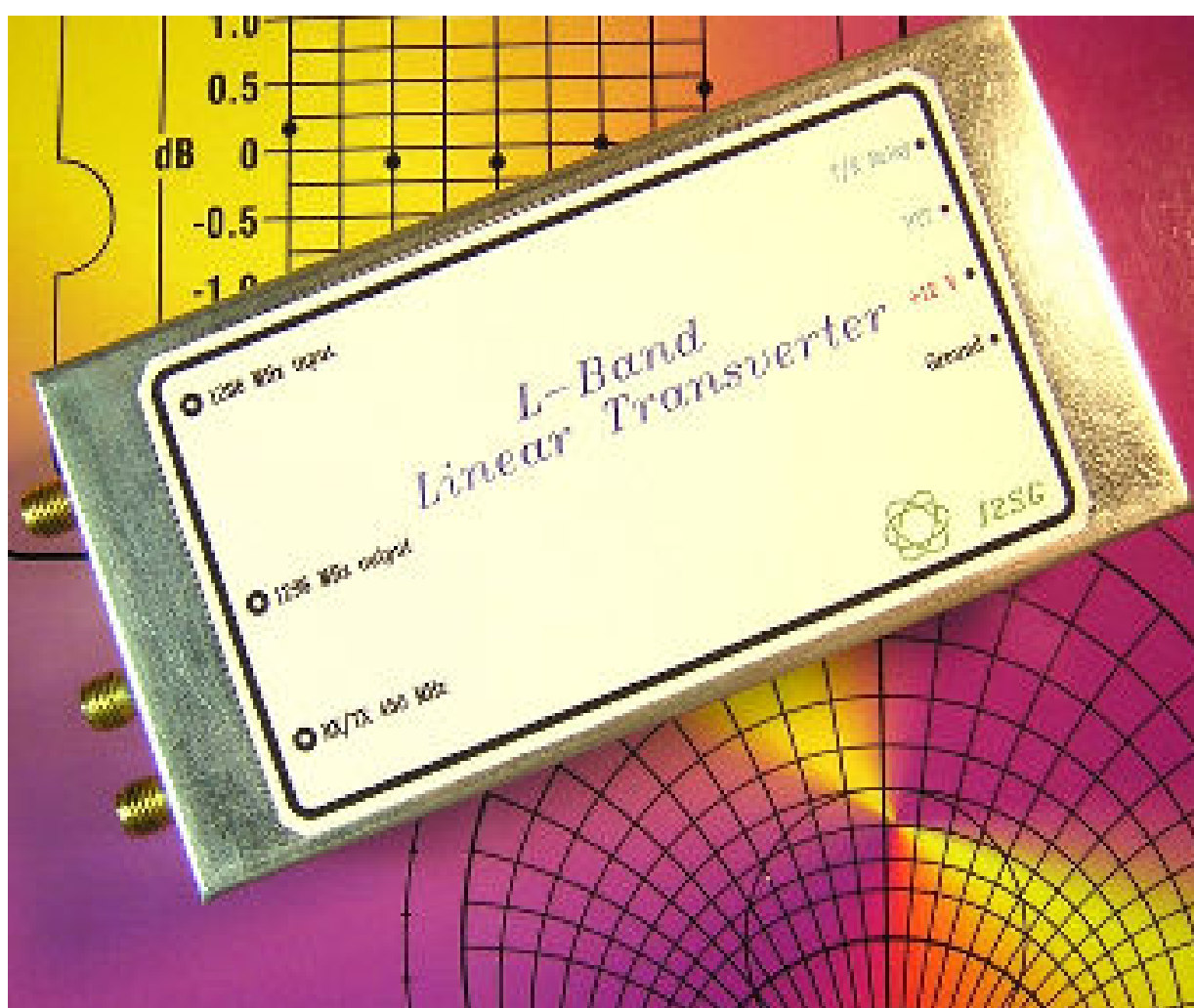
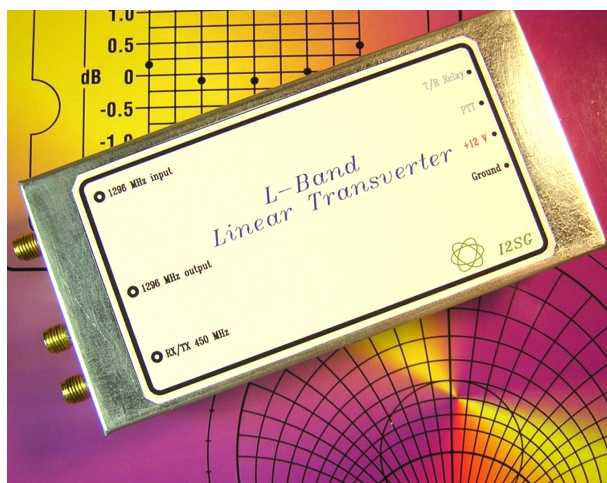


Transverter lineare NO-TUNE

23cm/70cm

(Gianfranco Sabbadini - I2SG)





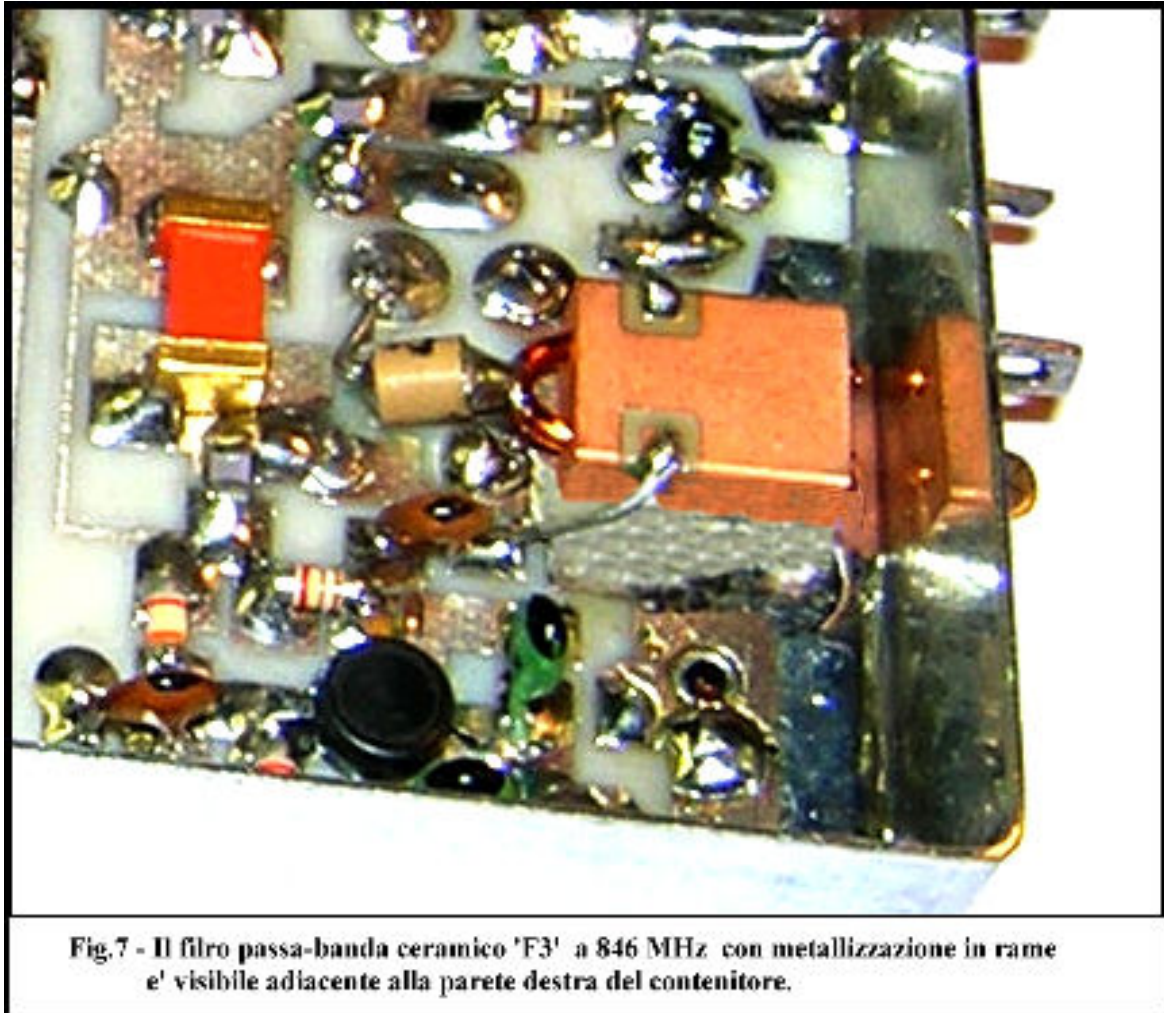
Transverter lineare NO-TUNE 23cm/70cm

(Gianfranco Sabbadini - I2SG)

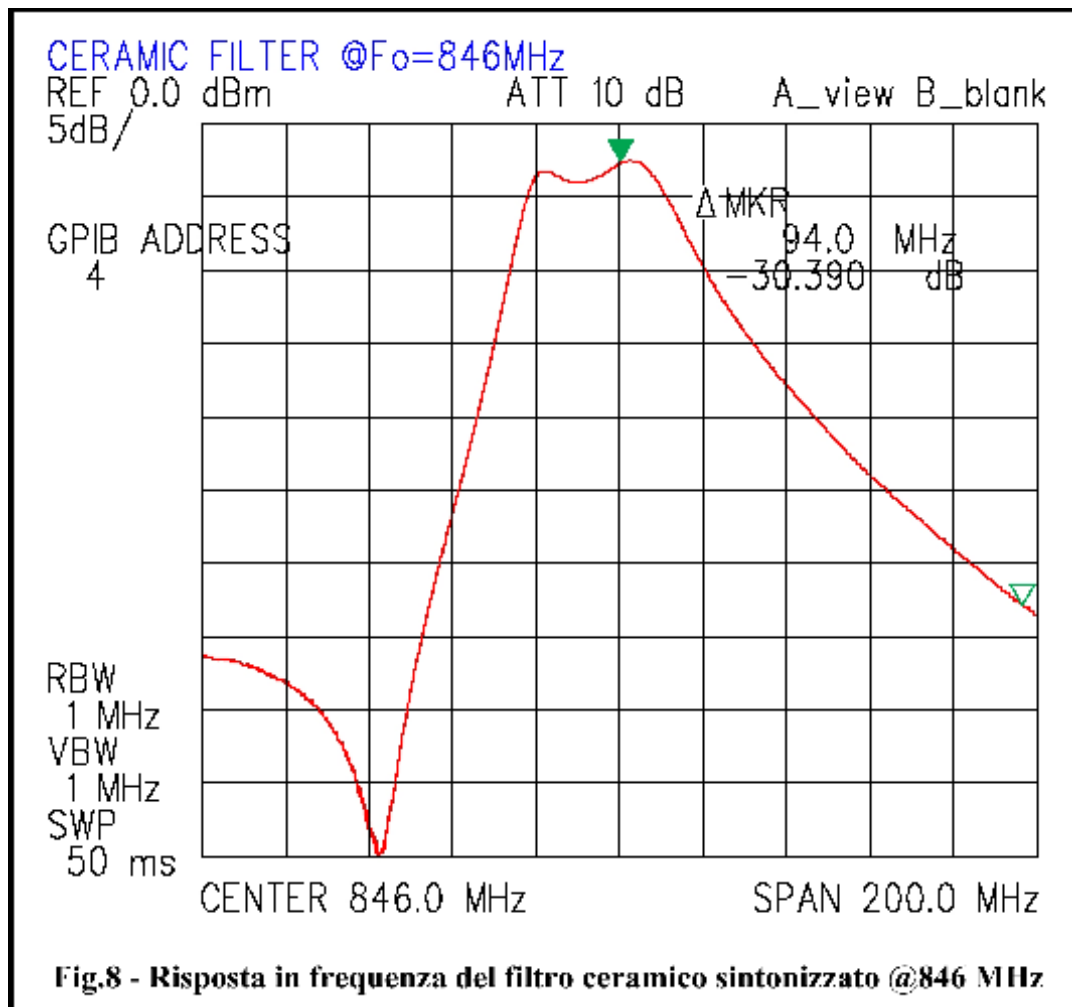
Seconda Parte

6 - I FILTRI 'F3' ED 'F4'

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



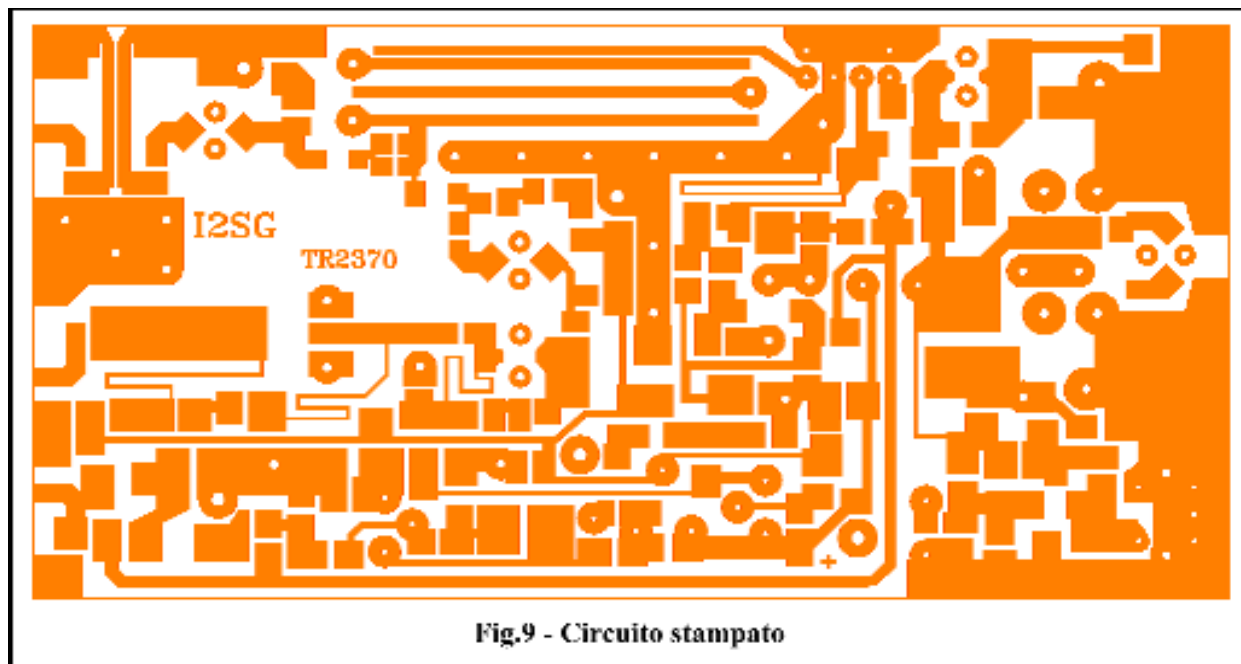
La curva di risposta in frequenza di ciascuno dei due filtri ceramici e' riportata in Fig.8. La larghezza di banda @-3dB è di 35 MHz con una attenuazione minima di 30 dB a 94 MHz di scarto dalla frequenza di 846 MHz. . Essendo paragonabile il livello delle armoniche adiacenti a quella utile @846 MHz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



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

7 - COSTRUZIONE DEL *TRANSVERTER*

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



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

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

TAB.1 LISTA DEI COMPONENTI

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

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

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

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

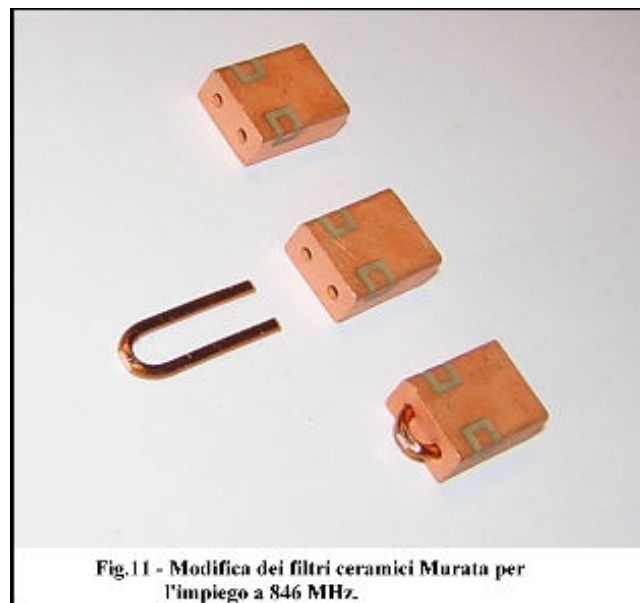


Fig.11 - Modifica dei filtri ceramici Murata per l'impiego a 846 MHz.

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

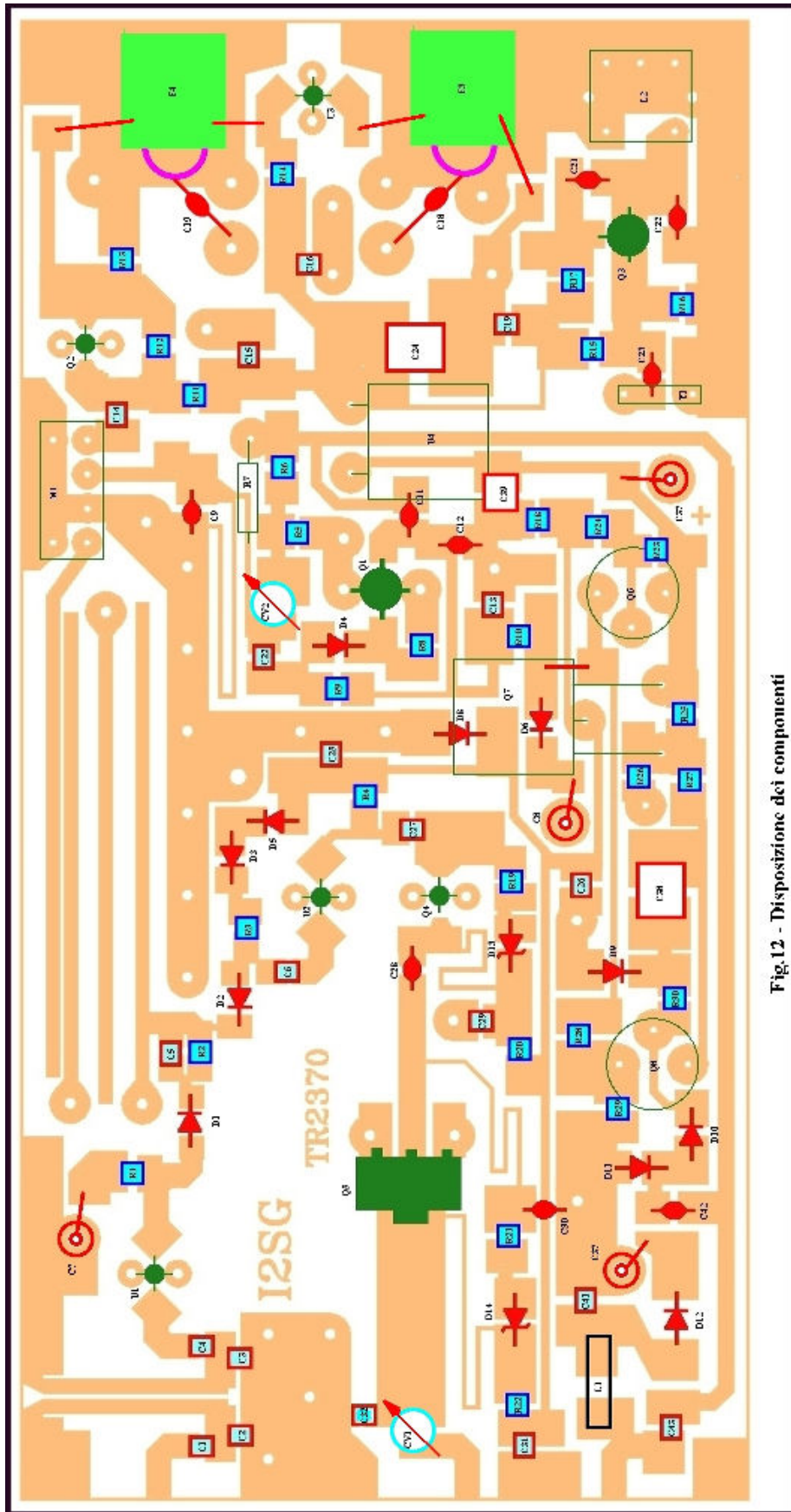


Fig.12 - Disposizione dei componenti

Quindi , in sequenza , le operazioni sono le seguenti .

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

In Fig.13 è illustrato uno dei primi esemplari costruiti

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

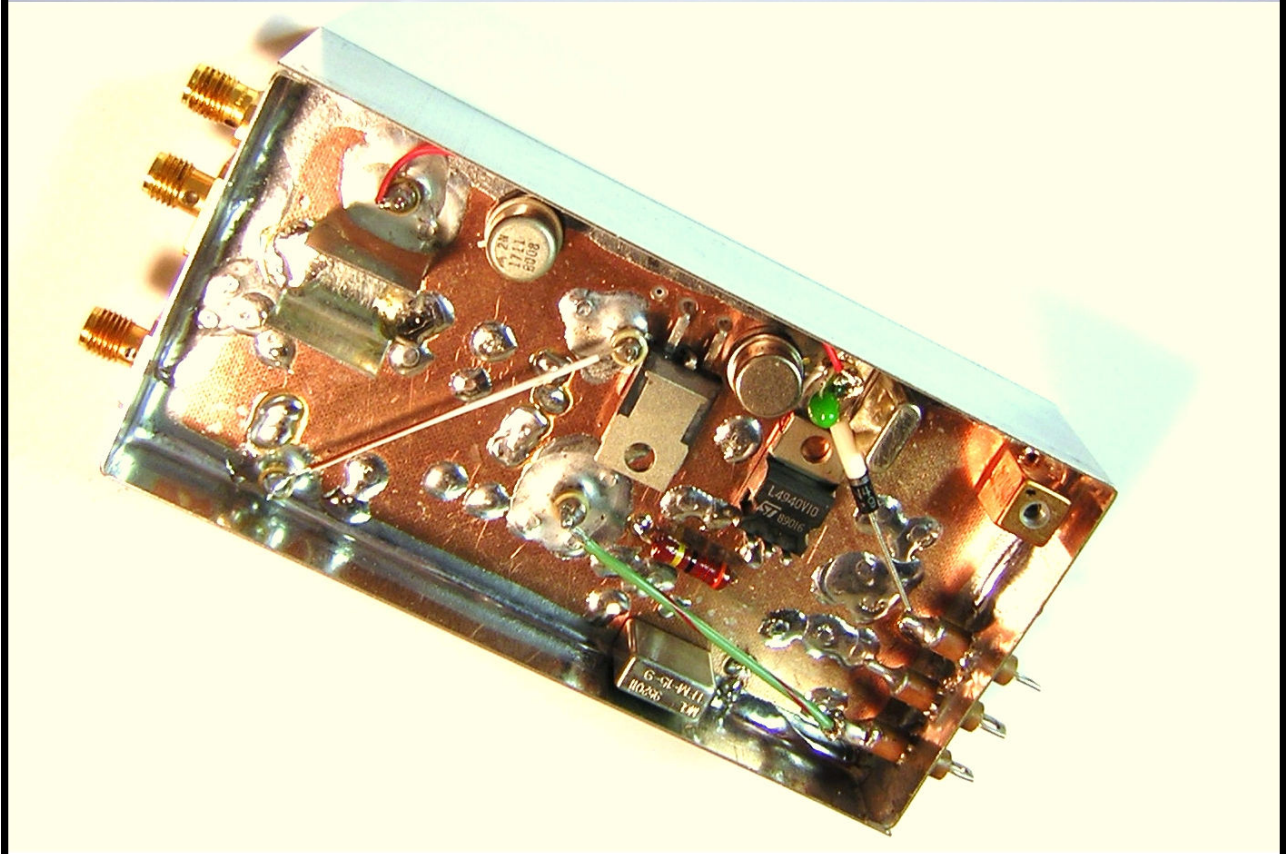
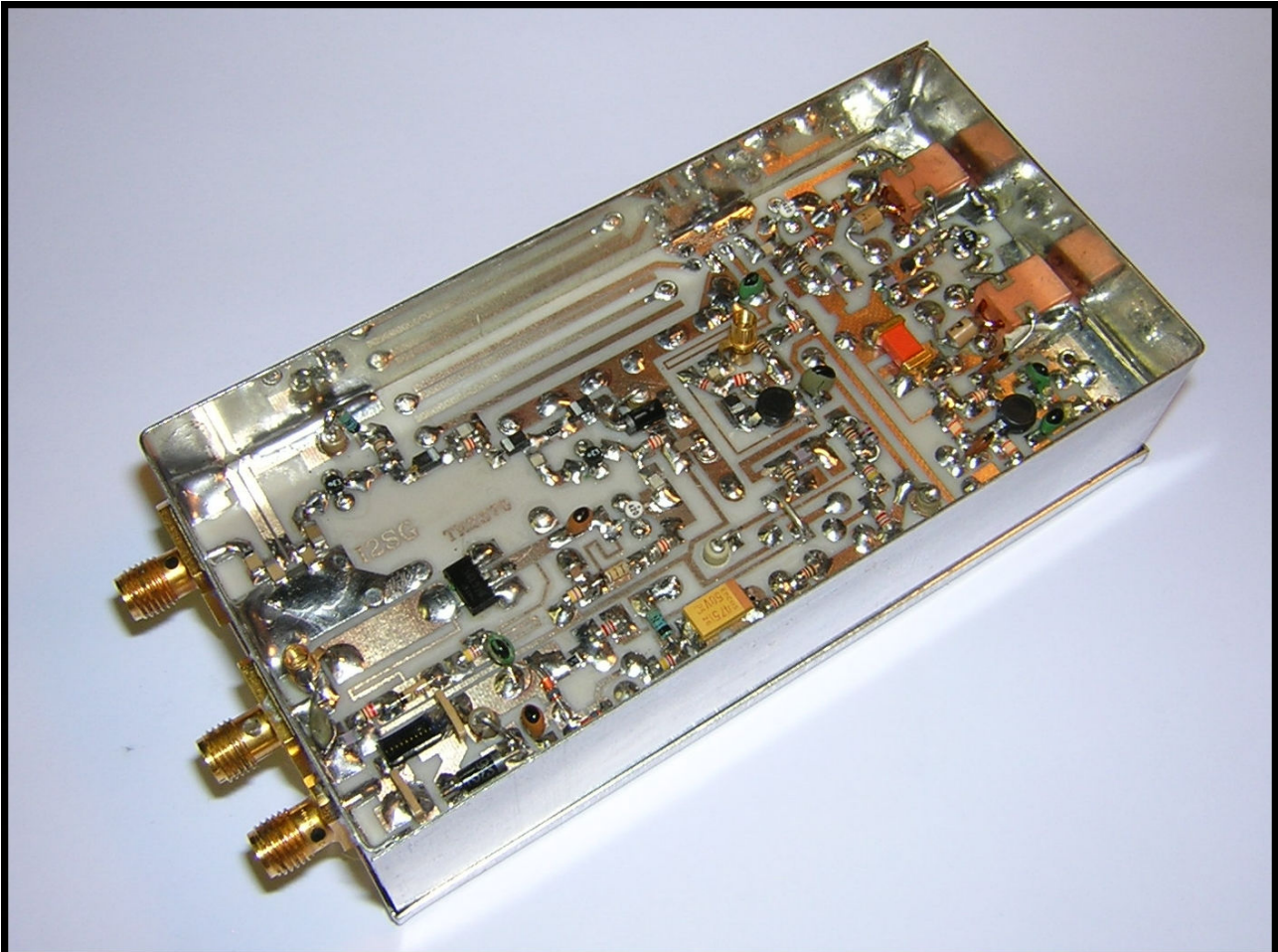


Fig.13 - Uno dei primi esemplari costruiti , visto dal lato microstrip e dal lato del piano di massa.

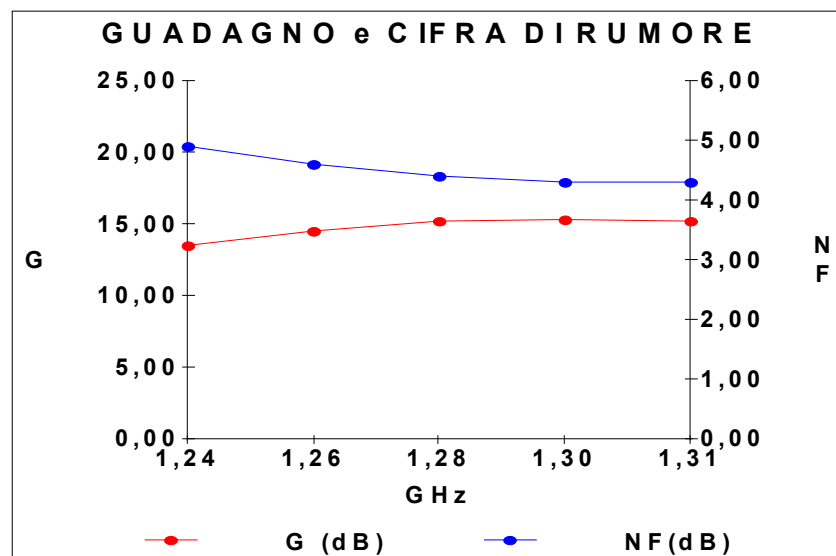
8 - LE PRESTAZIONI

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

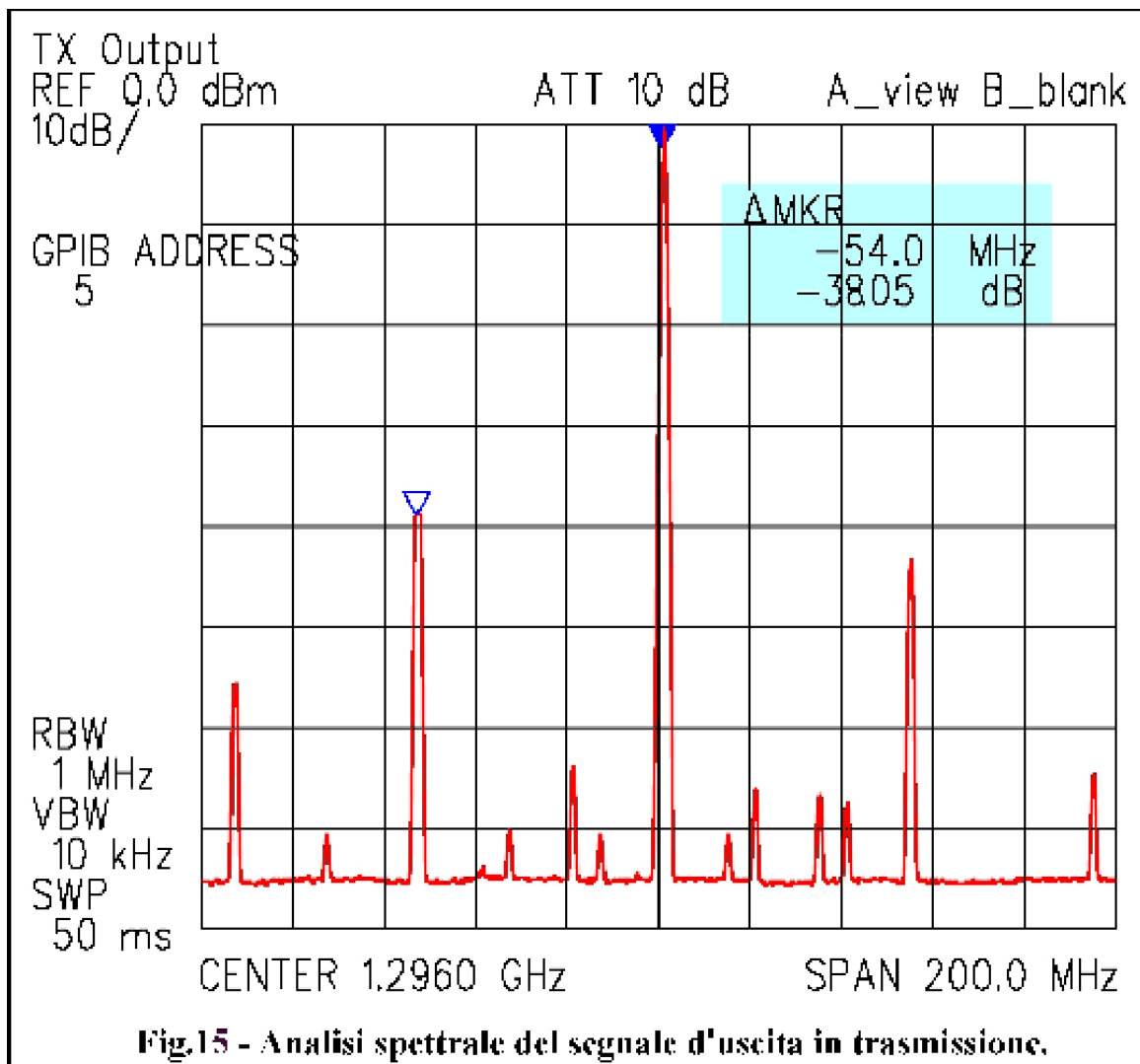
TAB.2 - CARATTERISTICHE A 1296 MHz			
	min.	tip.	max
Guadagno di conversione		15dB	
Cifra di Rumore @ 1,3 GHz		4,5dB	
Sensibilita FM : 'quieting' di 20dB		0,2 microVolt	
Reiezione immagine		>90 dB	
Risposta RX @ (2Fo - F)		- 52 dB	
Risposta RX @ 1296,91 MHz		- 60 dB	
Corrente assorbita RX @12V		140mA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

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

FIG. 14 (pezzo # 3)



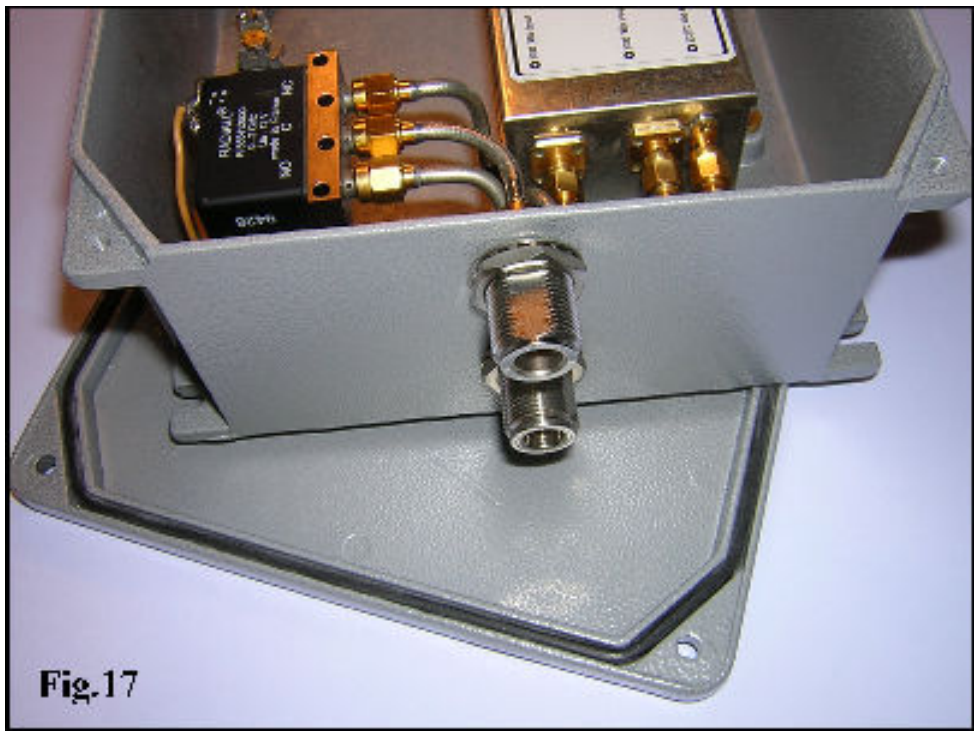
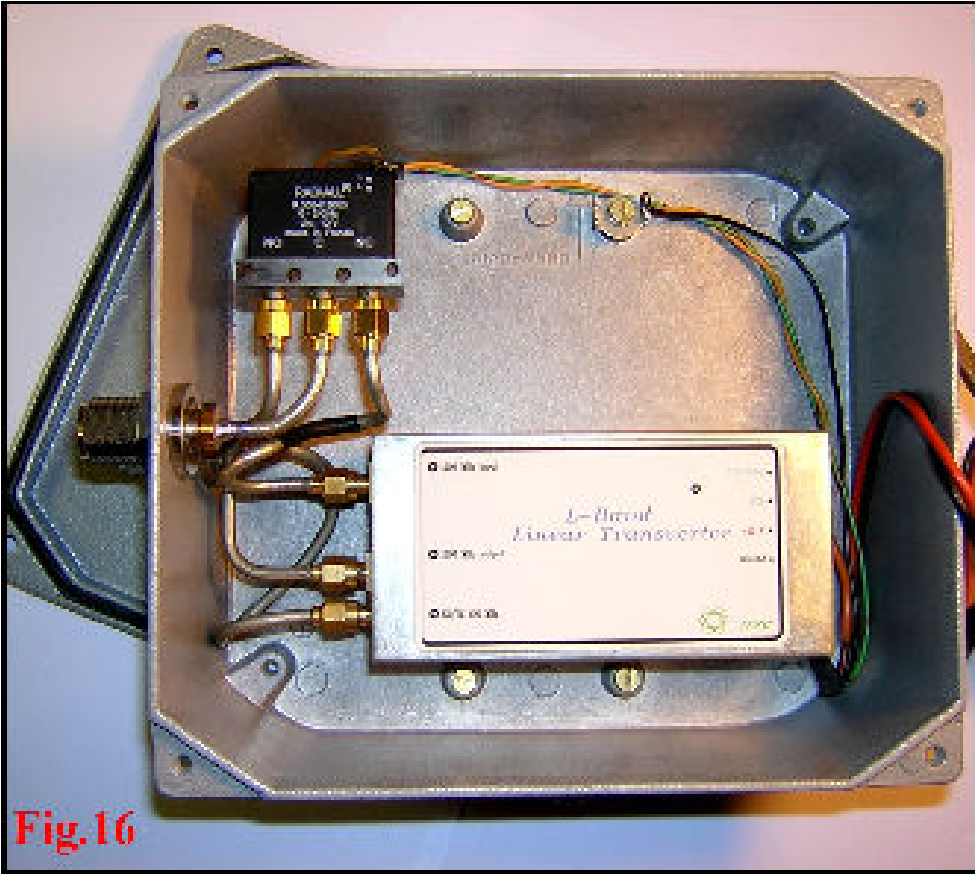
In Fig.15 è dato lo spettro del segnale TX a 1296 MHz alla potenza d'uscita di 200mW. Notiamo che il segnale spurio più elevato ha un livello 38 dB inferiore al segnale utile e come previsto, è distante 54MHz. Gli altri segnali, con soppressione compresa tra -40 e -60 dB, sono i prodotti di intermodulazione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



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

9 - ESEMPIO APPLICATIVO

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



10 - IL PROSSIMO APPUNTAMENTO IN 23 CENTIMETRI

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

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

73 ES CUAGN DE I2SG , Gianfranco

BIBLIOGRAFIA

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

1- UNO SVILUPPO PER RADIOAMATORI

Lo sviluppo descritto è nato da una precisa esigenza postami da alcuni radioamatori della Sezione A.R.I. di Parma che si dedicano alle bande alte , ATV inclusa. In particolare per le comunicazioni di supporto alla *Amateur Television* nella banda dei 23 centimetri , v'era l'opportunità di riutilizzare un gran numero di ricetrasmittitori (FM) dismessi (funzionanti a 430...460 MHz) e disponibili come *surplus* a costi unitari irrisori. Obiettivo primario erano dunque i collegamenti "talk-back", analogamente a quelli che si svolgono in 2 metri per l'attività nelle bande le microonde. Quasi universalmente i *transverter* per la banda dei 23 cm , siano prodotti commerciali o prodotti *home-made* come quelli sviluppati dal sottoscritto nei primi anni '80 , traslano la banda dei 23 cm nella banda dei 2 metri , risultando questa la più conveniente sul piano tecnico. Il vantaggio principale scaturisce dalla relazione armonica tra le frequenze. Ad esempio la frequenza di 1296 MHz corrisponde all'ottava armonica di 144 MHz ed alla terza armonica di 432 MHz , sicché in trasmissione le inevitabili non-linearità degli stadi di amplificazione ed i prodotti di ordine superiore dei convertitori di frequenza si traducono in un segnale d'uscita con spettro ricco di segnali spuri. Mentre l'ottava armonica è sufficientemente lontana ed i livelli dei segnali indesiderati possono essere tenuti sufficientemente bassi , la terza armonica è vicina ed è molto più difficile conseguire buoni risultati. Inoltre , con la trasposizione nella banda dei 432 MHz abbiamo che la seconda armonica dell'oscillatore locale del *transverter* dista ugualmente 432 MHz dalla frequenza utile a 1296 MHz. Ciò implica che nel processo di conversione otteniamo anche un secondo segnale con frequenza uguale o prossima a quella desiderata. Avendo chiari questi limiti lo sviluppo è stato affrontato considerando sufficiente il margine di manovra costituito dall'agilità in frequenza dei *transceivers* sino a 460 MHz , il modestissimo costo degli stessi e... non ultimo , l'incentivo a generare qualcosa di nuovo a 1,2 GHz , a distanza di molti anni dalla mia ultima realizzazione per questa banda. Per estendere l'impiego anche ai possessori di apparati moderni in SSB o ai cultori del traffico classico nel segmento '*Narrow-Band*' , (ovvero 1296...1298 MHz) la sezione TX del *transverter* include esclusivamente amplificatori lineari (Classe A) ed il relé di commutazione d'antenna è esterno , in modo da poter includere facilmente eventuali preamplificatori a basso rumore e/o moduli amplificatori di potenza. Il *transverter* è strutturato in un singolo modulo che include tutti gli stadi , le uscite necessarie per il comando locale o remoto , il comando del relé d'antenna (T/R) , il circuito VOX e la possibilità di alimentazione attraverso il cavo coassiale di connessione al *transceiver*. In sintesi le prestazioni sono: **Frequenza centrale di lavoro =1296 MHz, Frequenza di conversione ingresso-uscita = 450 MHz, Potenza d'uscita = 0,3 Watt, Cifra di rumore N.F. =4,5 dB, Potenza di pilotaggio @ 450 MHz regolabile da 0,1W a 0,5W, Tensione d'alimentazione 12...13,8V.**

2- ARCHITETTURA DEL CIRCUITO

Nell'impostazione del progetto il primo punto è stata l'analisi delle frequenze in gioco e le conseguenti risposte spurie sia in trasmissione che in ricezione. I segnali spuri e le risposte indesiderate principali ed adiacenti al segnale utile sono riconducibili a 3 gruppi principali:

- I) - **In ricezione** : le componenti armoniche dell'oscillatore a quarzo impiegato per la generazione del segnale di Oscillatore Locale (**OL**) di conversione.
- II) - **In trasmissione** : le componenti armoniche del segnale del *transceiver* , ovvero del segnale da trasporre a 1296 MHz
- III) - **In trasmissione ed in ricezione** : le componenti di conversione dovute alla seconda armonica di **OL** e le componenti di intermodulazione di terzo ordine.

In relazione alle componenti di cui ai punti I) e II) , la frequenza di **OL** e' stata scelta pari a 846 MHz ottenendola dalla nona armonica di un oscillatore base controllato con quarzo a 94 MHz.

Ne consegue che per operare alla frequenza nominale di 1296 MHz il ricetrasmittitore - impiegato come canale di Media Frequenza - deve essere sintonizzato a 450 MHz. (i.e. $846+450=1296$)

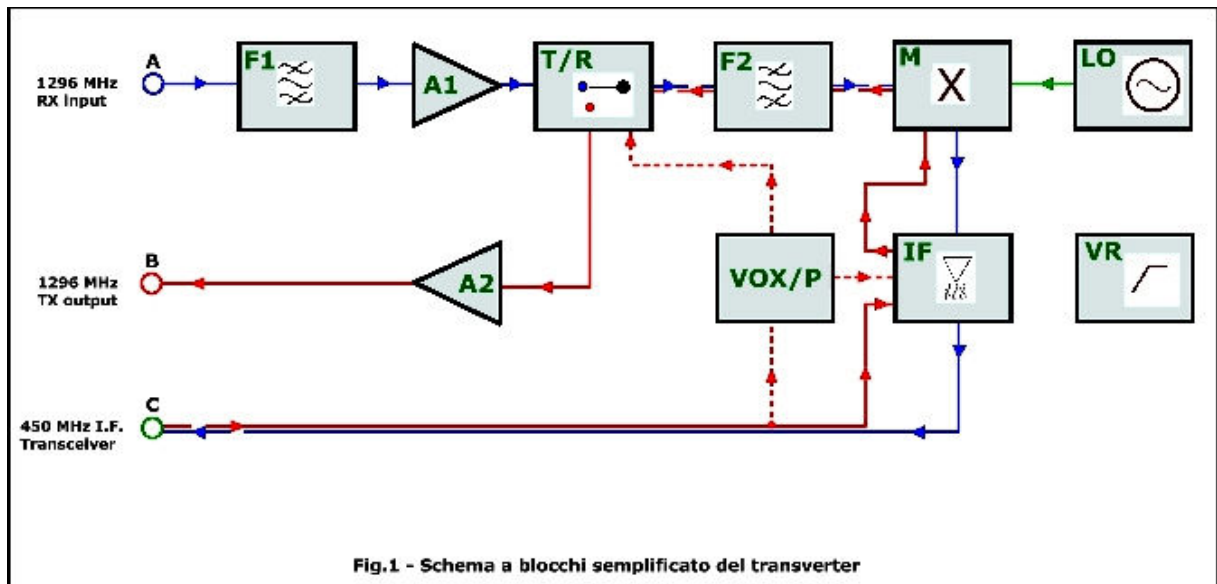
Con questa combinazione abbiamo che:

a) - Le armoniche dell'oscillatore a quarzo più vicine al segnale utile sono la tredicesima e la quattordicesima - rispettivamente a 1222MHz e 1316 MHz. - che quindi cadono al di fuori delle frequenze a noi assegnate.

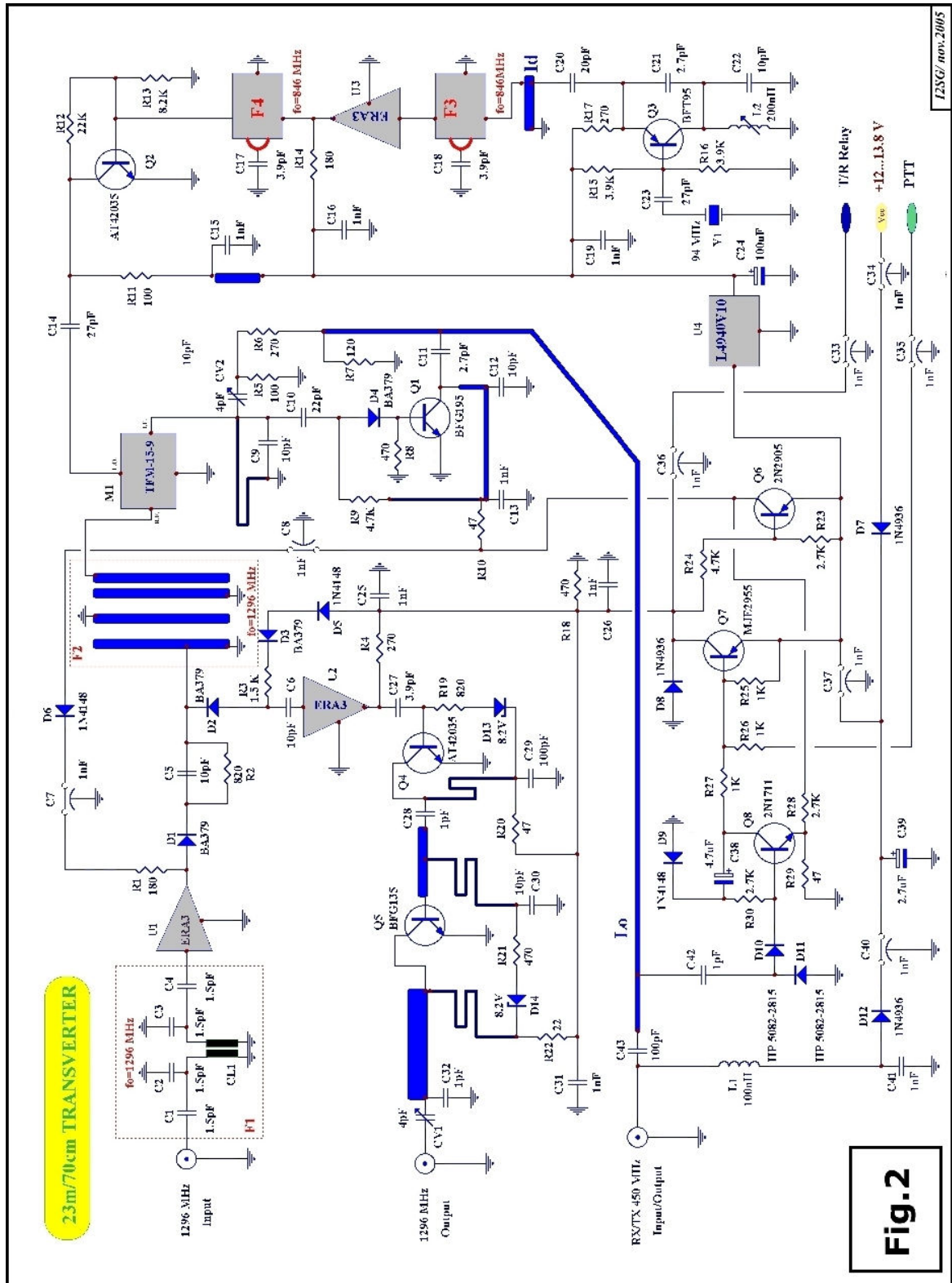
b) - La terza armonica del *transceiver* cade a 1350 MHz , quindi distante dalla frequenza utile.

c) - Il segnale di conversione in seconda armonica del *mixer* (più vicino) è posizionato a 1242 MHz.. Infatti : $(846 \times 2) - 450 = 1242$ MHz. Questo segnale indesiderato , unitamente a quello a 1350 Mhz, dipende principalmente dalle caratteristiche del *mixer* che , pertanto , dovrà avere caratteristiche di primo ordine.

Nell'intervallo di sintonia di 10...20 MHz e con il presupposto di impiegare un buon *mixer* , possiamo attenderci quindi risultati accettabili , con la possibilità di poter spingere se necessario , la pulizia dello spettro di trasmissione inserendo filtri adeguati in uscita. Naturalmente questa esigenza è raccomandabile del caso il *transverster* venga utilizzato unitamente ad amplificatori di potenza relativamente elevata. Il circuito sviluppato ha ricalcato l'architettura che ho già ampiamente sperimentato con successo nelle bande microonde superiori e che è illustrata nello schema a blocchi di Fig.1 , ove in color rosso è indicato il percorso del segnale in trasmissione ed in blu il percorso di quello in ricezione.



Con questa architettura si utilizza il medesimo filtro di selezione del segnale utile a 1,2GHz (**F2**) sia in trasmissione che in ricezione così come il mescolatore che è bidirezionale essendo del tipo doppio doppio-bilanciato con diodi Schottky. La commutazione del flusso dei segnali tra ricezione e trasmissione è ottenuta con un circuito **T/R** a stato solido pilotato da un circuito **VOX** per il funzionamento automatico o comandato in modo manuale. Le altre scelte conseguenti sono state coerenti col criterio di una realizzazione **NO-TUNE**, o quasi, per facilitarne la riproduzione e garantire la consistenza delle prestazioni con le tolleranze di lavorazione del circuito stampato e la dispersione delle caratteristiche dei componenti passivi ed attivi. Con riferimento allo schema elettrico di Fig.2, le osservazioni ed i commenti più importanti sono i seguenti.



12SG/ nov.2005

1) - In ricezione lo stadio di amplificazione d'ingresso **U1** e' costituito da un **MMIC** (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*) all'Arseniuro di Gallio preceduto dal filtro di banda **F1** che previene il sovraccarico da parte di segnali fuori -banda intensi , quali quelli TV in banda IV e V.

2) - L'amplificatore **U1** è seguito dal commutatore elettronico **T/R** costituito dai diodi **D1** e **D2**. Questi sono diodi PIN che - in ricezione - collegano la porta del filtro **F2** di reiezione della frequenza immagine all'uscita di **U1**, o alternativamente, all'ingresso di **U2** quando il transverter è in trasmissione. In ricezione **D1** conduce essendo applicata la tensione d'alimentazione all'amplificatore **U1**, mentre **D2** è aperto perché l'amplificatore di trasmissione **U2** non è alimentato: in trasmissione si verifica la condizione inversa. Il principio di funzionamento dei diodi PIN e l'impiego come commutatori RF è descritto alla Ref.1.

3) - Il *mixer* **M1** ha la porta R.F. direttamente collegata al filtro **F2** @ 1296 MHz, la porta I.F. connessa all'ingresso all'amplificatore **Q1** @450 MHz (alimentato solo in ricezione) e quella dell'oscillatore locale (L.O.) all'uscita di **Q2** che eroga una potenza di circa 10 mW @ 846 MHz.

4) - In trasmissione il trasmettitore risulta terminato su un carico di 50 ohm costituito dalle resistenze **R5**, **R6**, **R7** e dal trasformatore d'impedenza costituito dalla linea **L0** lunga un quarto d'onda a 450 MHz. Una parte del segnale a 450 MHz erogato dal *tranceiver* è accoppiato alla porta I.F. del *mixer* dal trimmer **CV2**, potendo regolare in tal modo il livello necessario in funzione della potenza di eccitazione nell'intervallo 100...500mW.

5) - In trasmissione, la funzione del diodo **D4** è di isolare la porta I.F. del *mixer* che altrimenti risulta fortemente accoppiata dalla capacità collettore-base del transistor BFG195 a **C11** e quindi alla linea **L0**.

6) - L'Oscillatore Locale è costituito da tre stadi e due filtri passa-banda ceramici uguali (**F3** ed **F4**) con frequenza centrale di 846 MHz. Il risonatore a quarzo a 94 MHz **Y1** (in 5a *overtone*) è utilizzato nello stadio oscillatore base che impiega un transistor PNP a basso rumore tipo BFT95. La bobina **L2** consente la taratura fine della frequenza di funzionamento al valore nominale di 94.000 KHz. Dall'Oscillatore base a 94 MHz è estratta la nona armonica (846 MHz) col filtro **F3** che precede l'amplificatore monolitico **U2** (tipo ERA3). Per massimizzare il livello della nona armonica il condensatore **C20** è chiuso a massa con un circuito "idler" (per la circolazione delle correnti armoniche non desiderate) costituito dal tronco di linea **Id**. Il terzo stadio della catena **OL** è realizzato col transistor **Q2**, pilotato dal secondo stadio attraverso il filtro **F4**. I tre stadi che costituiscono la catena **OL** sono alimentati a 10 V con un regolatore integrato a tre terminali **U4** caratterizzato da una tensione minima di funzionamento molto bassa (*low drop-out*): ciò consente di inserire i diodi **D7**, **D12** a protezione d'inversione di polarità unitamente ad una tensione minima di funzionamento di 12V.

7) - La catena di amplificazione in trasmissione - costituita da **U2** , **Q4** , **Q5** - non include regolazioni salvo il *trimmer* **CV1** per l'ottimizzazione della potenza d'uscita. Non è da escludere che anche questo componente possa essere in futuro sostituito con un condensatore fisso.

8) - Il circuito VOX e di commutazione delle tensioni di alimentazione RX-TX coinvolge i dispositivi : **D8** , **D9** , **D10** , **D11** , **Q6** , **Q7** , **Q8**.

Con il *transceiver* in ricezione **Q8** si trova in interdizione ed il condensatore **C38** è caricato ad una tensione prossima a quella di alimentazione (Vcc) : pertanto anche **Q7** non conduce , mentre **Q6** e' portato in saturazione ($V_{CESAT} < 1V$) essendo la sua base connessa al potenziale di massa attraverso le resistenze **R18** , **R24**. In queste condizioni **U1** e **Q1** sono alimentati. Quando il *transceiver* è portato in trasmissione la potenza erogata è dissipata in **R5** , **R6** , **R7** ed il segnale rettificato da **D10** , **D11** porta in conduzione **Q8** che scarica rapidamente **C38** attraverso **D9** , **R2** e pilota in "chiusura" **Q7**.(perché la sua base è richiusa a massa attraverso **R27** , **Q8** , **R29**) Contestualmente essendo **Q7** in saturazione ($V_{CESAT} < 0,3V$) , **Q6** non conduce perché la tensione base-emettitore è prossima a 0V. In trasmissione quindi risultano alimentati **U2** , **Q4** , **Q5** e non alimentati **U1** e **Q1**. Il passaggio in ricezione del *transverter* avviene con ritardo perché allorquando la tensione rettificata da **D10** , **D11** si porta a zero , il condensatore **C38** si carica (ad una tensione prossima a Vcc) attraverso la base di **Q8** mantenendolo in conduzione per un certo tempo. La reazione positiva introdotta da **R28** , **R29** introduce una isteresi nel ciclo di commutazione. In altri termini, otteniamo che il livello minimo del segnale necessario per la commutazione da ricezione a trasmissione risulta circa 3 dB più alto di quello massimo per ritornare in ricezione . Con i valori indicati il circuito VOX commuta in trasmissione quando la potenza d'ingresso supera la soglia di 50 mW e ritorna in ricezione (con ritardo di circa 3 secondi) se il livello scende sotto i 25 mW. Notiamo che il collettore di **Q7** è collegato ad un terminale per il comando del relé coassiale d'antenna. Il diodo **D8** ha funzione "damper" per il carico induttivo costituito dalla bobina del relé. La commutazione RX-TX può anche essere manuale chiudendo a massa il terminale di **R26** . Nel comando manuale il passaggio da trasmissione a ricezione non e' ritardato perché **Q8** , in entrambi gli stati , rimane in interdizione.

9) - L'induttanza di blocco **L1** unitamente al condensatore **C41** separano la componente continua quando il *transverter* è alimentato attraverso il cavo coassiale di collegamento al ricetrasmittitore pilota a 450 MHz.

3- IL FILTRO DI PRESELEZIONE 'F1' A 1296 MHz

In tutti i segmenti dedicati ad 1,2 GHz i radioamatori debbono convivere con la presenza di segnali molto forti sia in banda (ad esempio i RADAR) che fuori banda come i segnali TV in banda V. Pertanto la ricerca della migliore sensibilità del sistema

di ricezione e quindi della minore Cifra di Rumore (**NF**) non può essere disgiunta dalle caratteristiche di insensibilità ai fenomeni di intermodulazione. Ciò implica che, particolarmente nei collegamenti terrestri, nella banda dei 23cm l'ingresso dei ricevitori, o dei *transverters*, deve prevedere l'impiego di amplificatori con dinamica adeguata ed essere opportunamente protetto. E' un fatto che diversi ottimi progetti di preamplificatori a basso rumore spesso non risultano utilizzabili in termini pratici se non adeguatamente preceduti da filtri. Ciò risulta particolarmente necessario con le antenne Yagi o con quelle paraboliche con illuminatore non in guida d'onda che blocca tutti i segnali con frequenza più bassa di quella di taglio della guida medesima. Il sacrificio in termini di Cifra di Rumore deriva dal fatto che le perdite dissipative del filtro si sommano (in dB) alla Cifra di Rumore propria dello stadio amplificatore RF.

Ma nei collegamenti terrestri, Cifre di Rumore bassissime hanno impatto irrilevante perché comunque la temperatura di rumore dell'antenna - e quindi della potenza di rumore all'ingresso del ricevitore - nel migliore dei casi è quella ambiente ovvero prossima a 300 Kelvin.

Solo nei collegamenti verso lo spazio profondo e con antenne adeguate è mandatorio (ma non sufficiente) ricercare il decimo o il centesimo di Decibel in meno: questo è un argomento non pertinente a questo lavoro ma che sarà trattato in altra sede. Nei collegamenti terrestri, ad esempio, un ricevitore con *Noise Figure* di 1,5 dB, con segnali deboli, presenta un'uscita con rapporto Segnale/Rumore 1,5 dB migliore rispetto ad un ricevitore ideale con **NF**= 0 dB: chi è in grado di percepirne la differenza?

Nel progetto trattato il filtro passa-banda **F1** e' stato scelto e dimensionato ponendo i seguenti obiettivi:

- a) Realizzazione su circuito stampato con microstrip e senza di elementi di taratura.*
- b) Fianco inferiore del filtro con pendenza non inferiore a 30 dB/ottava.*
- c) Attenuazione minima di 20 dB per frequenze inferiori @800 MHz o superiori a 2300 Mhz*
- d) Attenuazione in banda passante inferiore a 0,5 dB.*

Nell'ambito dei gradi di libertà del progetto è stato inoltre impostato il vincolo di impiegare condensatori di un unico valore e tolleranza. Quest'ultimo punto è vantaggioso perché il criterio del **NO-TUNE** si sposa con la necessità di reperire un solo componente con tolleranza garantita.

Con riferimento alla Fig.2 osserviamo che il filtro impiega 4 condensatori uguali da 1,5 pF ed una coppia di linee di trasmissione **CL1**. Queste sono linee *microstrip* realizzate sul circuito stampato, con lunghezza di molto inferiore al quarto d'onda e risultano accoppiate prevalentemente dal campo magnetico.

In Fig.3 sono riportate le caratteristiche del filtro , ottenute con sintesi ed ottimizzazione a mezzo di calcolatore. In colore rosso e scala a destra abbiamo l'andamento dell'attenuazione **[S21]** in funzione della frequenza ed in colore verde l'adattamento d'impedenza (*return-loss*) **[S11]** ; la curva blu mostra l'andamento dell'attenuazione in banda passante con i relativi valori riportati nella scala espansa di sinistra. In figura sono anche indicate le finestre di attenuazione minima richiesta ad 800 MHz e 2300 MHz.

Con i parametri dissipativi impostati nel progetto , la perdita di inserzione teorica di **F1 @1300 MHz** vale circa 0,2dB : gli elementi considerati sono il Qo dei condensatori e le perdite delle 2 *microstrip* che dipendono dal laminato del circuito stampato. E' da osservare che , differentemente da quanto avviene con l'impiego FET discreti , nel nostro caso il filtro risulta terminato con un'impedenza relativamente prossima a 50 ohm per un'ampia gamma di frequenze perché l'amplificatore monolitico ERA3 che segue ha VSWR d'ingresso contenuto. (1:1,5 max)

Ciò deriva dal fatto che questo MMIC include una contro-azione resistiva che , penalizza le prestazioni in Cifra di Rumore , ma assicura sia la stabilità incondizionata che impedenze d'ingresso e d'uscita non molto distanti da 50 ohm.

Nei tre esemplari sinora costruiti le perdite di inserzione del filtro - dedotte dalle misure della Cifra di Rumore complessiva del *transverter* (NF= 4,5 dB) - sono state in tutti i casi inferiori a circa 0,5 dB e lo scarto rispetto al valore teorico è dovuto , molto probabilmente , alle tolleranze dei condensatori (+/- 0.1 pF max). Da segnalare inoltre che l'amplificatore ERA3 può essere sostituito da un altro MMIC migliore : il tipo ERA8 . Questo prodotto ha tipicamente un guadagno 3dB più alto , un VSWR d'ingresso più basso ed una Cifra di Rumore inferiore di 0.5 dB. Purtroppo questo dispositivo non è facilmente reperibile se non in quantitativi minimi elevati.

Altri MMIC alternativi sono il tipo SNA 386 ed il tipo RF2044. In tutti i casi , comunque , debbono essere utilizzati amplificatori con dinamica adeguata , ovvero con punto di compressione del livello d'uscita ($P_{o@-1dB}$) non inferiore a +10dBm , per evitare i problemi di sovraccarico citati.

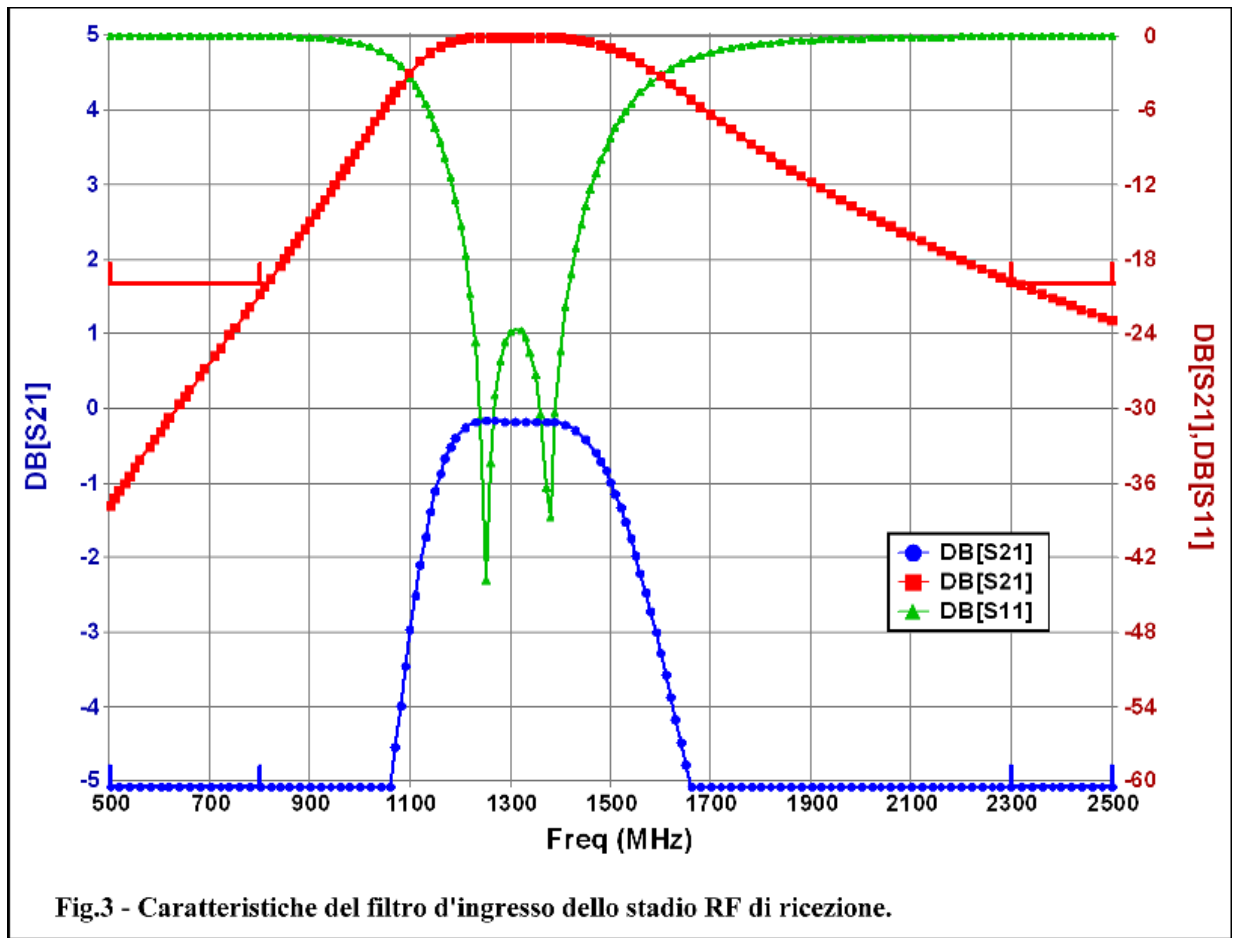


Fig.3 - Caratteristiche del filtro d'ingresso dello stadio RF di ricezione.

4- IL FILTRO DI REIEZIONE IMMAGINE 'F2' A 1296 MHz

Il filtro di reiezione della frequenza immagine e degli altri prodotti di conversione distanti dalla frequenza di 1296 MHz è costituito da 4 tronchi di linea *microstrip* lunghi un quarto d'onda.

In Fig.2 notiamo che la struttura è costituita da 4 linee parallele accoppiate : tre con una estremità connessa a massa costituiscono altrettanti circuiti risonanti ed una - con l'estremità aperta - si comporta come elemento di accoppiamento , senza peso nella funzione di trasferimento.

In Fig.4 è riportata l'andamento dell'attenuazione [S21] (scale 0-60 dB e 0-5dB) e l'adattamento [S11] (scala 0-60dB) risultanti dal processo di sintesi ed ottimizzazione a mezzo di calcolatore.

Il filtro è stato dimensionato ponendo come limiti un'attenuazione minima di 40 dB per le frequenze inferiori a 1000 MHz e superiori a 1650 MHz , e la perdita di ritorno migliore di -20dB nell'intervallo 1250...1350 MHz.: in questo intervallo l'attenuazione del filtro è contenuta entro circa 1,5dB massimi. Notiamo che in corrispondenza della frequenza dell'Oscillatore Locale il filtro esibisce 50 dB di attenuazione che si sommano a 30 dB di soppressione del *mixer* , sicché il residuo di portante in

trasmissione è trascurabile. Anche l'attenuazione della frequenza immagine supera ampiamente i 60 dB., mentre i prodotti spuri vicini che cadono nell'intervallo 1200....1300 MHz non vengono discriminati. Questi possono essere abbattuti solo con filtri passa-banda molto stretti che non sono realizzabili con *microstrip* su circuito stampato perché richiedono risonatori con coefficiente di risonanza elevato. A queste frequenze, tali filtri sono generalmente realizzati con cavità coassiali risonanti e nei casi migliori impiegando leghe metalliche a basso coefficiente di dilatazione termica per assicurarne la stabilità delle caratteristiche con la temperatura.

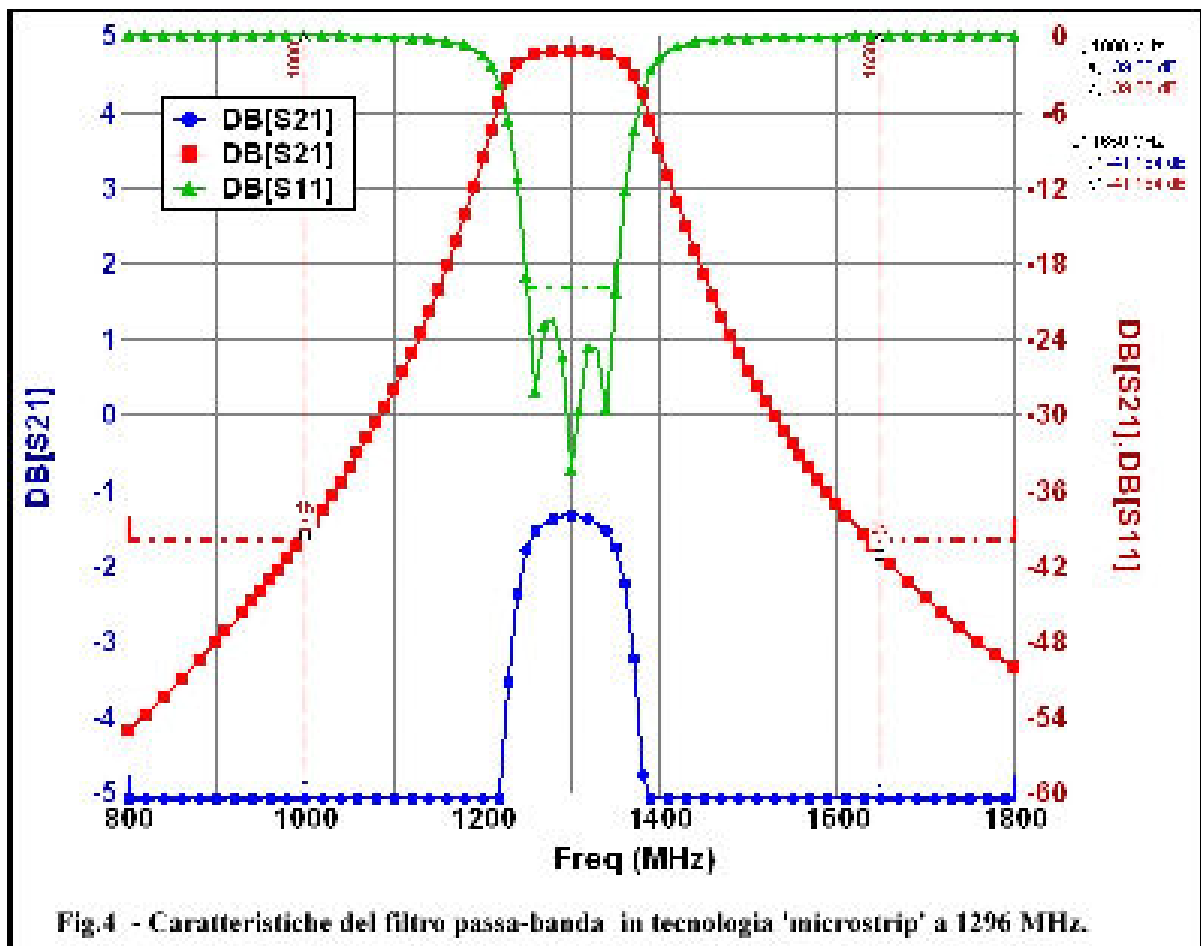


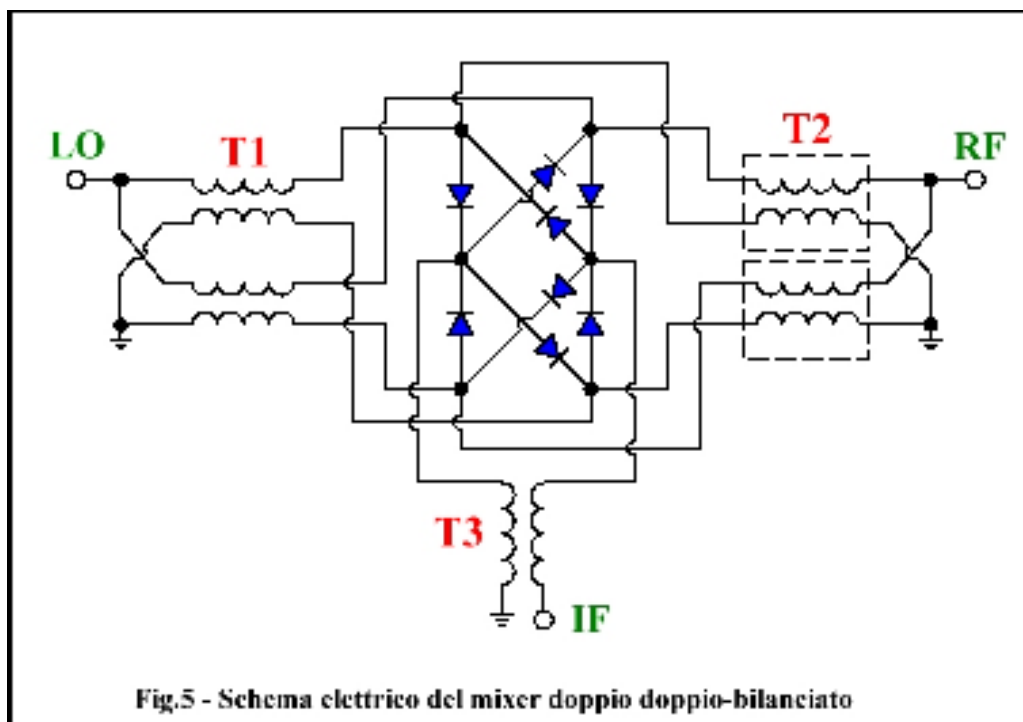
Fig.4 - Caratteristiche del filtro passa-banda in tecnologia 'microstrip' a 1296 MHz.

L'accoppiamento con tronco di linea aperto di una delle due porte del filtro è stata una scelta strategica per disporre i collegamenti ingresso-uscita sui lati diametralmente opposti della struttura, consentendo in tal modo una disposizione razionale sul circuito stampato e la minimizzazione degli accoppiamenti parassiti. L'accoppiamento alla seconda porta è invece ottenuto con "presa" (*tapping*) sul risonatore terminale: in tal modo si ottiene anche la chiusura a massa della corrente che scorre nei diodi PIN di commutazione **D1** e **D2**.

5- IL MIXER 'M1'

Come già osservato , le caratteristiche del mescolatore incidono in modo determinante per : la qualità del segnale in trasmissione , le caratteristiche di intermodulazione e le risposte indesiderate. Per questo progetto è stato utilizzato il mescolatore doppio doppio-bilanciato (chiamato anche triplo-bilanciato) di medio livello tipo TFM-15-9 della Mini-Circuits - uno dei migliori prodotti di questo costruttore - che consente d'ottenere una dinamica adeguata sia in ricezione che in trasmissione , con soppressione nominale di 40 dB dei prodotti di conversione indesiderati.

In Fig.5 è dato lo schema elettrico di questo mescolatore . Esso è composto da 3 trasformatori ed 8 diodi Schottky. T1 e T2 sono trasformatori a larga banda con fili funzionanti come linee di trasmissione , mentre T3 e' quello di Media Frequenza. Per assicurare un buon bilanciamento (anche al variare della temperatura) i diodi sono composti da 2 quaterne realizzate in struttura monolitica. (cioè in un singolo cristallo semiconduttore)



Il livello nominale di Oscillatore Locale richiesto è di +10dBm. Il mescolatore presenta una perdita di conversione prossima a 7 dB con segnali RF ed LO sino a 3 GHz ed IF da 10MHz a 800 MHz.

In Fig.6 sono riportati i valori tipici dei prodotti di conversione risultanti dalla combinazione delle armoniche "m" del segnale RF e quelle "n" dell'Oscillatore Locale , ovvero i prodotti con frequenza:

$$(m)f_{RF} \pm (n)f_{LO}$$

Il numeri delle armoniche dei segnali RF ed OL sono riportati rispettivamente nella colonna verticale in colore rosso ed in quella orizzontale in colore blu.

I numeri in colore nero esprimono - per le diverse combinazioni armoniche - i livelli di attenuazione , in Decibel , rispetto al segnale utile preso come riferimento ed indicato in colore verde , nella casella $m=1, n=1$. I dati riportati si riferiscono alla condizione d'impiego con potenza di Oscillatore Locale di +10 dBm e livello di segnale RF di -5 dBm

Armonica 'm' del segnale R.F.	0	-	25	13	25	16	25	25	
	1	13	LIV. RIF.	42	10	30	30	39	
	2	63	53	71	59	58	62	58	
	3	69	63	70	69	73	64	72	
	4	72	73	74	72	73	73	74	
	5	72	72	74	74	74	72	73	
			0	1	2	3	4	5	6
Armonica 'n' dell'Oscillatore Locale									

Fig.6 - Livelli relativi dei prodotti di conversione del mixer
(attenuazione in dB rispetto il segnale utile)

In merito matrice dei valori riportati osserviamo :

a) - La prima riga in alto fornisce il livello del residuo di OL alla frequenza fondamentale (cioè' $n=1$) ed alle frequenze armoniche ($n= 2 , 3 , 4 , 5 , 6$) , senza RF segnale applicato

b) - Similmente , la prima colonna a sinistra , per $n=0$, fornisce i livelli del segnale RF d'uscita , senza segnale di OL.

c) - Cerchiato in colore rosso e' la risposta indesiderata di seconda armonica più alta e vicina al segnale utile . Ovvero : $2 \times f_{LO} - 1 \times f_{RF} = 1242 \text{ MHz}$. Questa risposta è presente sia in trasmissione che in ricezione

d) - Tutte le altre risposte sono oltre -60...-70 dB rispetto il segnale utile. Quelle di interesse sono : la combinazione **m=3 , n=3 @1188 MHz** (solo in trasmissione) e quella **m=3 , n=0**. Quest'ultima , che è la terza armonica del segnale di eccitazione a 450 MHz del *transceiver* , è presente solo in trasmissione con una riga a **1350 MHz**.

Naturalmente i valori indicati di riferiscono al solo stadio mescolatore in condizioni d'impiego ideali e con terminazioni alle porte puramente resistive. Nelle condizioni effettive d'impiego in questo *transverter* i valori indicati risultano peggiorati di qualche Decibel , anche a causa delle non-linearità degli altri stadi.

Continua

BIBLIOGRAFIA

1)"T/R d'antenna con diodi PIN" I2SG - Compendium UHF e Microonde, pag.220