

Downconverter per ATV in 6cm

(Gianfranco Sabbadini - I2SG)

PARTE prima



Questa realizzazione è dedicata agli OM interessati alle comunicazioni ATV nella banda dei 6 centimetri. Trattasi di un convertitore a basso rumore per la ricezione dei segnali nei segmenti di banda a 5 GHz allocati ai radioamatori.

Il processo di conversione è ottenuto con l'impiego di un Oscillatore con Risonatore a Dielettrico (DRO) operante a 7,5 GHz. Pertanto i segnali d'ingresso alle frequenze di nominali di 5,7 GHz o 5,8 GHz sono traslati in uscita rispettivamente a 1,8 GHz e 1,7 GHz. E' 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 10 esemplari costruiti sono: Guadagno di conversione $GT=30\text{dB}$, Cifra di rumore $NF=1,6\text{dB}$.

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.

1 - IL CIRCUITO

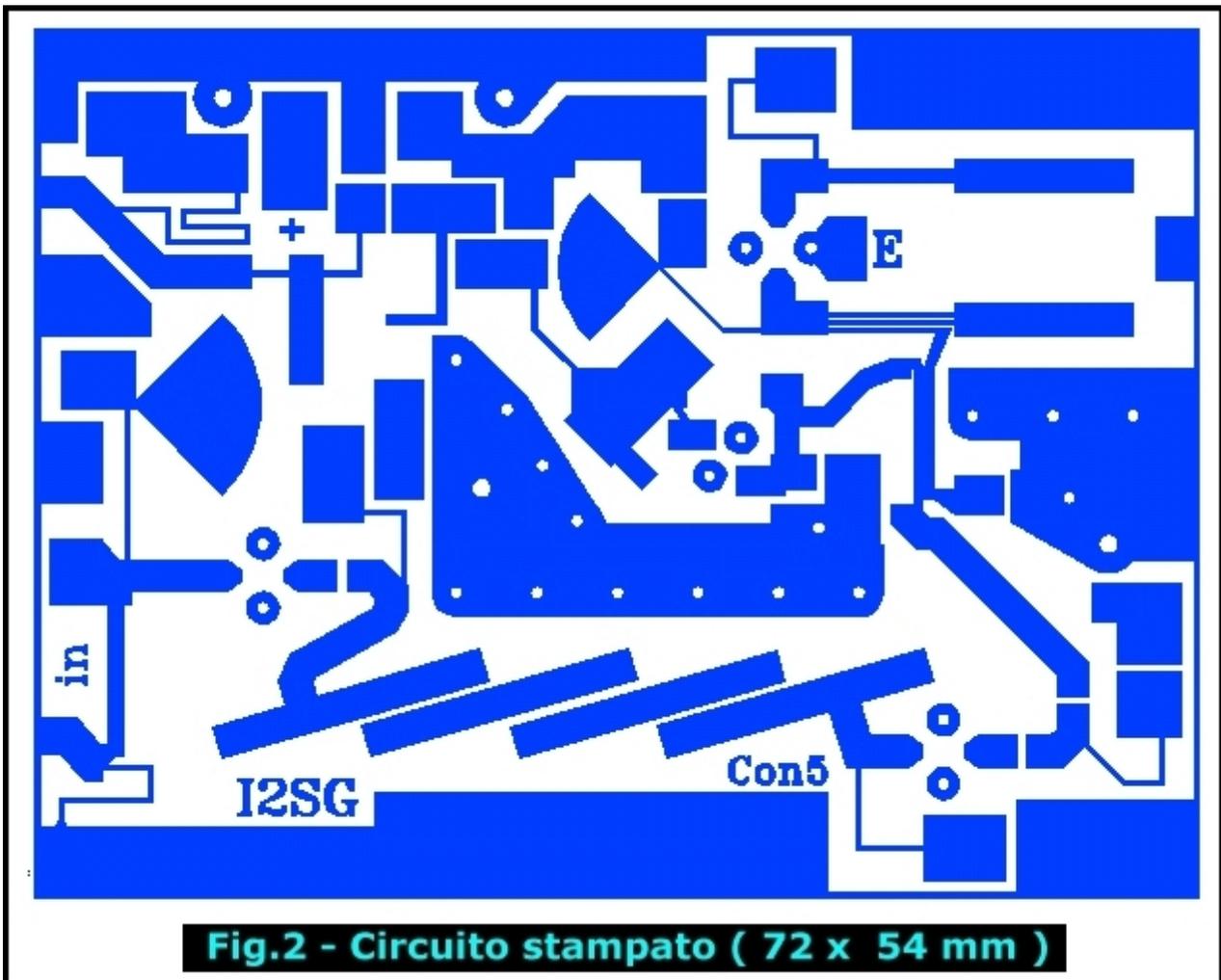
Lo schema elettrico del "*Downconverter*" e' riportato in Fig.1.

Il convertitore - realizzato in tecnologia *microstrip* - comprende 2 stadi di amplificazione R.F (**Q1,Q2**) , un Oscillatore Locale (**Q3**) con frequenza controllata da un risonatore ceramico(**DR**) a 7,5 GHz ed uno stadio convertitore di tipo additivo con un singolo transistor GaAs (**Q4**). Complessivamente sono utilizzati 4 MESFET uguali (tipo Agilent ATF36077) e con tensione di polarizzazione di *gate* nulla (*zero-bias*). Questa scelta consente una semplificazione del circuito con un modesto degrado della cifra di rumore , mantenendo risultati buoni e certamente adeguati per l'impiego nei collegamenti ATV terrestri. Il fattore di stabilità di **Q1** e **Q2** è forzato prossimo ad 1 con resistenze serie nel circuito di drain (**R3,R4**) e con valore controllato dell'induttanza di collegamento a massa dei terminali di *source* : per approfondire questo argomento si rimanda alla Ref.1. Tutti gli stadi sono alimentati con una tensione di 3,3V erogata da uno stabilizzatore con un circuito integrato standard a 3 terminali (**U1**). La tensione minima di funzionamento del convertitore è di 6Volt e può essere ulteriormente ridotta a 5Volt , omettendo l'inserzione dei diodi di protezione contro l'inversione di polarità (**D1,D2**).

Il primo stadio R.F.a 5,7GHz è ottimizzato per la migliore cifra di rumore ed il terminale d'ingresso (connettore SMA) è chiuso a massa con un tronco di linea ad alta impedenza per la protezione contro eventuali scariche elettrostatiche. Il filtro passa-banda interstadio (**BPF1**) è del tipo con andamento asimmetrico dell'attenuazione fuori banda , al fine di garantire una sufficiente soppressione della risposta immagine. Infatti la frequenza immagine vale 9,2...9,4 GHz che è un valore troppo vicino alla risposta di secondo ordine dei classici filtri simmetrici a linee parallele di mezza lunghezza d'onda (*Parallel Coupled Lines*). Nel nostro caso , la risposta di secondo ordine risulta posizionata a circa 11GHz. Una alternativa possibile per superare questo ostacolo consta nell'impiego di filtri interdigerati con risonatori in quarto d'onda che , nel caso peggiore , hanno la prima risposta d'ordine superiore posizionata a 3 volte la frequenza fondamentale.

Ma i risonatori in quarto d'onda hanno una estremità collegata a massa ed a 5,7 GHz un errore di posizionamento di pochi decimi di millimetro del foro di collegamento al piano di massa si traduce in una sensibile dissintonia.

Pertanto questa soluzione richiede uno standard di processo elevato e poco si concilia con la precisione ottenibile con mezzi "domestici" quali utilizzati dall'autore nel processo di fotoincisione e lavorazione del circuito stampato.(vedere Fig.2) Lo stadio oscillatore (**Q4**) è del tipo con reazione *drain-gate* ed il dischetto **DR** (*Dielectric Resonator*) è accoppiato a mezzo di due linee *microstrip* con estremità aperta (quindi in regime di onde stazionarie) e nel punto di massima corrente.



Alcune semplici informazioni sull'argomento sono disponibili alle Ref.2, Ref 3. Entrambe le linee di accoppiamento al **DR** sono connesse al MESFET (**Q4**) in serie ad accoppiatori in quarto d'onda (**CL3**, **CL4**) che hanno la funzione di ridurre il guadagno d'anello - ovvero il tasso di reazione del circuito - in corrispondenza dei modi di risonanza adiacenti a quello desiderato. L'accoppiatore **CL3** è simmetrico con 3 porte : con il terzo ramo è prelevato il segnale **LO** (*Local Oscillator*) inviato allo stadio mescolatore (**Q3**).

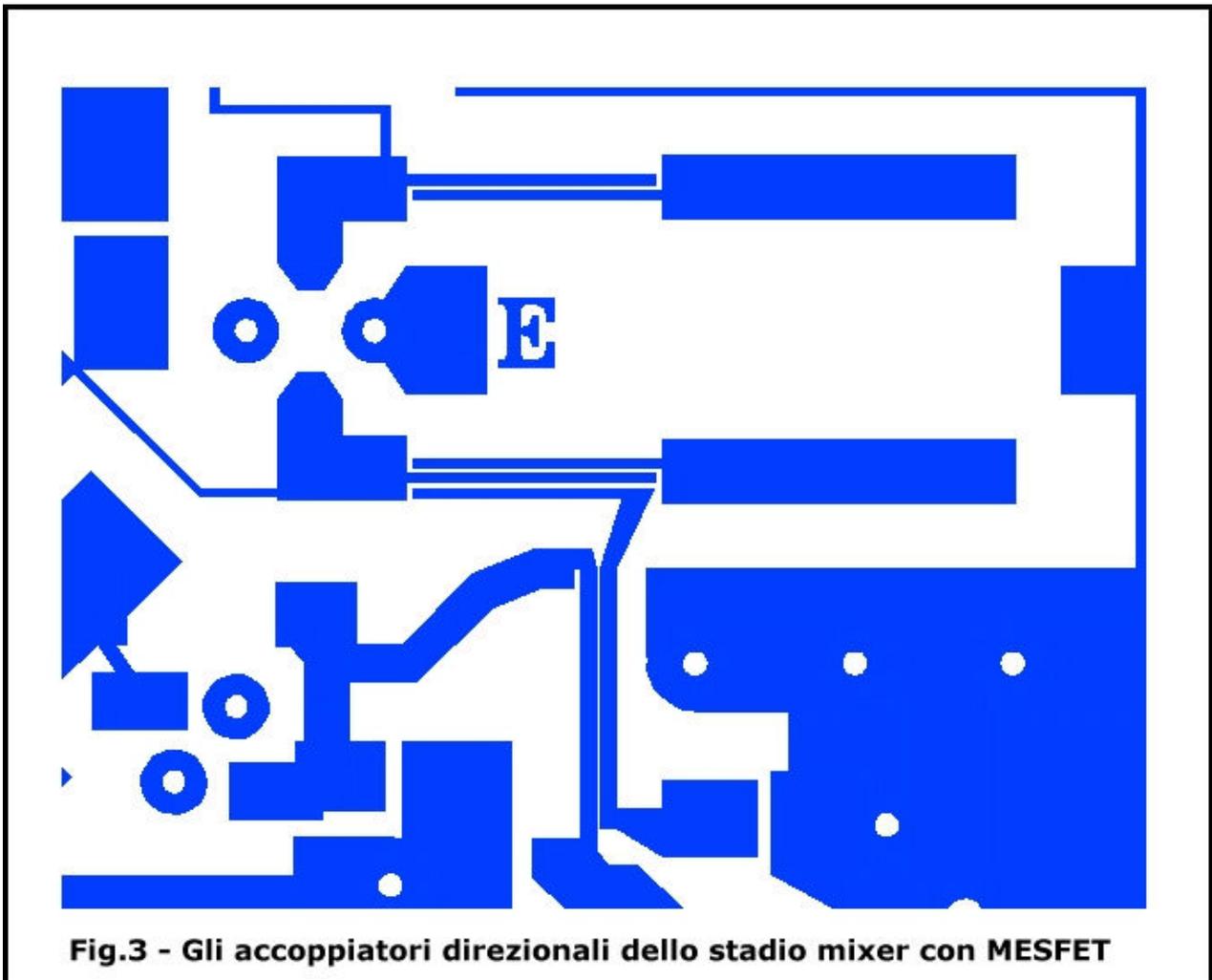
In questa tipologia di mescolatori il segnale R.F. e quello dell'Oscillatore Locale sono sommati all'ingresso (terminale di *gate*) del transistor. Per ottenere un buon guadagno di conversione è necessario che il livello dell'Oscillatore Locale sia sufficientemente elevato per pilotare il dispositivo in zona non lineare (classe AB) e comunque con angolo di circolazione della corrente di *drain* minore di 360 gradi.

Il MESFET ATF36077 risulta particolarmente adatto perché ha una tensione di interdizione (V_t) molto bassa (valore tipico $-0,35V$) e quindi risulta sufficiente un livello massimo di 6dBm. (cioè 4mW) Per isolare l'uscita del secondo stadio di amplificazione R.F. (**Q2**), il segnale dell'Oscillatore Locale è applicato attraverso un accoppiatore direzionale (**CL2**). L'isolamento è maggiore di 20 dB mentre il segnale R.F. inviato a **Q3** è attenuato di 3 dB. (metà potenza del segnale R.F. è dissipata in **R11**)

Questa è parte più critica del circuito stampato perché la spaziatura minima tra le *microstrip* è di 100 micron nominali. (vedere Fig.3) Il segnale convertito a 1,8 GHz presente al *drain* di **Q3** è filtrato con una rete passa-banda costituita da tronchi di linea e 2 condensatori da 12 pF (**C9,C10**). Le funzioni principali di questo filtro sono:

- A) - Adattare a 50 ohm l'impedenza d'uscita dello stadio convertitore nell'intervallo 1,5...2GHz.**
- B) - Sopprimere i segnali molto intensi dell'Oscillatore Locale sia alla frequenza fondamentale a 7,5 GHz che in seconda armonica a 15 GHz.**
- C) - Isolare l'uscita dello stadio convertitore per i segnali con frequenze inferiori al GHz.**

In prima approssimazione ed in condizioni ottimali, il guadagno di conversione con questa tipologia di mescolatori è pari al guadagno disponibile (**MAG**) (*Maximum Available Gain*) del MESFET a 5,7 GHz abbattuto di 6...8dB. (Ref.1, pag. 217, 218) Pertanto con l'ATF36077 il guadagno del mescolatore è prossimo a 10dB. Anche la Cifra di Rumore associata è pari a quella del dispositivo a 5,7 GHz aumentata di 6...8dB ma essendo il guadagno degli stadi R.F. elevato il contributo dello stadio mixer alla cifra di rumore complessiva del convertitore risulta marginale.

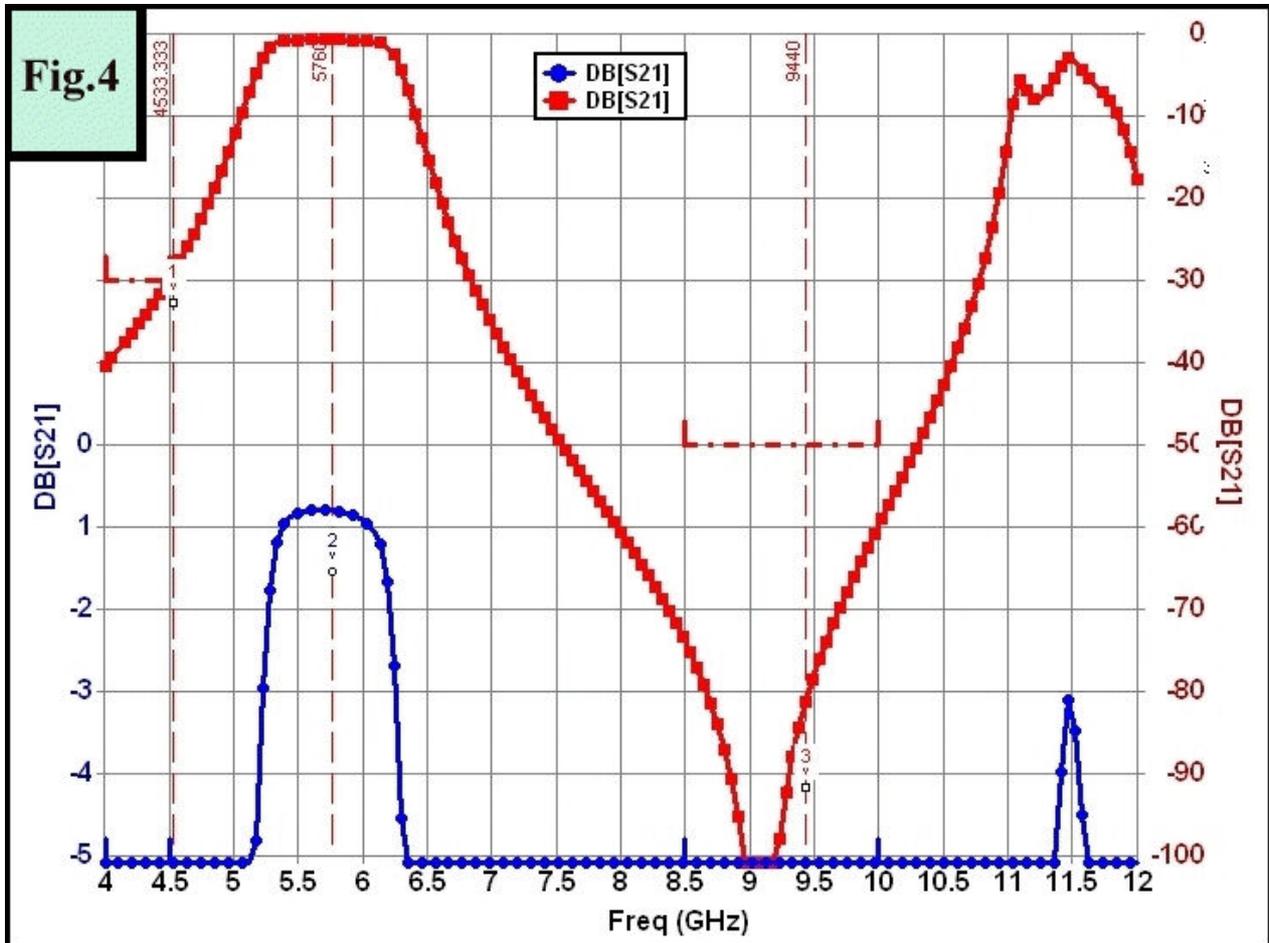


2 - IL FILTRO PASSA-BANDA a 5,7 GHZ

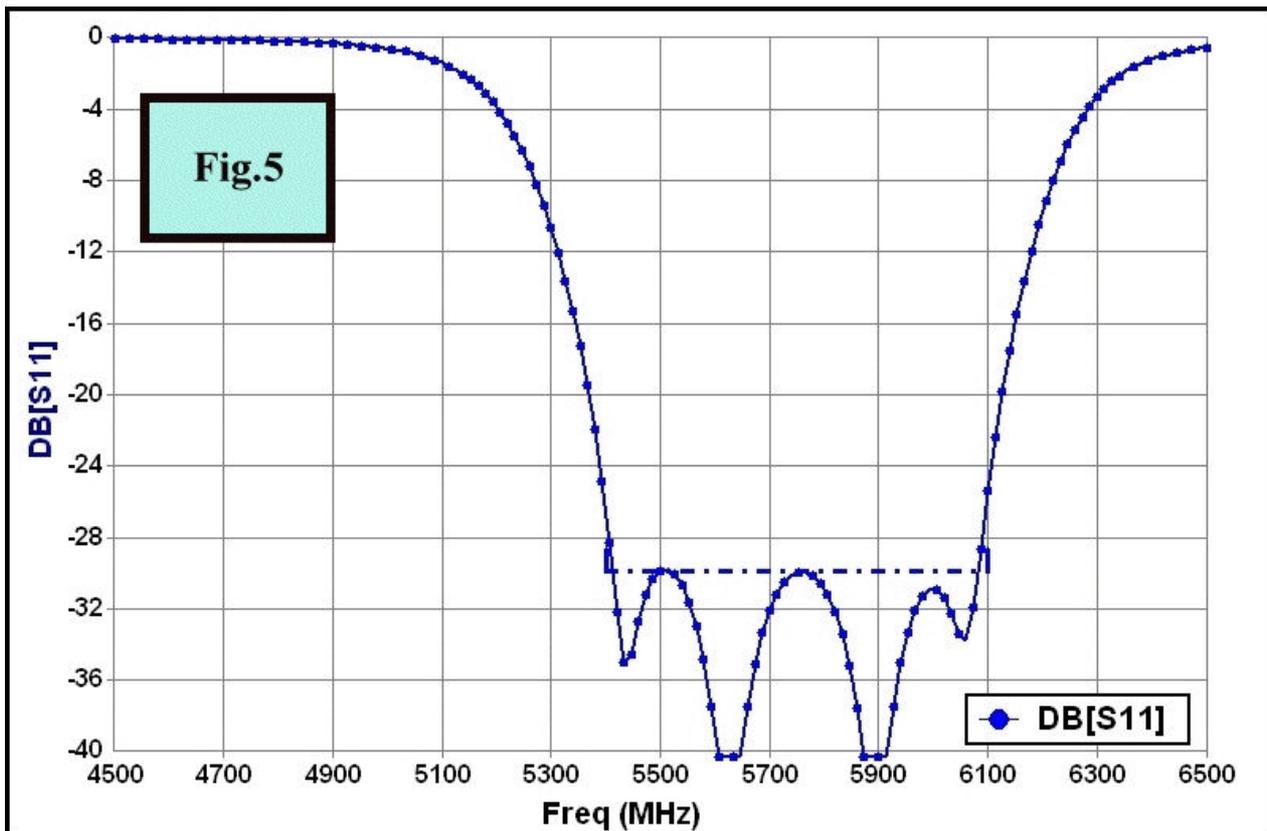
Il filtro RF interstadio (**PBF1**) è realizzato unicamente con risonatori in *microstrip* sospesi da massa. In Fig.4 è riportata la curva di risposta del filtro dopo il ciclo di sintesi ed ottimizzazione condotto col calcolatore nell'intervallo 4...12 GHz. (curva rossa con relativa scala dei valori a destra) Notiamo i valori minimi di attenuazione posti nel progetto:

- * *$S_{21} < -30$ dB per tutte le frequenze inferiori a 4,5 GHz ed*
- * *Attenuazione minima di 50 dB nell'intervallo 8,5...10GHz*

La scala inferiore di sinistra si riferisce alla curva espansa (colore blu) della banda passante del filtro. Il filtro ha una complessità di 8 poli con due "zeri" della funzione di trasferimento posizionati a 9.2 GHz ovvero in corrispondenza della frequenza immagine.



Notiamo la risposta di secondo ordine posizionata a 11 GHz , come previsto. L'attenuazione d'inserzione in banda passante vale circa 1 dB col laminato in teflon (PTFE) di buona qualità utilizzato nel progetto. (Rogers 5870 , 0,75mm di spessore e metallizzazioni da 25 micron in rame).



In Fig.5 è riportato il parametro S11 con i limiti di progetto impostati ($S_{11} < -30$ dB nell'intervallo 5400...6100 MHz).

Continua

BIBLIOGRAFIA

- 1) " Compendium UHF e Microonde" Edizione 2001 - I2SG
- 2) " Oscillators design and computer simulation" W.Rhea -
Second Edition - Noble Publishing - Atlanta
- 3) "Design a wide range of quiet DRO circuits" P. Khanna - Engineering Mng.
AVANTEK - California - USA

Downconverter per ATV in 6cm

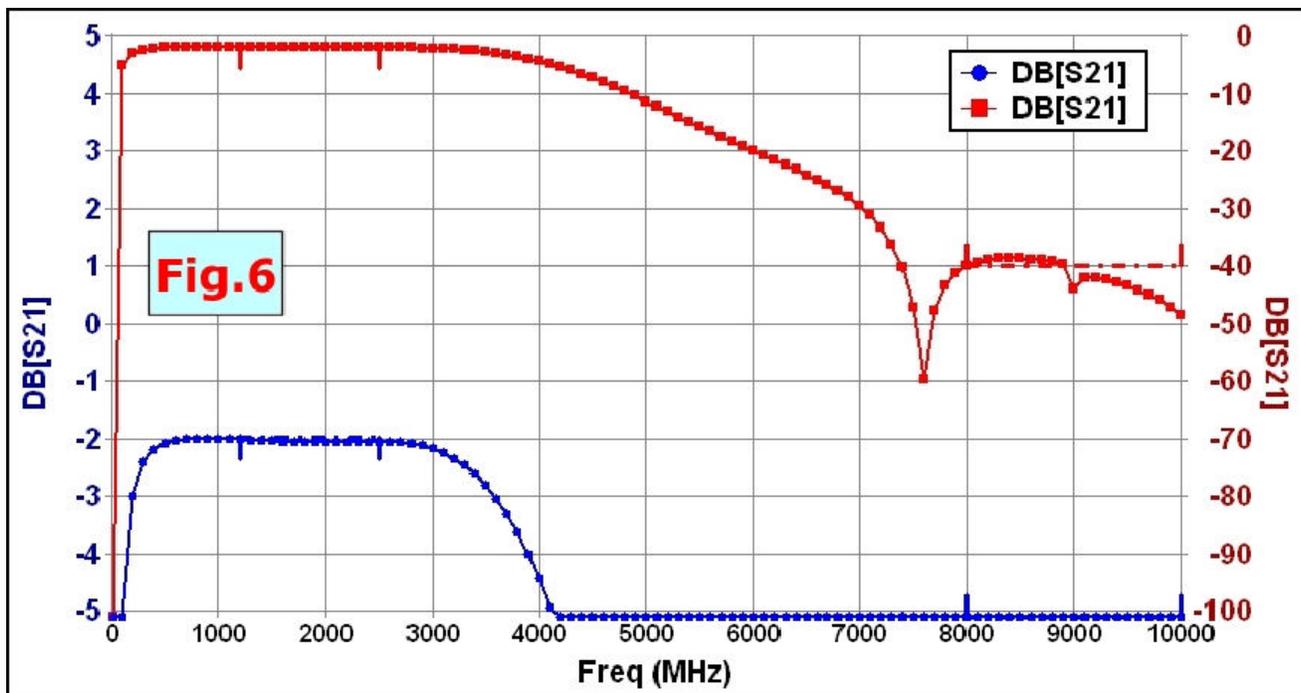
(Gianfranco Sabbadini - I2SG)



PARTE seconda

3 - IL FILTRO PASSA-BANDA A 1,8 GHz

Il filtro passa-banda posto all'uscita del convertitore ha richiesto diverse elaborazioni per soddisfare al meglio le esigenze su indicate. Le caratteristiche della versione finale (E) - riportate in Fig.6 - hanno consentito l'ottimizzazione del guadagno del convertitore. Con la versione (E) degli ultimi esemplari costruiti il guadagno di conversione GT si è attestato a 32...33 dB alla frequenza di centro-banda. Anche l'adattamento a 50 ohm in uscita è risultato buono in un intervallo di frequenze esteso, come si evince dai valori dell'impedenza ed VSWR riportati nella Tabella 1. Nell'intervallo 1,5...2 GHz il rapporto di onde stazionarie VSWR è sempre inferiore a 1.:1,2.

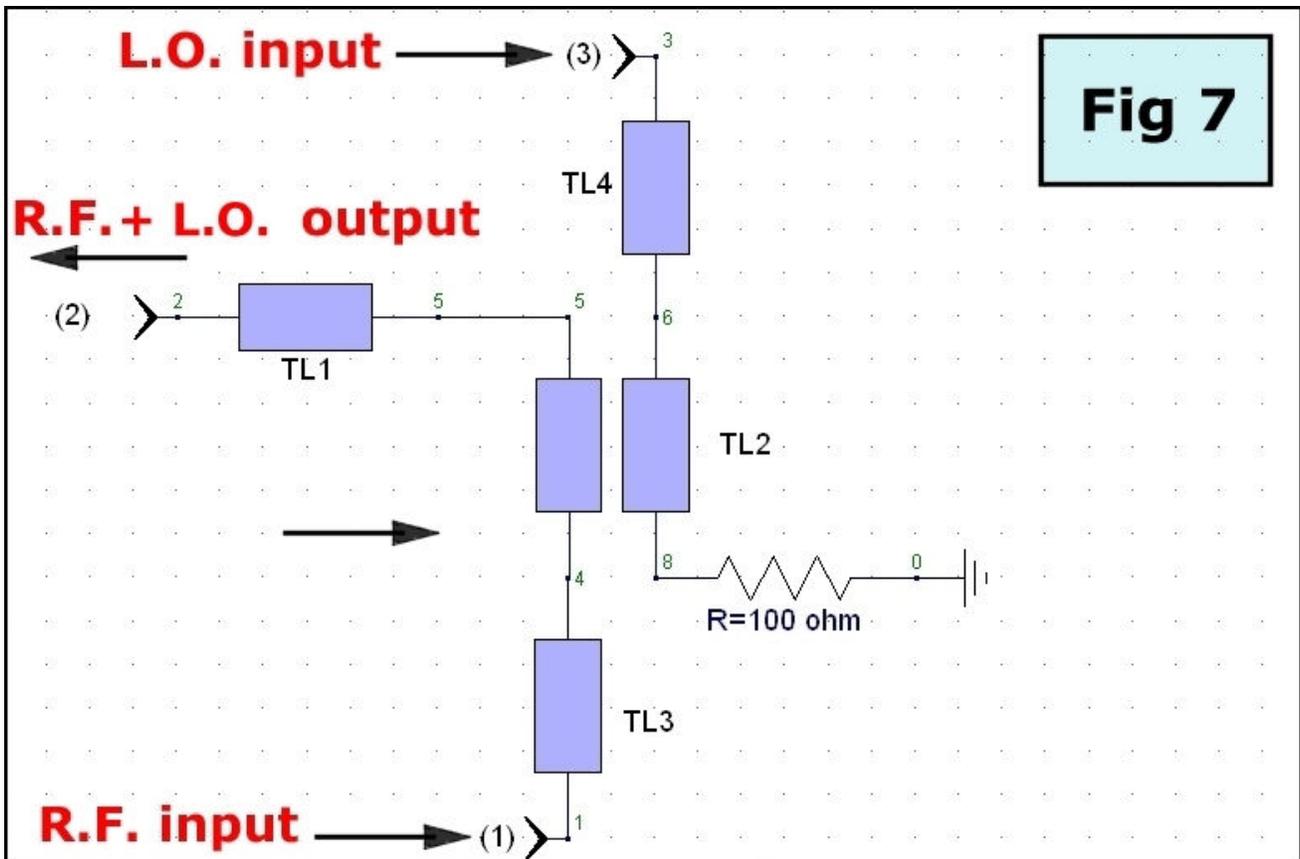


Tab1	Freq (MHz)	RE[ZIN1]	IM[ZIN1]	VSWR1
1	1000	38.07	2.633	1.322
2	1100	39.346	3.586	1.288
3	1200	40.554	4.227	1.258
4	1300	41.664	4.617	1.232
5	1400	42.655	4.815	1.209
6	1500	43.524	4.874	1.19
7	1600	44.279	4.841	1.172
8	1700	44.939	4.748	1.157
9	1800	45.527	4.612	1.144
10	1900	46.063	4.438	1.132
11	2000	46.56	4.214	1.119
12	2100	47.017	3.922	1.107
13	2200	47.417	3.544	1.094
14	2300	47.722	3.066	1.081
15	2400	47.878	2.495	1.069
16	2500	47.823	1.866	1.06
17	2600	47.5	1.249	1.059
18	2700	46.878	0.747	1.069
19	2800	45.963	0.49	1.089
20	2900	44.813	0.61	1.117
21	3000	43.538	1.224	1.151

Dalla Fig.6 notiamo che in banda passante la perdita è di 2dB , e che il limite di attenuazione minima è di 40 dB oltre gli 8 GHz , con un picco di attenuazione a 7,5 GHz , ovvero coincidente con la frequenza del **DRO**.

4 - L'ACCOPPIATORE DIREZIONALE DELLO STADIO MIXER

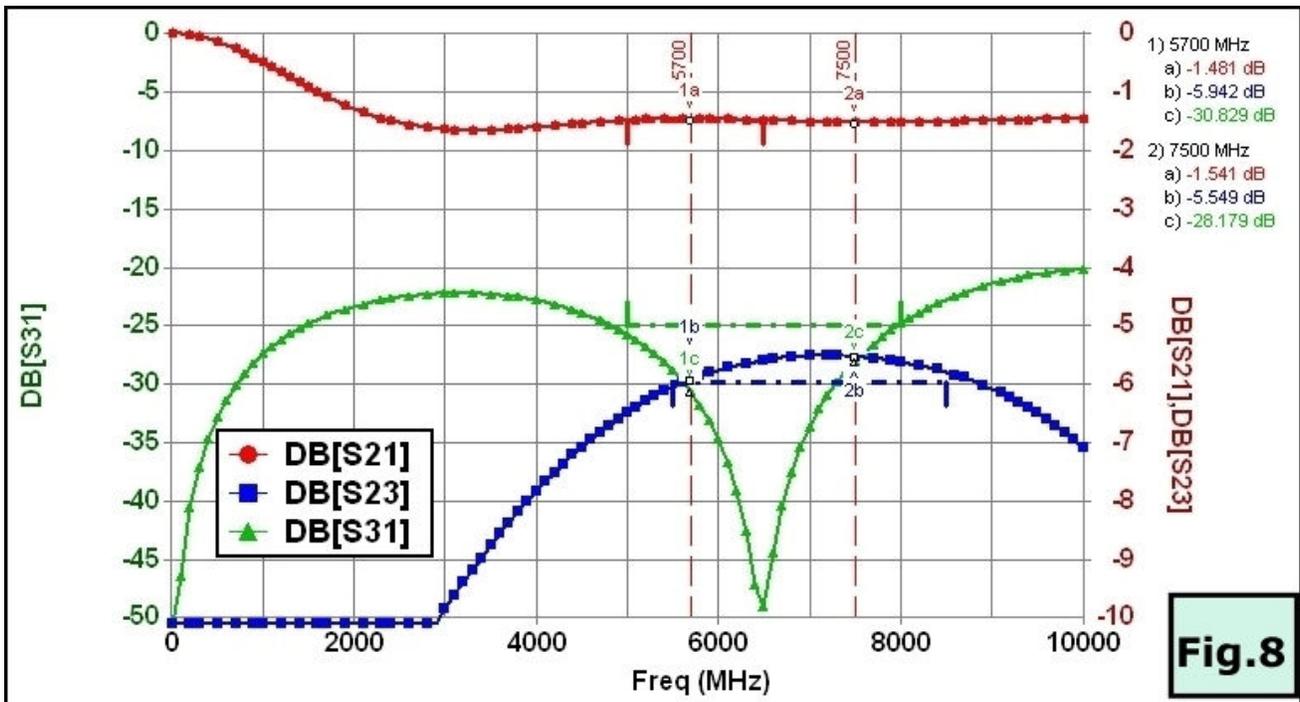
Nello schema di Fig.7 distinguiamo l'accoppiatore **TL2** e le linee *microstrip* **TL1,TL3 TL4** che realizzano l'adattamento d'impedenza..



Le connessioni risultanti sono le seguenti:

- * *Alla Porta (1) e' inviato il segnale presente all'uscita del secondo stadio R.F.*
- * *La porta (1) trasferisce il segnale somma R.F. + O.L. all'ingresso del mixer (Q4)*
- * *Alla porta (3) e' inviato il segnale dell'Oscillatore Locale.*
- * *La quarta connessione di TL2 è terminata a massa con una resistenza di 100 Ω*

I parametri *scattering* di trasferimento del circuito sono riportati in Fig.8. (valori modulari in dB)



Osservazioni principali sono le seguenti :

- [S23] :** Il segnale di O.L. è trasferito all'ingresso del mixer attenuato di 6 dB nominali. Il valore di accoppiamento è compreso entro +/-0.5 dB in una banda di 4,8 GHz. (curva blu)
- [S13] :** L'isolamento tra la Porta (3) e la Porta (1) è prossimo a 30 dB, sia alla frequenza di 5,7 GHz che alla frequenza dell'Oscillatore Locale. (curva verde)
- [S21] :** Il segnale R.F. che transita nell'accoppiatore è attenuato di 1,5 dB. (curva rossa)
Essendo la porta (3) isolata di 30 dB , l'attenuazione del segnale R.F. è dovuta quasi esclusivamente alla potenza dissipata in R.

V'è da osservare che l'isolamento **[S13]** dato dalla rete di Fig.7 tra i segnali di O.L. ed R.F. vale 30 dB ma che ciò è vero solo se alla Porta (2) non vi è potenza riflessa. In termini pratici si ottengono valori inferiori. Il segnale di **OL** riflesso dal MESFET **Q3** è notevole anche perché il mescolatore opera in regione non lineare. (Classe AB) Infatti - essendo **[S12]=[S21]** - la frazione della potenza incidente alla Porta (2) che viene riflessa emerge (cioè.ritorna) alla Porta (1) attenuata di solo 1,5 dB. Similmente , anche la potenza riflessa del segnale R.F. incidente alla Porta (2) emerge alla Porta (3) attenuata di 6 dB.

5 - LISTA DEI COMPONENTI

In Tabella 2 è riportato l'elenco dei componenti impiegati per la costruzione del convertitore.

TAB.2 LISTA DEI COMPONENTI	

Posizione	Valore

C1,C2,C3,C4	= 1nF by-pass passante, D=3mm a saldare
C5	= 30 uF tantalio 16V
C6	= 2,7 uF tantalio 30 V
C7	= 1nF ceramico SMD
C8	= 10pF SMD
C9,C10	= 12 pF ceramico SMD
C11	= 1nF passante 200V a saldare o a vite
D1,D2	= 1N4936
D.R.	= 7,5 GHz riisonatore dielettrico
Q1,Q2,Q3,Q4	= ATF36077 (H.P./ Avantek)
R1,R3,R5,R6,R9	= 47 Ohm SMD
R3,R4	= 4,7 Ohm SMD
R7	= 3,3 KOhm SMD
R8,R10,R11	= 100 Ohm SMD
U1	= L4955D3,3

Il convertitore , realizzato col circuito stampato in TEFLON da 0,75 mm di spessore illustrato in Fig.2 , è racchiuso in un contenitore standard in ferro stagnato quale reperibile in commercio dalla ditta Fiorini. (VR) Anche il laminato in TEFLON è un prodotto standard dalla Rogers. (tipo 5870 con metallizzazione in rame da 25 micron di spessore da entrambi i lati) In alternativa potrebbero essere impiegati laminati in TEFLON prodotti da altri costruttori non essendovi parametri critici ma col presupposto di un controllo dimensionale delle *microstrip* in tutti i casi **prima** di iniziare qualsiasi operazione di assemblaggio. In alternativa ai MESFET ATF36077 possono essere impiegati i tipi ATF35076 , ATF35176, ATF35376 ottenendo uguali risultati: questi dispositivi sono facilmente rintracciabili nel mercato del *surplus* a costi inferiori. Le dimensioni fisiche di tutti i componenti SMD non sono critiche.

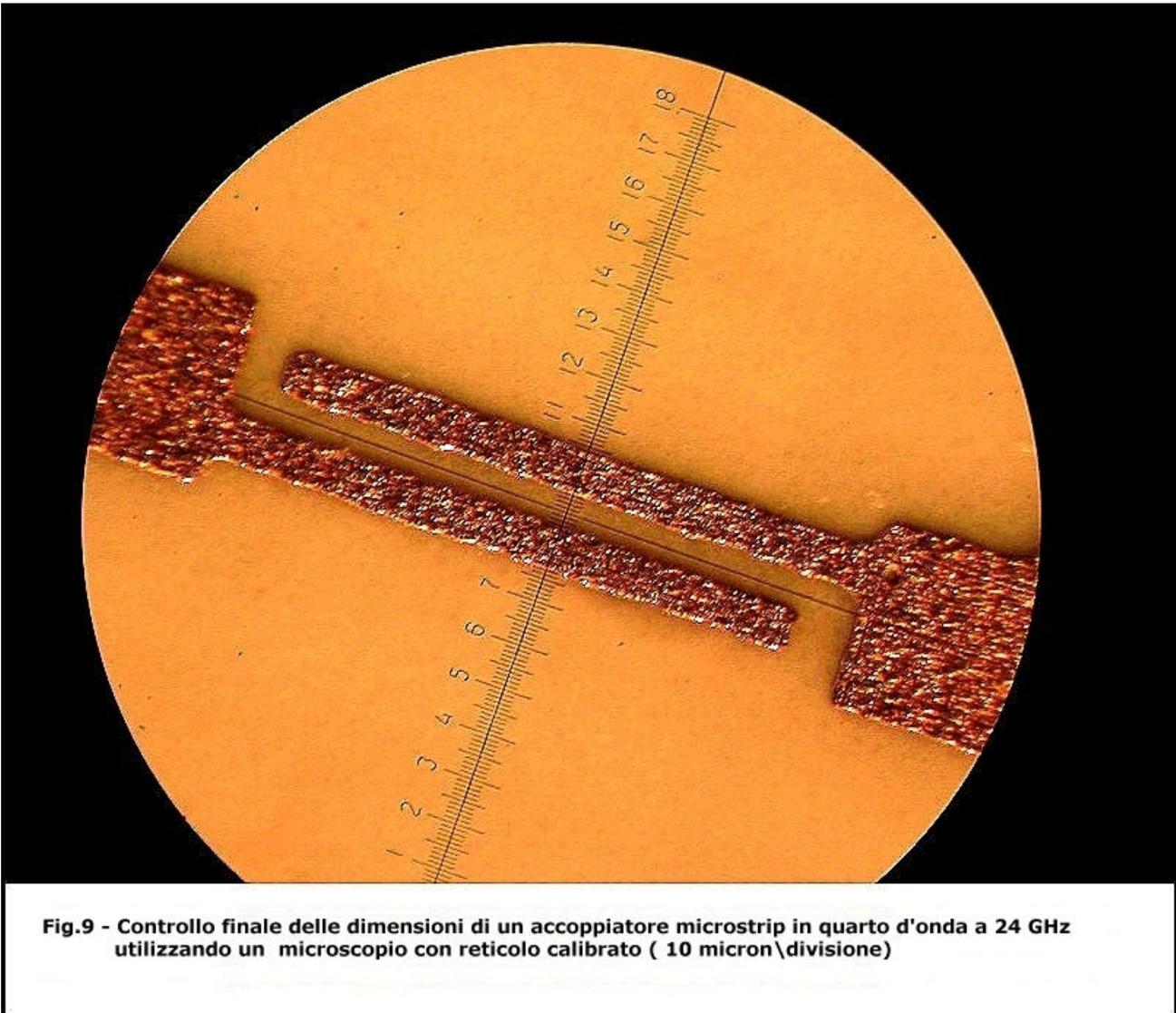


Fig.9 - Controllo finale delle dimensioni di un accoppiatore microstrip in quarto d'onda a 24 GHz utilizzando un microscopio con reticolo calibrato (10 micron\divisione)

Essendo gli accoppiatori gli elementi più critici del circuito stampato - a causa della piccola spaziatura tra le *microstrip* - è raccomandabile un accurato controllo di questi al microscopio, possibilmente misurandone le dimensioni a mezzo di un filare calibrato. In particolare le spaziature nominali delle microstrip sono: 150 micron per **CL1**, **CL3**, **CL4** e 100 micron per **CL2**.

In Fig. 9 è illustrato ad esempio la misura condotta dall'autore per alcuni circuiti operanti in banda "K".(24 GHz) Ciò per evitare sgradevoli sorprese alla fine del lavoro.

Continua

Downconverter per ATV in 6cm

(Gianfranco Sabbadini - I2SG)



PARTE terza

5 - REALIZZAZIONE

I ritorni a massa del circuito sono realizzati o con piazzole saldate lateralmente alle pareti del contenitore o con rivetti cavi da 1,5 millimetri di diametro con saldatura sia dal lato dei componenti che dal lato del piano di massa.. I connettori coassiali sono del tipo SMA (femmina) con flangia direttamente saldata sulla parete del contenitore. Tutti i componenti sono saldati dal lato *microstrip* ad eccezione dei condensatori *by-pass* passanti **C1** , **C2** , **C3** , **C4** , **C5** , dei condensatori al tantalio **C5** , **C6** e del diodo **D1** che sono montati dal lato del piano di massa.(Fig.10D) Per la procedura di saldatura del circuito , dei connettori , dei transistori , dei regolatori ed altri componenti si rimanda alle Ref. 4,5,6. Il risonatore ceramico (**DR**) è posizionato equidistante dalle 2 linee di accoppiamento e con centro distante 7,5 mm dalle estremità aperte delle medesime.(Fig.10C) Il **DR** è vincolato al circuito stampato con 4 "micro-gocce" di resina epossidica termoindurente a 2 componenti (UHU-*plus*) : 2 in corrispondenza delle 2 linee e le altre spaziate di 90 gradi.(ogni goccia non più grande di una capocchia di spillo , per non degradare il Qo del risonatore) I condensatori passanti di *by-pass* **C1** , **C2** , **C3** , **C4** possono essere di capacità inferiore (anche solo 100 pF) ma debbono rispettare il diametro di 3 millimetri.

In Fig. 10A,B,C,D sono illustrati i particolari relativi alla costruzione del convertitore. I circuiti stampati sono passivati con sali d'argento in soluzione di cianuro (lato *microstrip*): un'operazione che richiede ovvie precauzioni di sicurezza. In Fig.10B notiamo lo schermo del filtro **PBF1** sagomato ad "L" e quello sagomato ad "U" del **DR**. Si notino anche i rettangoli di spugna '*absorber*', cioè di una spugna plastica 'caricata', per smorzare i segnali riflessi e gli accoppiamenti causati dalle pareti metalliche e dal coperchio del contenitore.(dovuti alla radiazione delle *microstrip*) Allo scopo vanno bene anche le spugne caricate con grafite quali sono frequentemente utilizzate nelle confezioni 'anti-statiche' dei circuiti integrati.

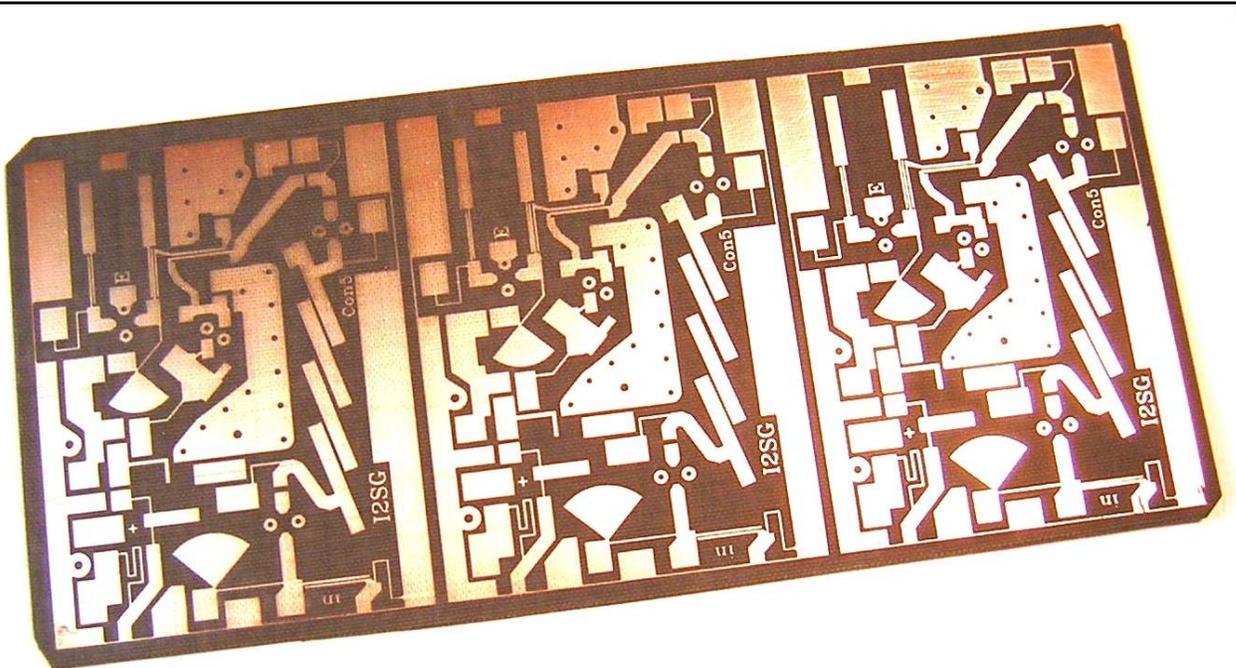


Fig.10A - I circuiti stampati dopo il controllo finale e passivazione superficiale con sali d'argento.

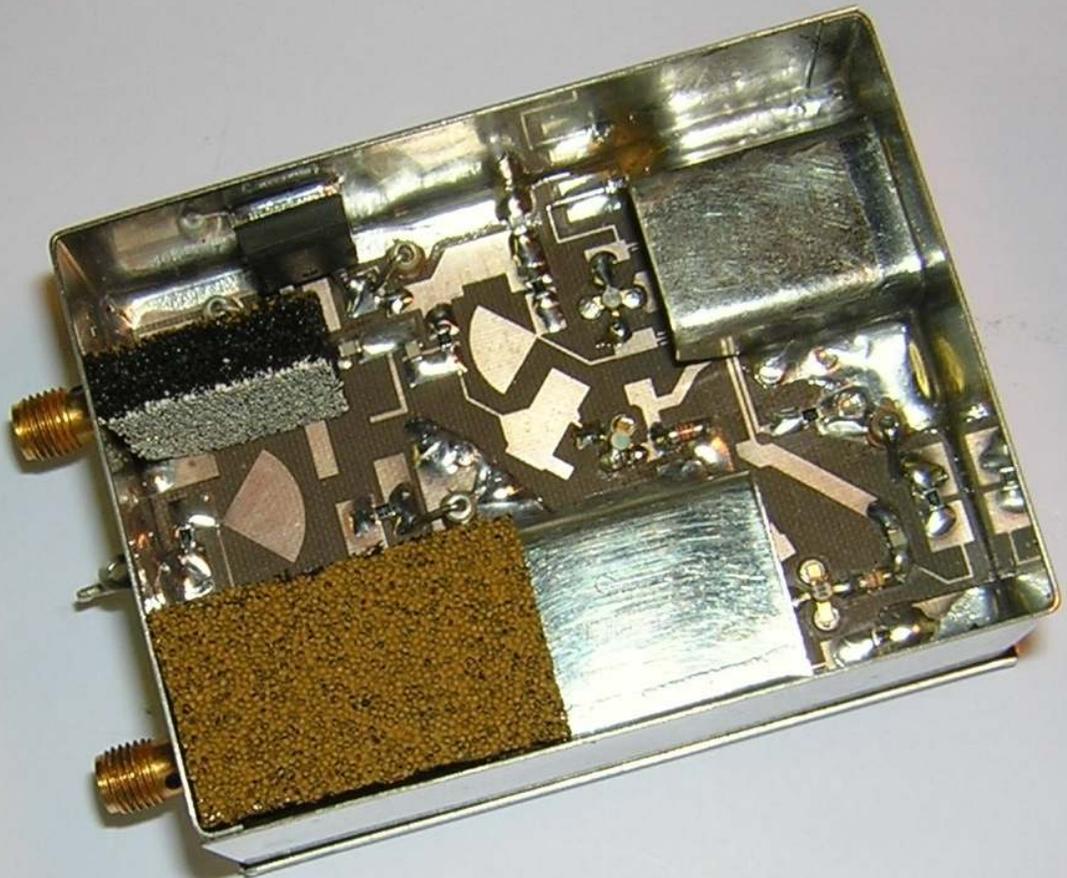


Fig.10B - Il convertitore visto dal lato microstrip. Notare i due rettangoli di spugna (absorber) incollati in prossimita' del primo stadio R.F. e e gli schermi in lamierino ripiegato. Il regolatore di tensione L4955D3.3 e' saldato alla parete laterale del contenitore.

DR



Fig.10C - Il risonatore a dielettrico (indicato con la freccia rossa) e' posizionato simmetrico tra le due microstrip dello stadio oscillatore ed e' vincolato al circuito stampato con resina epossidica.

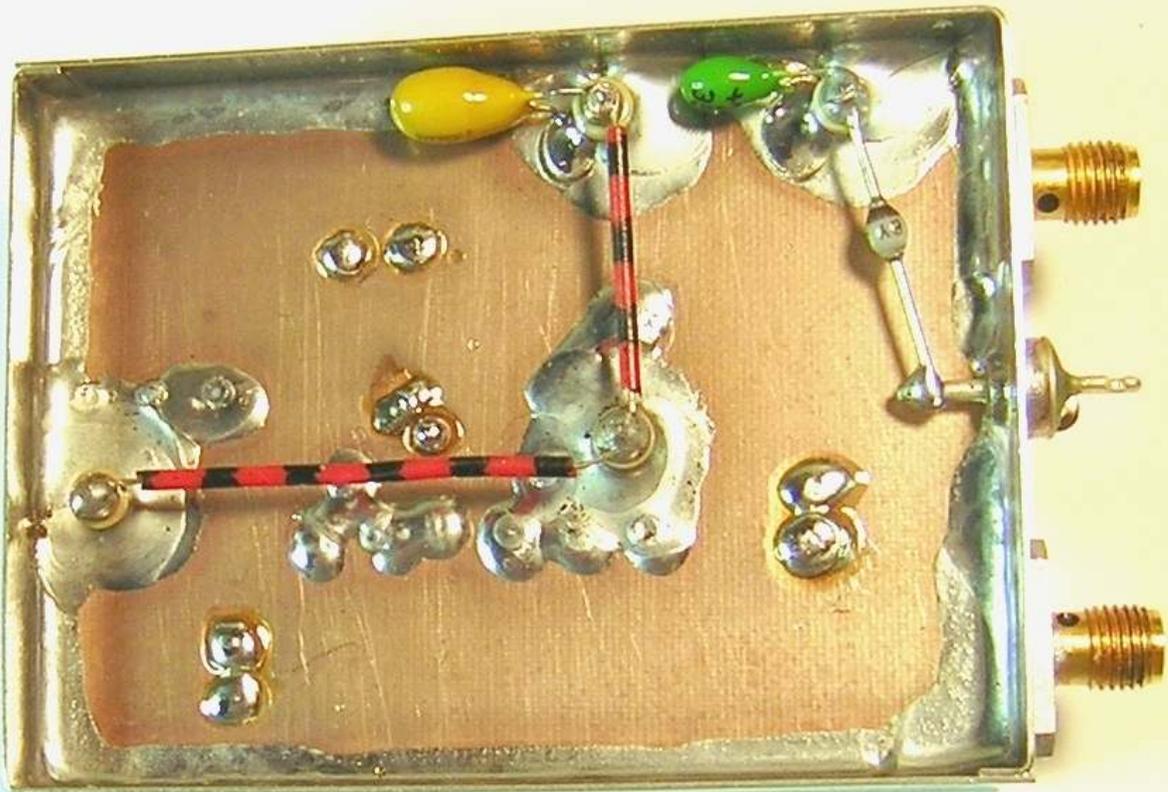


Fig.10D - Il convertitore visto dal lato del piano di massa.

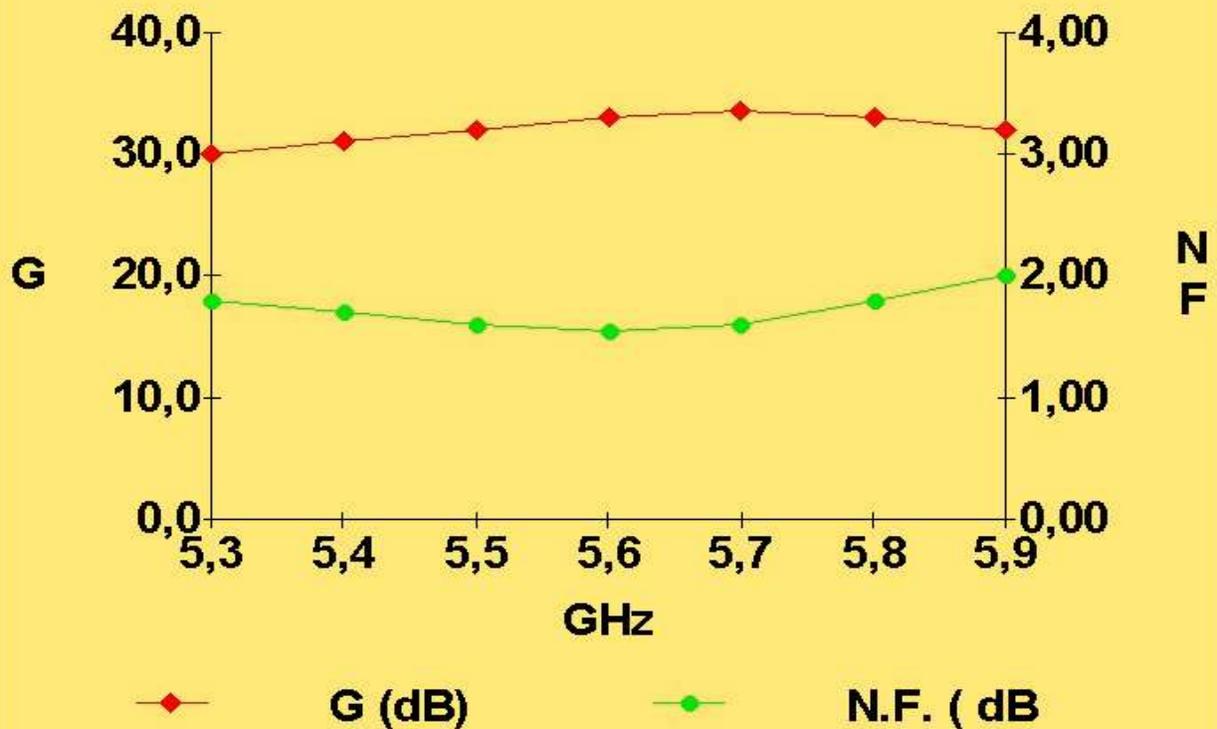
6 - LE PRESTAZIONI

Le caratteristiche principali del convertitore misurate sui primi 5 esemplari costruiti sono riportate Tab.3 . La cifra di rumore (NF) è relativamente costante in un intervallo di circa 200 MHz: ciò perché la banda passante degli stadi R.F. è molto più estesa così come la larghezza di banda del filtro d'uscita a 1,8 GHz. (vedere la misura del campione #5 in Fig.12) I valori indicati di N.F. sono TOTALI, cioè comprendono i contributi di tutti gli stadi + RX a 1,8 GHz con N.F. = 10 dB. (Fig.11 , pezzo # 5)) Le caratteristiche di guadagno e rumore sono state anche riconfermate con misure eseguite da IOFTG, Pippo Cristina , in occasione del **XX Symposium V/U/SHF di Orvieto**. (2005) La corrente assorbita è essenzialmente indipendente dalla tensione d'alimentazione. Pertanto alimentando il convertitore alla tensione minima , la dissipazione totale è meno di 0,7 Watt, con conseguente riduzione della deriva di *warm-up* della frequenza di ricezione.

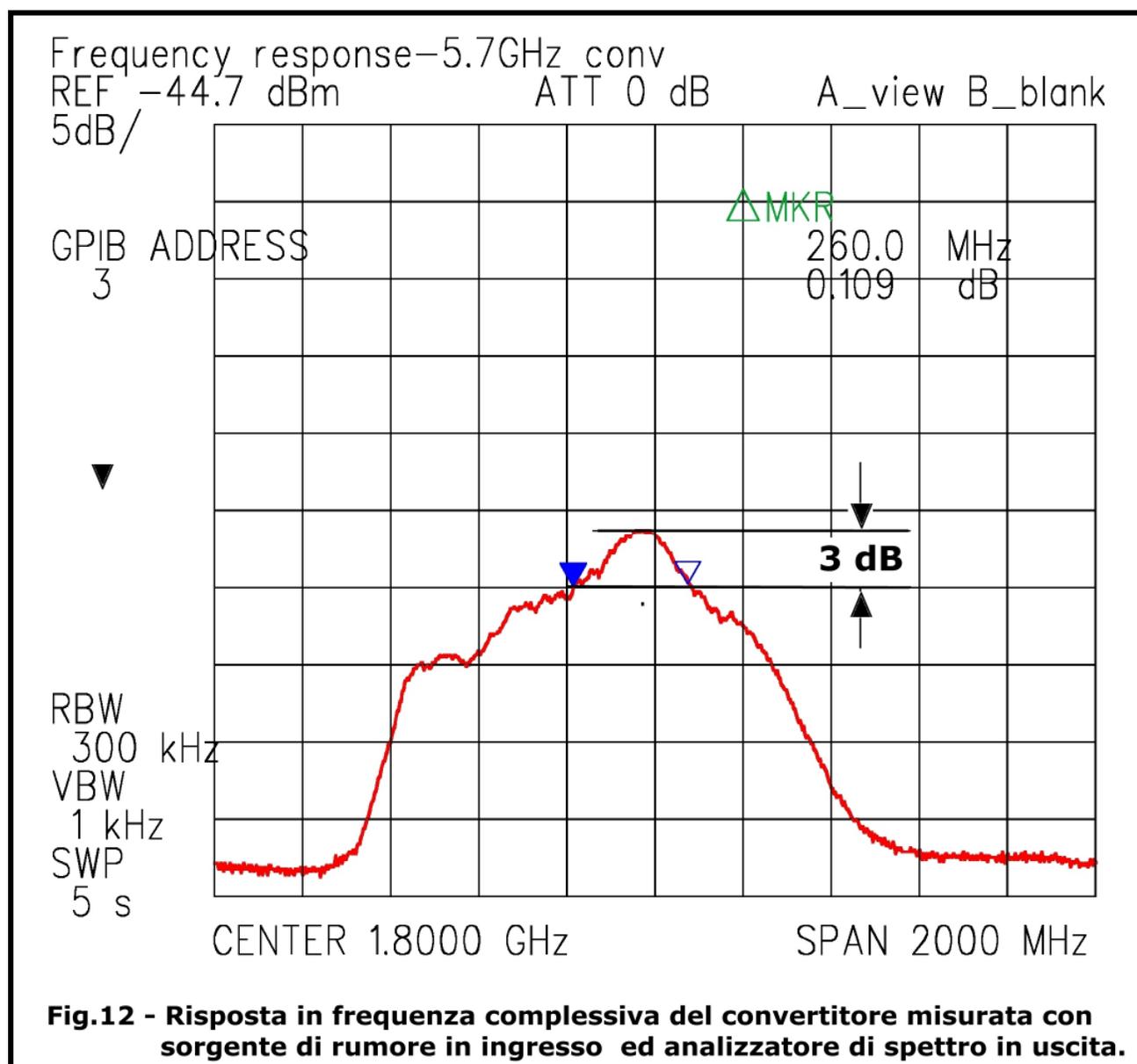
TAB.3 - CARATTERISTICHE A 5,7 GHz

	min.	tip.	max
Guadagno di conversione	30dB	32dB	
Cifra di Rumore @ 5,7 GHz	1,3dB	1,6dB	1,9 dB
Banda passante @ - 3 dB	> 250 MHz		
Reiezione immagine	45 dB		
Tensione d'alimentazione	5,6 V		15 V
Corrente assorbita @12V	120mA		
Residuo O.L.	- 30 dBm		

FIG.11 : GUADAGNO e CIFRA DI RUMORE



La curva di risposta complessiva di Fig.12 è stata rilevata con una sorgente di rumore bianco (ENR=15 dB) posta all'ingresso del convertitore e l'uscita connessa all'analizzatore R3361B. (asse verticale =5dB/divisione) La larghezza in frequenza @-3dB del convertitore vale 260 MHz e pertanto copre con margine i 3 segmenti dedicati ai radioamatori in Italia nella banda dei 6 centimetri. La larghezza della banda passante @-6dB e' di 600 MHz , mentre @-10 dB è di 1GHz. I fianchi della curva di risposta sono dovuti al filtro R.F. a 5,7 GHz descritto al Paragrafo 3 , mentre il picco di guadagno a centro banda (7,5 GHz -1,8 GHz = 5,7 GHz) è risultante dall'ottimizzazione della linea di adattamento al mixer e di un piccolo "stub" capacitivo disposto all'uscita del secondo stadio R.F. e determinato in modo sperimentale.



Per le fasi di sviluppo del convertitore e le misure sono stati utilizzati gli strumenti : *Gain-Noise Analizzatore* EATON 2075 (opzione 2 GHz) , *Spectrum Analyzer* Avantek R3361B , *Spectrum Analyzer* HP 8563E , Sorgenti ENR HP 646A/B/C , bolometro HP435A , accoppiatore direzionale (-20dB) Narda 3022 , Attenuatori di precisione Narda.

73 ES CUAGN DE I2SG , Gianfranco

(i2sg@hotmail.com)

BIBLIOGRAFIA

- 1) " Compendium UHF e Microonde" Edizione 2001 - I2SG**
- 2) " Oscillators design and computer simulation" W.Rhea -
Second Edition - Noble Publishing - Atlanta**
- 3) "Design a wide range of quiet DRO circuits" P. Khanna - Engineering Mng.
AVANTEK - California - USA**
- 4) " Transverter NO-TUNE per ATV a 10 GHz " I2SG - RadioKit
sett/ott/nov 1999.**
- 5) " Amplificatore da 0,3 W d'uscita e 17 dB di guadagno a 10 GHz " I2SG
- RadioKit lug/ago 1999.**
- 6) " Amplificatore NO-TUNE da 0,3 W a 5 GHz " I2SG - RadioKit
gen/1999**
- 7) " TX con DRO 'Whispering Gallery' a 24 GHz" RadioKit Gen/Feb/2006**
- 8) " International Microwave Handbook" ARRL/RSGB**

