cm” I2SG - RadioKit - Febbraio/Marzo 1998
- 8) “International Microwave Handbook” ARRL/RSGB

