

# Convertitore 2,4GHz-144MHz per *down-link* satelliti in Banda S

( I2SG , Gianfranco Sabbadini )



Il convertitore descritto, originalmente sviluppato per il Phase 3-D, è adeguato per la ricezione di OA-51 ed altri satelliti amatoriali con *down-link* nella banda dei 2,4 GHz. Le soluzioni illustrate possono essere applicate in altre realizzazioni in Banda "S" o scalate per frequenze diverse.

# 1 - UN CONVERTITORE INNOVATIVO

In questa realizzazione è utilizzando un mixer sub-armonico innovativo pilotato da un oscillatore locale controllato a quarzo che trasla la banda dei 2,4 GHz a 144 MHz.

Trattasi del **RYTHM - Recovered Yeld Tetra Harmonic Mixer** - che avevo sviluppato alcuni anni or sono. Questo *mixer*, unitamente a dispositivi moderni, ha consentito la realizzazione di un convertitore semplice, caratterizzato da un limitato numero di componenti e con prestazioni di guadagno e cifra di rumore adeguate per il traffico via satellite a 2,4 GHz.

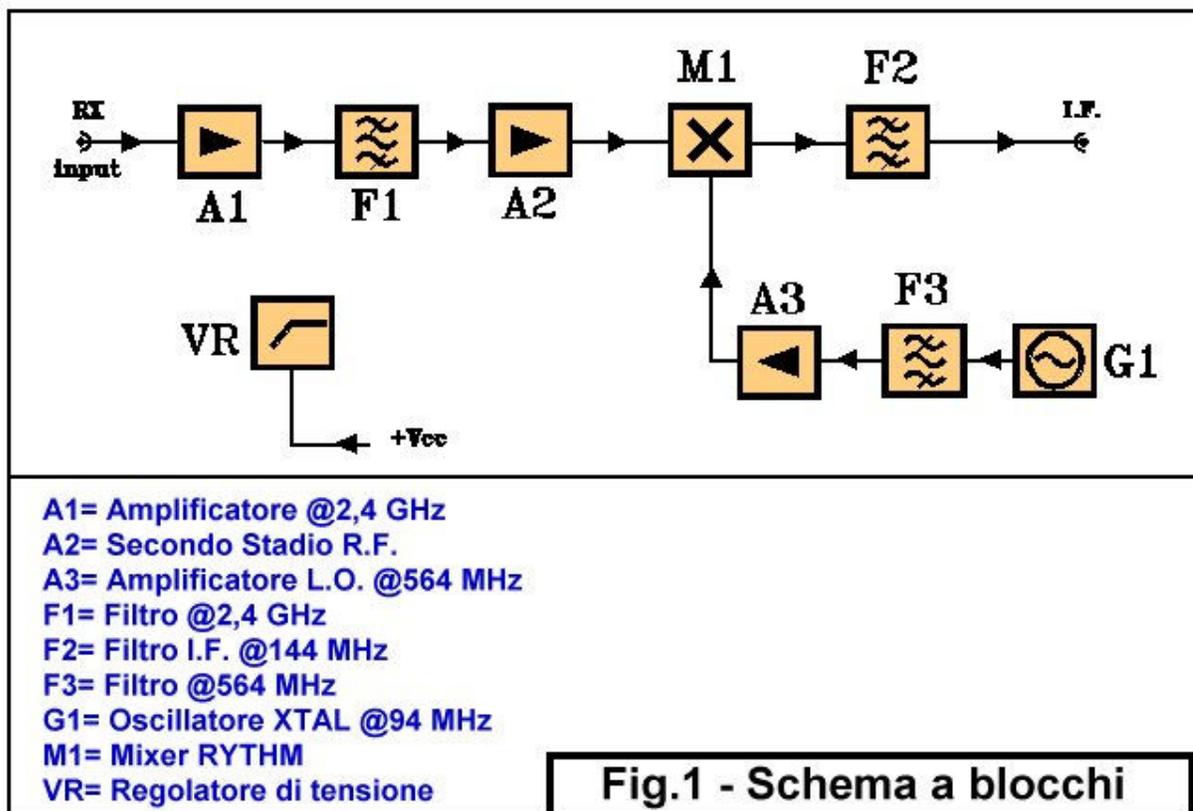
Il mescolatore **RYTHM** consente infatti una semplificazione della catena dell'Oscillatore Locale poiché opera ad una frequenza 4 volte inferiore alla fondamentale con buona efficienza di conversione. Per la fase di progettazione di questo convertitore sono stati utilizzati strumenti professionali di calcolo ed ottimizzazione. Sono stati altresì valutati con analisi statistiche (metodo Monte Carlo) gli effetti causati dalla dispersione dei parametri dei componenti e dalle tolleranze dimensionali del circuito stampato. Quest'ultimo punto è ovviamente importante per garantire una buona riproducibilità del circuito, costruito in tecnologia *microstrip* su laminato con dielettrico in *Polyester*.

In sintesi le prestazioni tipiche del convertitore sono :

**Guadagno di Conversione =18 dB, Cifra di rumore =1,6 dB, Banda passante @ -1dB >10 MHz.**

## 2 - IL CIRCUITO

In Fig.1 è riportato lo schema a blocchi del convertitore mentre lo schema elettrico è dato un Fig.2 .



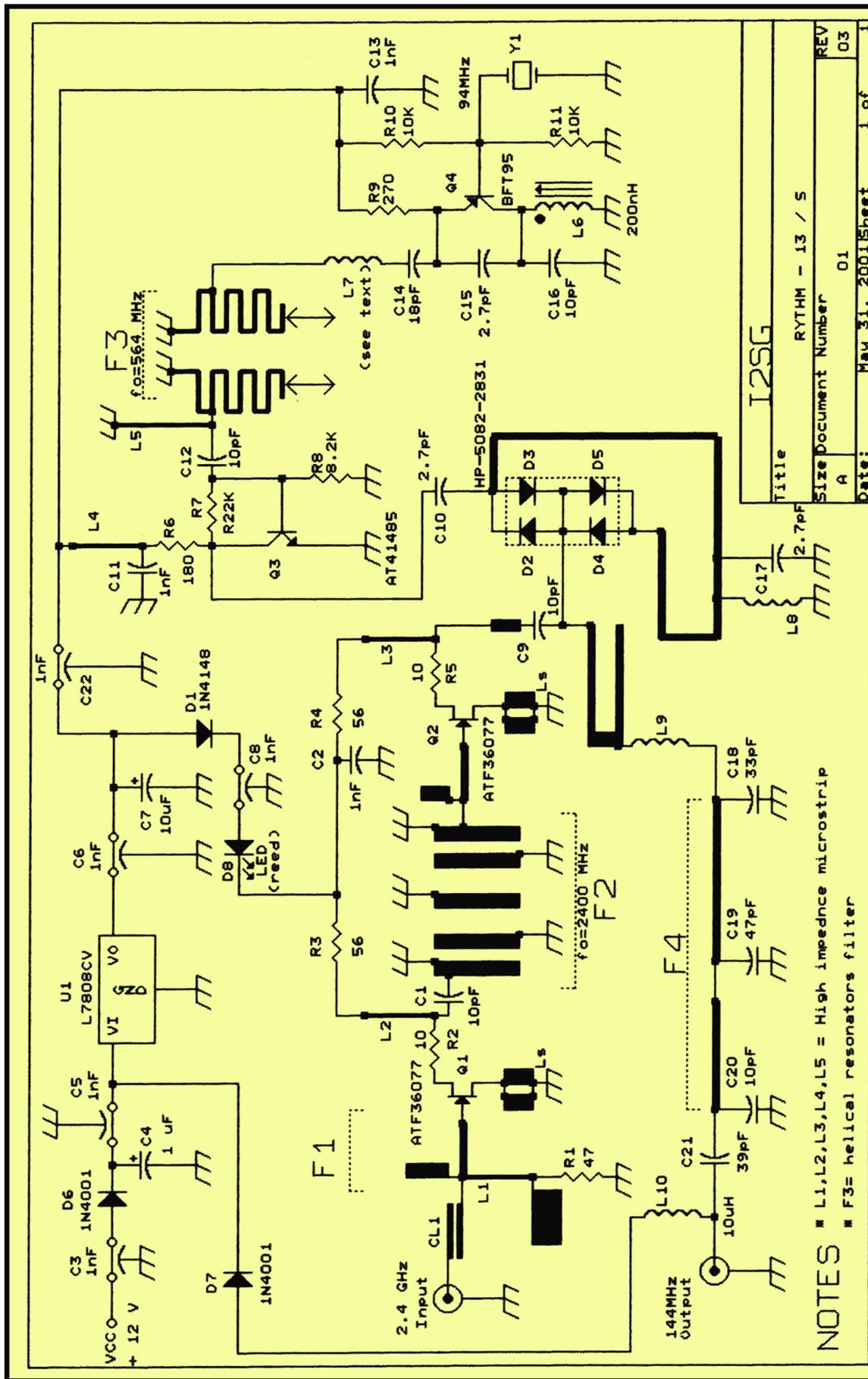


Fig.2 - Schema elettrico

Con riferimento al circuito osserviamo quanto segue :

1) - Lo stadio mescolatore è preceduto da 2 stadi di amplificazione R.F. a 2,4GHz ed è direttamente interconnesso con un filtro alla porta I.F. d'uscita senza stadi di amplificazione a 144MHz. Poiché ciascun PHEMT ATF36077 (*Pseudoamorphic High Electron Mobility Transistor*) ha un guadagno di 16 dB, la somma totale delle perdite dei filtri F2 + F4 e del RYTHM è pari a circa 14dB. (cioè il Guadagno di conversione  $G_t = 32-14 = 18$  dB)

2) - Il filtro interstadio a 2,4GHz di reiezione alla frequenza immagine, è una struttura interdigitata a 10 poli con 5 linee *microstrip* in quarto d'onda ed accoppiamenti ingresso-uscita con "prese" (*tapping*) ai risonatori terminali.

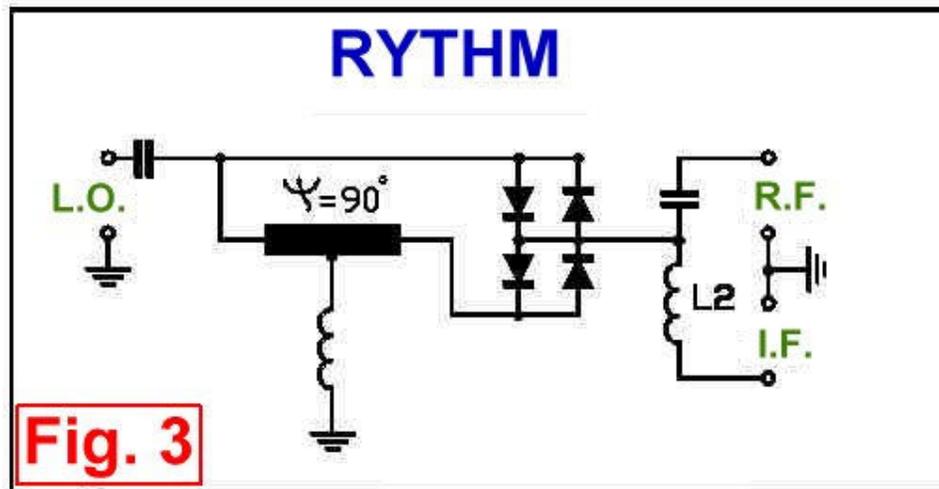
Non è previsto alcun elemento di sintonia fine del filtro che ha una banda relativa sufficientemente larga per essere compatibile con le tolleranze in gioco ed un numero di poli elevato per assicurare una buona reiezione della frequenza immagine. La frequenza immagine vale:

$$F_i = 2400 - 2 \times I.F. = 2400 - 288 = 2112 \text{MHz}$$

3) - La rete all'ingresso del primo stadio R.F. è ottimizzata per la minima cifra di rumore ( $N_{Fopt}$ ) ed è costituita da 2 tronchi di linea senza elementi di taratura.

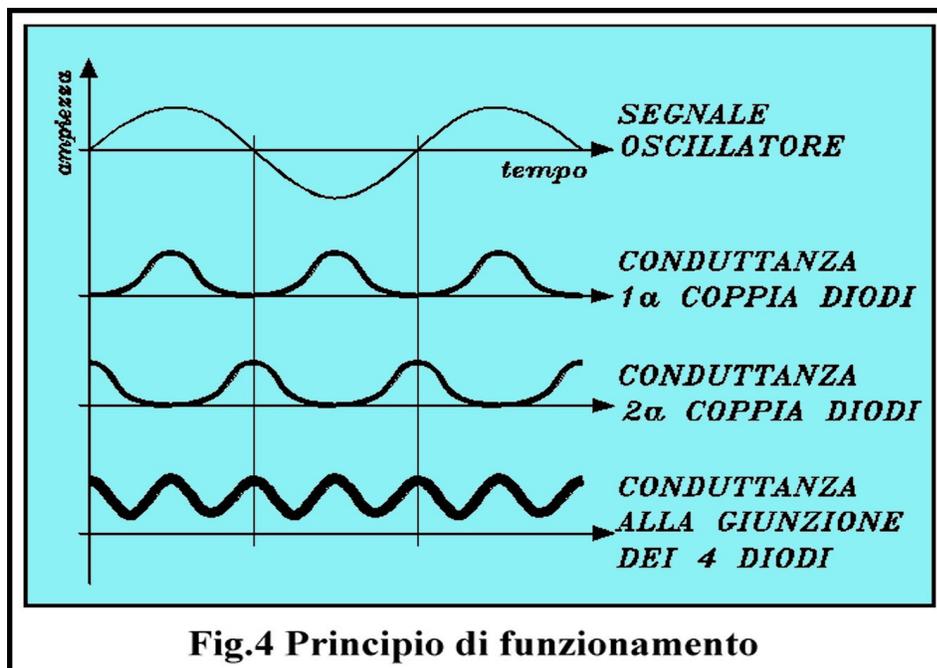
I criteri e le scelte operate per il primo stadio ricalcano quelle applicate nel progetto del preamplificatore **NO-TUNE** di cui alla Ref.1.

4) - Lo schema base del **RYTHM** ed il principio di funzionamento sono illustrati in Fig.3 e 4. Una coppia di diodi è alimentata dal segnale di oscillatore locale ed una seconda coppia è pilotata dallo stesso segnale attraverso una linea di ritardo di 90 gradi.



Con segnale sufficientemente ampio i diodi di ciascuna coppia entrano in conduzione alternativamente sia per il semiperiodo positivo che per quello negativo. Pertanto ogni coppia di diodi si comporta come un interruttore che si chiude 2 volte per ogni ciclo del segnale dell'oscillatore. Poiché i diodi hanno una soglia di conduzione, l'impedenza alla giunzione tra le due coppie varia 4 volte per ogni ciclo e ciò per effetto dello sfasamento di un quarto di periodo del segnale dell'oscillatore. Il *mixer* ha 4 porte: due sono alla giunzione dei 4 diodi ove è applicato il segnale R.F. da convertire, isolato da un tronco di linea aperto lungo metà lunghezza d'onda, ed è prelevato il segnale convertito di media frequenza. Altre 2 porte sono quelle ove sono applicati i segnali **O.L.** e **O.L.** in quadratura. Per massimizzare l'efficienza di conversione è necessario che le 2 porte dell'Oscillatore Locale presentino una chiusura a massa (cioè una bassa impedenza verso massa) alla frequenza **I.F.** di conversione ed alle frequenze pari a 2 e 4 volte quella di **O.L.** Ciò è ottenuto con una induttanza di basso valore (**L8**) ed un carico capacitivo (o *stub*) (**C7**) posizionati, per ovvie ragioni di simmetria, al centro della linea

di sfasamento di 90 gradi. Rispetto alla prima versione (Ref 2) questo **RYTHM** utilizza una quaterna di diodi Schottky accoppiati in singolo contenitore. (HP-5082-2831)

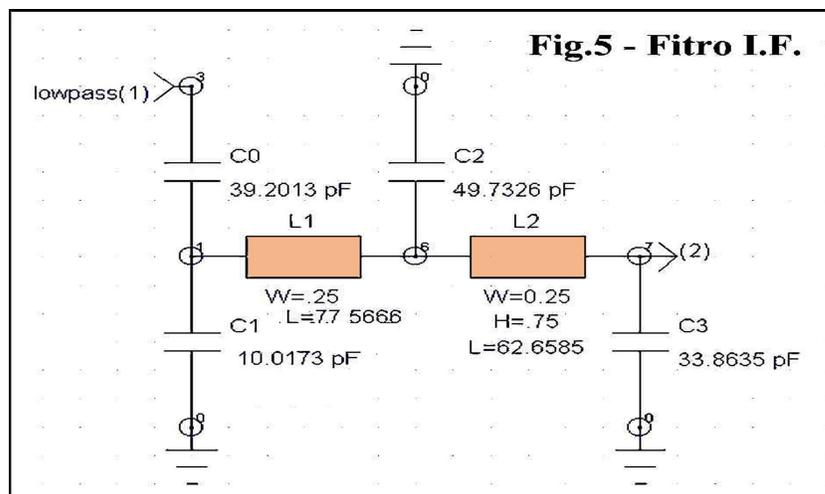


5) - L'Oscillatore Locale è costituito da un oscillatore con quarzo in quinta *overtone* a 94MHz seguito da un filtro con risonatori ad elica **F3** per l'estrazione della sesta armonica a 564MHz e da uno stadio amplificatore **Q3** che eroga 6dBm al **RYTHM**. Il filtro **F3** attenua le righe adiacenti che risultano attenuate di oltre 45 dB. Per esaltare la sesta armonica, in serie a **C14** è inserita una induttanza di piccolo valore (1 spira , D=3 mm) con funzioni di circuito *idler*..

6) - Il filtro **F4** assolve 2 funzioni :

- I) Estrazione del segnale I.F. a 144MHz dal **RYTHM**.
- II) Soppressione del segnale O.L. e relative armoniche.

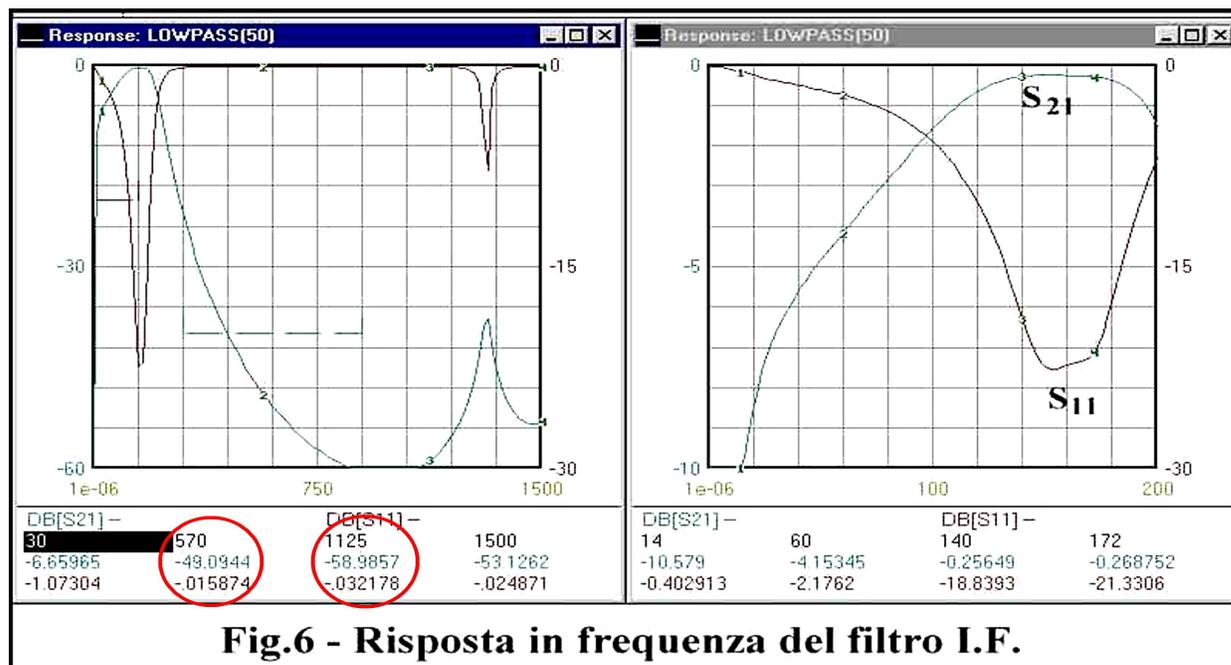
Il filtro è realizzato con 2 tronchi di microstrip stampati e 4 condensatori. I valori teorici ricavati dal ciclo di ottimizzazione e la risposta in frequenza sono riportate in Fig.5 e 6. Notiamo che in Fig.5 sono riportate direttamente le dimensioni fisiche delle *microstrip*, ovvero le lunghezze **L** (77 mm e 62 mm) e la larghezza **W**. (0,25mm)



Inoltre osserviamo, dal grafico di sinistra di Fig.6, che l'attenuazione in corrispondenza dei due *marker* a 570 MHz e 1125 MHz vale rispettivamente 49dB e 58.9dB: queste sono le attenuazioni che subiscono le righe di spettro più importanti che sono:

- a) la frequenza di iniezione di O.L. al RYTHM: 564 MHz (cioè 94 x 6)
- b) la seconda armonica di O.L. : 1128 MHz

La linea tratteggiata indica il livello minimo di attenuazione (-40 dB nell'intervallo 450...1500 MHz) che è stato impostato nel ciclo di ottimizzazione del filtro.



7) - Le induttanze  $L_s$  in serie ai terminali di *source* di  $Q1, Q2$  sono inserite, unitamente a  $R2...R5$  e le induttanze  $L2-L3$ , per forzare oltre l'unità il fattore di stabilità dinamica dei dispositivi.

$L_s$  è costituita dal percorso sul circuito stampato e dall'induttanza propria del foro metallizzato (o rivetto) di chiusura a massa.

8) - L'induttanza  $L6$  è regolata per sintonizzare l'oscillatore sulla frequenza naturale del quarzo. E' possibile spostare entro certi limiti la frequenza dell'oscillatore agendo su  $L6$  per il funzionamento corretto alla frequenza nominale.

9) - Tutti gli stadi del convertitore sono alimentati con una tensione stabilizzata fornita da un regolatore con 8 V d'uscita  $U1$ . E' prevista anche l'alimentazione via cavo in modo da poter posizionare il convertitore in prossimità dell'antenna minimizzando quindi le perdite di interconnessione all'ingresso che si sommano alla cifra di rumore del convertitore, degradando la sensibilità del sistema. I diodi  $D6, D7$  sono inseriti a protezione di inversione di polarità. I diodi  $D1, D6$  riducono la tensione applicata ai 2 stadi R.F. : nel caso di dispositivi con alto valore di  $I_{dss}$ , il diodo  $D1$  può essere sostituito con un secondo LED. (rosso)

10) - L'accoppiatore  $CL1$ , il filtro  $F2$  e tutti i tronchi di linea *microstrip* (indicati in grossetto) sono devoluti al circuito stampato.  $L8$  ed  $L9$  sono costituite da forcelle sagomate ad "U".(altezza 8 mm, larghezza 3 mm, filo F=0,3 mm)

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

<b>TAB.1 LISTA DEI COMPONENTI</b>	
*****	
<i>Posizione</i>	<i>Valore</i>
C 1	= 10 pF ceram ico S M D
C 2,C 11,C 13	= 1nF ceram ico S M D
C 3,C 5,C 6,C 8,C 22	= by-pass 1nF,D=3m m
C 4	= 1 uF elettrolitico 25V
C 7	= 10 uF tantalio 12V
C 9,C 12,C 20	= 10 pF ceram ico S M D
C 10	= 2,7 pF ceram ico S M D
C 14	= 18 pF ceram ico disco NPO
C 15,C 17	= 2,7 pF ceram ico disco NPO
C 16	= 10 pF ceram ico disco NPO
C 18	= 33 pF ceram ico S M D
C 19	= 47 pF ceram ico S M D
C 21	= 39 pF ceram ico disco
D 1	= 1N4148
D 2,D 3,D 4,D 5	= Shottky low -barrier HP5082-2831
D 6,D 7	= 1N4001
D 8	= LED rosso
F 3	= Filtro con risonatori ad elica fo=564M Hz
Q 1, Q 2	= ATF36077 ( H.P./ Avante k )
Q 3,	= AT41485 ( H.P./Avante k )
Q 4	= BFT95
L 6	= 200 uH Neosid
L 7	= 1 spira D= 3 m m
L 8,L 9	= induttanza sagomata ad U (v.testo)
L 10	= 10 uH R.F.C. (150 m A)
R 1	= 47 Ohm M INIM EL F
R 2,R 5	= 12 Ohm M INIM EL F
R 3,R 4	= 56 Ohm M INIM EL F
R 6	= 180 Ohm M INIM EL F
R 7	= 22 Kohm M INIM EL F
R 8	= 8,2 Kohm M INIM EL F
R 9	= 270 Ohm M INIM EL F
R 10,R 11	= 10 Kohm M INIM EL F
U 1	= L7808CV ( ST )
Y 1	= 94 M Hz , 5a overtone ( Quarzkeramik )

### 3 - IL FILTRO DI REIEZIONE IMMAGINE

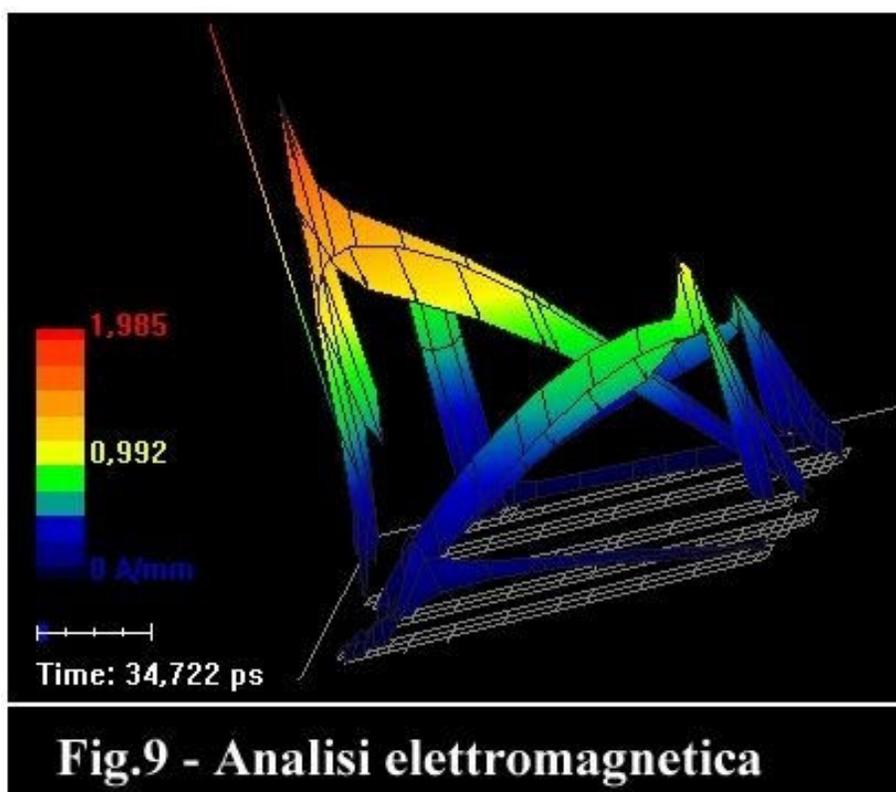
Il filtro interdigitato che segue il primo stadio d'amplificazione R.F. è stato progettato con l'obiettivo di non avere elementi di taratura unitamente alla necessità di garantire almeno 40 dB di reiezione alla frequenza immagine. Per ottenere questo risultato è necessario impostare una struttura con una banda passante relativamente grande in modo da rendere accettabili le dissintonie dovute alle tolleranze in gioco, ma con numero di risonatori elevato, tale da garantire i valori di attenuazione immagine. Infatti per le strutture con tecnologia *microstrip*, cioè con linee costituite da strisce metalliche stampate sul circuito, la dispersione dovuta alle tolleranze del laminato ed a quelle della lavorazione si ripercuotono essenzialmente sulla sintonia dei singoli risonatori. Fig.7 riporta la curva di risposta teorica del filtro progettato per questo convertitore. Il grafico di sinistra fornisce l'attenuazione d'inserzione  $S_{21}$  in 2 scale : 0...-100dB e -5dB; a destra è data la  $S_{11}$  e la parte reale dell'impedenza d'ingresso. Osserviamo che l'attenuazione e' contenuta entro -3dB per una banda passante maggiore di 150 MHz mentre, a 2150 MHz,  $S_{21}$  scende a -54 dB. Nel calcolo dell'attenuazione sono stati considerati gli elementi dissipativi associati al materiale utilizzato nella fabbricazione del circuito stampato: resistività e rugosità della metallizzazione e tangendelta del dielettrico.



Notiamo che nel caso pessimo l'attenuazione alla frequenza immagine è di circa 50 dB mentre l'attenuazione a 2400 MHz è peggiorata di solo qualche frazione di dB. Le dimensioni **S** ed **L** in figura sono espresse in *mils*, millesimi di pollice. (1 mm = 40 *mils*) Ovvero dobbiamo costruire il circuito stampato con una precisione migliore di 0,3 millimetri nella lunghezza dei risonatori e 40 micron nella spaziatura. In termini pratici la tolleranza sulla lunghezza dipende in modo importante dal corretto posizionamento del foro di ritorno a massa (*through-hole*) mentre la precisione nella spaziatura è principalmente dipendente dal processo di fototecnica ed attacco del laminato. Questi vincoli sono stati applicati nella fabbricazione del *master* e nelle fasi di lavorazione del circuito stampato.

Il filtro è stato anche analizzato facendone la simulazione elettromagnetica.

In Fig.9 è illustrata la distribuzione istantanea delle correnti lungo i 5 risonatori.



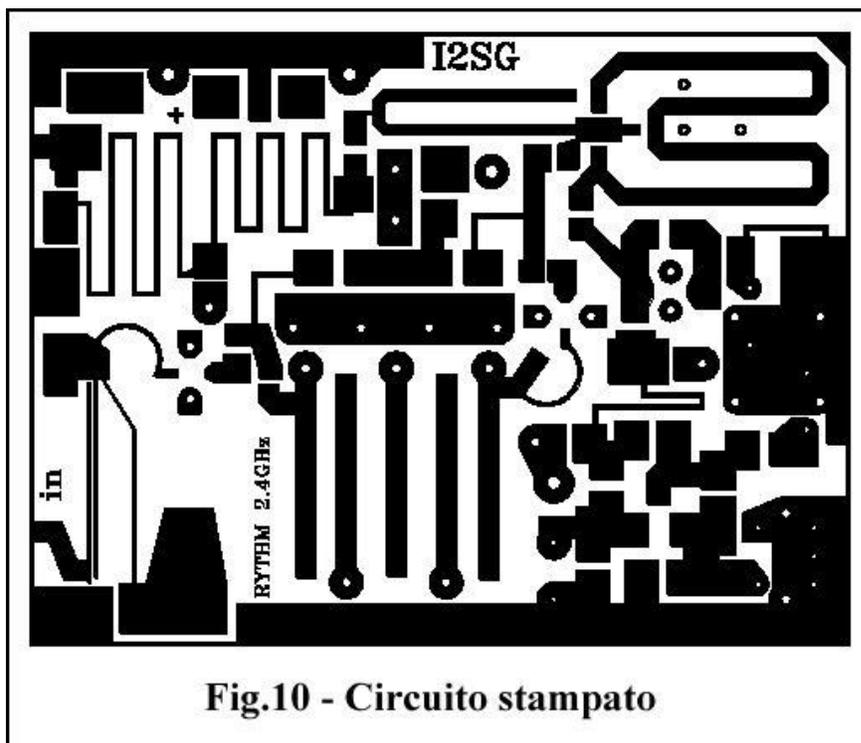
In questo tipo di analisi il filtro è descritto dalle dimensioni fisiche reali piuttosto che da un circuito simbolico con componenti **RLC** o linee di trasmissione. Pertanto non solo è possibile verificare il comportamento di qualsiasi tipologia fisica ma si possono includere anche componenti strutturali quali i pioli (o fori metallizzati) di ritorno a massa dei risonatori e l'effetto del contenitore.

Osserviamo come il risonatore centrale sia percorso da una corrente più elevata poiché il coefficiente di risonanza caricato è più elevato, essendo maggiormente spaziato da quelli adiacenti, ovvero meno accoppiato.

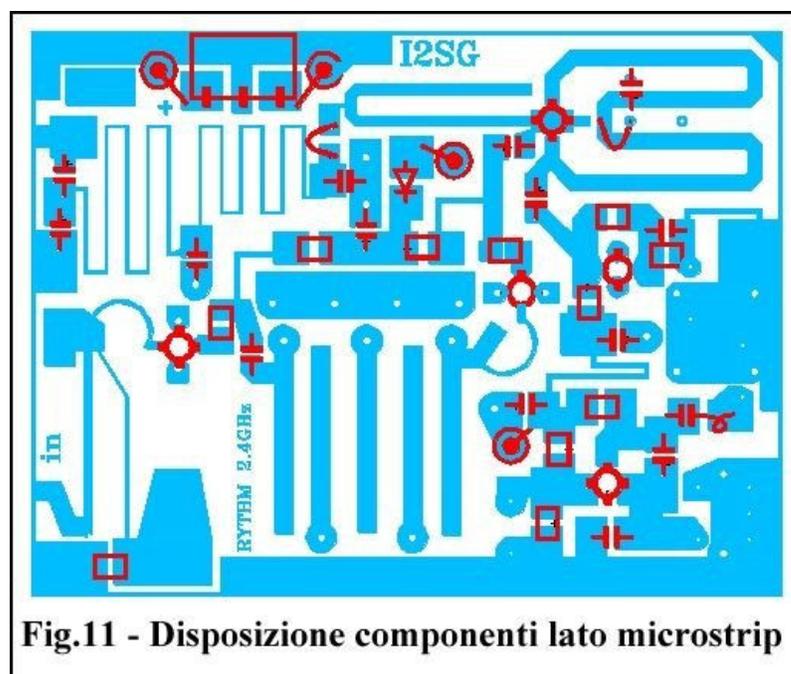
Questo esempio dimostra che la simulazione elettromagnetica delle strutture fisiche dei circuiti è un nuovo potente strumento di analisi che rientra nelle potenzialità di calcolo dei moderni P.C. ed apre ai radioamatori un ampio ventaglio di sperimentazione di circuiti e sistemi a radiofrequenza anche non convenzionali. Il *Computer Aided Design* occupa ed occuperà uno spazio sempre maggiore nello *shack* del moderno radioamatore ed assumerà una importanza fondamentale non meno di quello che il *grid-dip*, i fili di Letcher ed i *signal tracers* ebbero negli anni ruggenti del ruggente all'inizio del secolo scorso.

## 4 - REALIZZAZIONE

Il convertitore è realizzato su un circuito stampato in *Polyester* da 0,75 mm di spessore (72 x 54 mm, Fig. 10) ed racchiuso in un contenitore standard in ferro stagnato.



Tutti i componenti sono saldati dal lato microstrip ad eccezione dei condensatori by-pass passanti C3, C5, C6, C8, C22, dei condensatori C4, C6 e dei diodi D1, D6 che sono montati dal lato del piano di massa. La bobina L6, il filtro F3 con risonatori ad elica ed il quarzo Y1 sono inseriti dal lato massa ma sono saldati dal lato microstrip.(Fig.11)



In fig 12 e' illustrato uno dei primi 4 esemplari costruiti



Le operazioni di montaggio dei convertitore in sequenza sono le seguenti :

- 1) Il circuito stampato è forato, rivettato e rifilato a misura con le pareti del contenitore.
- 2) Il contenitore è tracciato e forato: i connettori SMA sono saldati.
- 3) Il circuito stampato è saldato al contenitore dal lato massa e dal lato *microstrip*.
- 4) In sequenza sono saldati: i condensatori by-pass passanti, U1 e tutti i componenti passivi.
- 5) Si saldano Q3 e Q4 e si verifica il funzionamento dell'oscillatore.
- 6) Sono montati i diodi del RYTHM e Q1 e Q2.
- 7) Si esegue la taratura dell'Oscillatore Locale e si allinea F3 per la massima uscita a 564 MHz.
- 8) Vengono misurati guadagno di conversione e cifra di rumore (NF).

Eventualmente si inserisce un piccolo rettangolo di spugna *absorber* in prossimità del primo stadio R.F. se il guadagno di conversione varia con l'applicazione del coperchio di chiusura del contenitore.

A termine della costruzione, i nuclei del filtro ad elica e quello di L6 (visibili in Fig.13) sono bloccati con un piccola goccia di resina.

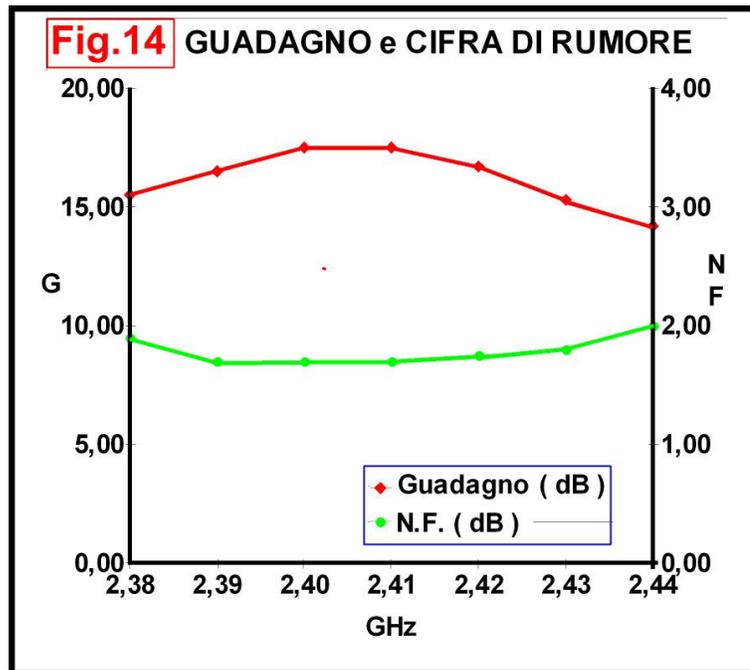


## 5 - LE PRESTAZIONI

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

<b>TAB.2 - CARATTERISTICHE A 2400 MHz</b>			
	<b>min.</b>	<b>tip.</b>	<b>max</b>
<b>Guadagno di conversione</b>	<b>15dB</b>	<b>18 dB</b>	
<b>Cifra di Rumore @ 2,4 GHz</b>	<b>1,5dB</b>	<b>1,6dB</b>	<b>1,8 dB</b>
<b>Banda passante @ - 3 dB</b>		<b>&gt; 40 MHz</b>	
<b>Reiezione immagine</b>		<b>50 dB</b>	
<b>Tensione d'alimentazione</b>	<b>10,3V</b>		<b>15 V</b>
<b>Corrente assorbita @12V</b>		<b>80mA</b>	
<b>VSWR all'uscita</b>		<b>2</b>	
<b>Residuo O.L.</b>		<b>- 54 dBm</b>	

La cifra di rumore (NF) è relativamente costante in un intervallo di circa 30 MHz, poiché la larghezza di banda del convertitore è limitata dal filtro d'uscita I.F. mentre la banda passante degli stadi R.F. è molto più estesa.(v. misura del campione #3 in Fig.14). I valori indicati di N.F. sono TOTALI, cioè comprendono i contributi di tutti gli stadi + RX a 144 MHz con N.F.= 4,5 dB.



## 6 - APPENDICE

Per valutare il rapporto segnale/rumore e quindi il margine che abbiamo nella ricezione dei segnali nelle condizioni simili a quelle già vissute con Oscar 40 con apogeo prossimo a 50.000 Km, possiamo applicare – in prima approssimazione - le seguenti semplici considerazioni.

1) Il segnale "Si" all'ingresso ricevitore è dato dalla somma :

$$Si = PTX + ATX + ARX - (As + AI)$$

ove:

- PTX = Potenza del trasmettitore (in dBm)
- ATX = Guadagno d'antenna TX satellite (dB rispetto a radiatore isotropico)
- ARX = Guadagno d'antenna al ricevitore (dBi)
- As = Attenuazione nello spazio libero (dB)
- AI = Attenuazione cavi di interconnessione antenna-convertitore (dB)

2) L'attenuazione del segnale nello spazio libero vale:

$$As = 32,4 + 20\log f + 20\log D$$

con la frequenza "f" espressa in MHz e la distanza "D" in Km.  
Pertanto se assumiamo ad esempio:

- \* potenza a bordo del satellite = 10 W = 40 dBm
- \* guadagno antenna TX = 8 dB
- \* distanza = 50.000 Km
- \* guadagno antenna RX = 20 dBi
- \* perdite di interconnessione = 0,5 dB

abbiamo che l'attenuazione di tratta vale 194dB ed il segnale all'ingresso del convertitore vale -126,5dBm, ovvero di 0,105 microvolt su 50 ohm.

**3) La potenza di rumore  $N_i$  all'ingresso del nostro ricevitore, per una larghezza di banda  $BW$ , vale:**

$$N_i = -174\text{dBm} + NF + 10\log BW$$

Quindi il rapporto segnale rumore è semplicemente ricavato :

$$S/N = S_i - N_i = -126,5 - (-174 + 2 + 10\log BW)$$

Con  $BW=1$  KHz avremmo dunque  $S/N = -126,5 + 174 - 2 - 30 = 15,5$  dB

In questa valutazione si è assunta una temperatura equivalente di rumore dell'antenna ( $T_e$ , vedi Ref.3) pari a 300 Kelvin: in realtà con angoli non troppo bassi sull'orizzonte potremmo avere  $T_e$  inferiori e quindi un  $S/N$  più favorevole.

Per migliorare il rapporto  $S/N$  abbiamo aperte 2 strade: far precedere il convertitore da un preamplificatore con cifra di rumore più bassa oppure, più convenientemente, aumentare il guadagno d'antenna. L'inserimento di un preamplificatore ci consentirebbe un miglioramento limitato, dell'ordine di 1dB, che a queste frequenze è più facile e meno costoso da ottenere con una antenna a più alto guadagno. Inoltre le perdite di interconnessione pesano direttamente sul rapporto segnale/rumore: pertanto è necessario porre il convertitore solidale con l'antenna, o meglio, con l'elemento radiatore o illuminatore nel caso di un'antenna parabolica.

In quest'ultima ipotesi è necessario proteggere il convertitore dagli agenti atmosferici con un adeguato contenitore.

**Gianfranco Sabbadini ( I2SG )**

## **BIBLIOGRAFIA**

- 1) "Preamplificatore low-noise NO-TUNE a 2,4 GHz" I2SG - RadioKit - Marzo/Aprile 1999.
- 2) "RYTHM-13: convertitore per i 13 cm" I2SG - RadioKit - Febbraio/Marzo 1998
- 3) "Compendium UHF e Microonde" I2SG – Edizione 2002