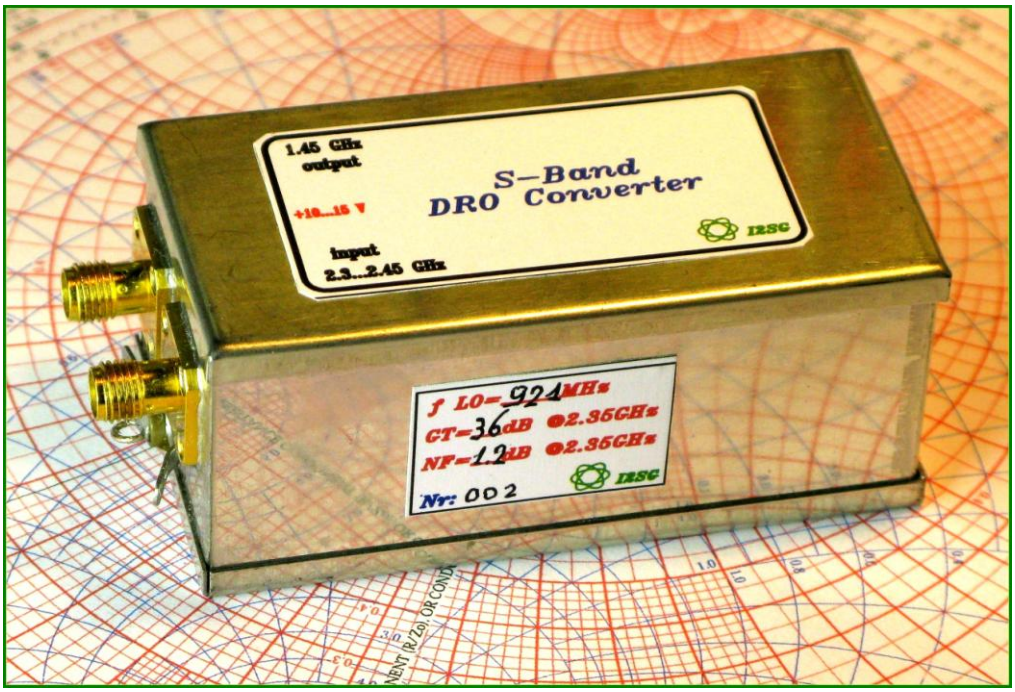
Downconverter per ATV in banda S

2,3GHz – 1,4GHz

(Gianfranco Sabbadini - I2SG)



1- UN NUOVO PROGETTO PER I CULTORI DELL'ATV

Questo convertitore nasce a distanza di circa 15 anni dal mio primo progetto per ATV nella banda dei 13 centimetri del quale ricordo che, al tempo, venne offerto il circuito stampato ai partecipanti ad una nota manifestazione radiantistica V/U/SHF (Ref.1). L'impostazione circuitale, unitamente all'impiego di componenti e materiali moderni, hanno consentito risultati decisamente migliori a confronto con la prima realizzazione, con soluzioni che ritengo avranno ricadute anche in altre applicazioni. In particolare è impiegato un nuovo oscillatore con risonatori coassiali in dielettrico ceramico, un mescolatore doppio-doppio bilanciato ad alta dinamica e circuiti monolitici per microonde (MMIC) in tecnologia GaAs e strutture bipolari SiGe ad eterogiunzione. Anche in questo caso sono stati scelti componenti prodotti in elevata quantità per applicazione nelle stazioni base della telefonia cellulare ed oggi disponibili, a prezzi ragionevoli, anche nel mercato *surplus*. Le frequenze dell'Oscillatore Locale e del filtro di selezione IF sono scelte per minimizzare i prodotti di conversione indesiderati presenti, essendo la frequenza L.O. inferiore a quella di ricezione. In tal modo si evita l'inversione di banda del segnale ricevuto col vantaggio di poter gestire senza complicazioni anche le emissioni ATV con modulazione numerica. In sintesi le prestazioni sono:
Frequenza di lavoro =2300…2450MHz, Frequenza nominale L.O. =920MHz, Guadagno di Conversione G_T=37dB, Cifra di rumore N.F. =1,2dB, Tensione d'alimentazione = 10...15V.

2- IL CIRCUITO

Le risposte indesiderate ed i prodotti di distorsione presenti nell'impostazione del processo di conversione scelto sono riconducibili a 2 gruppi fondamentali:

I) Risposte armoniche del *mixer*
II) Prodotti d'intermodulazione di secondo e terzo ordine

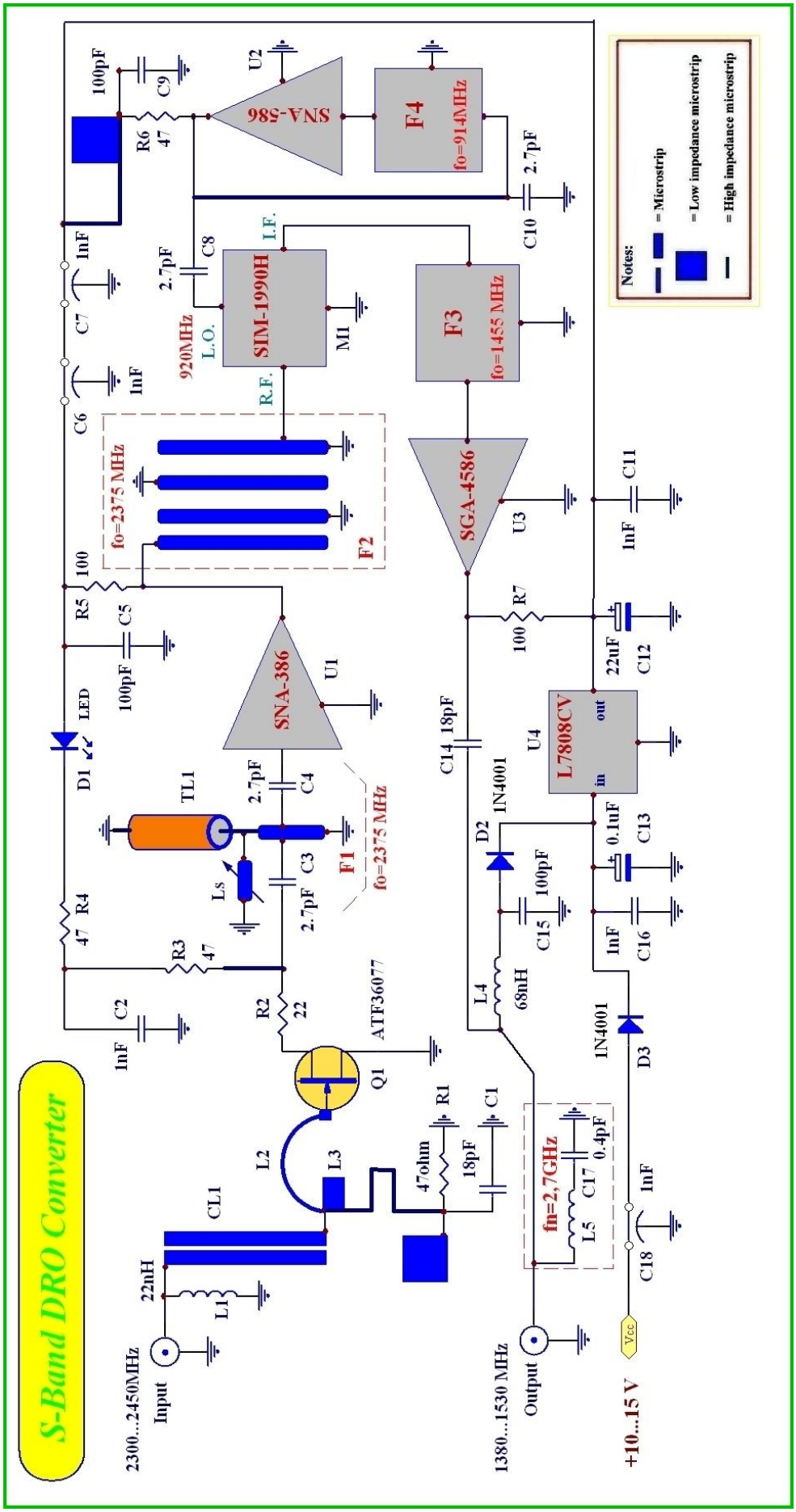
Le risposte del primo gruppo dipendono principalmente dal solo mescolatore. Generalmente nei *mixer* bilanciati il processo di conversione - alla 2ª, 3ª e 4ª armonica dell'Oscillatore Locale – risulta abbattuto di oltre 30dB rispetto al valore in fondamentale. Ciò è vero se il mescolatore risulta correttamente terminato su carichi di 50 ohm ma lo scarto assume valori inferiori in presenza di SWR. I prodotti d'intermodulazione di secondo e terzo ordine dipendono invece sia dalla dinamica del mescolatore che dalla linearità degli stadi amplificatori a radiofrequenza che lo precedono. Queste considerazioni hanno portato alla scelta di un mescolatore ad alta dinamica tripo-bilanciato della "Minicircuits" modello SIM-1990H avente **IP3= +26dBm,** già sperimentato con successo in altra applicazione (Ref.2).
Le risposte indesiderate più importanti in ordine decrescente sono le seguenti:

1) - La risposta del mixer alla quarta armonica dell'oscillatore 920x4 = 3680MHz genera una risposta indesiderata : **3680 - (2300…2450) = 1380…1230MHz**

2) - L'intermodulazione di secondo ordine (2 x RF) – (4 x LO) genera prodotti indesiderati nell'intervallo : **(4600…4900) – 3680 = 980…1220MHz**

3) - L'intermodulazione di terzo ordine (3 x RF) – (6 x LO) genera prodotti indesiderati nell'intervallo: **(6900…7350) – 5520 = 1380…1830MHz**

Essendo la frequenza convertita di valore elevato (1380…1530MHz), l'immagine assume valore trascurabile. In tutti i casi le gamme di frequenza delle risposte indesiderate possono essere limitate dai filtri degli stadi amplificatori a radiofrequenza e dai filtri che seguono il mescolatore. In questo progetto sono utilizzati sia filtri *microstrip* (in RF), sia risonatori coassiali ad alto **Qo** e filtri a dielettrico ceramici. Linearità e bassa intermodulazione degli stadi d'amplificazione sono perseguite impiegando all'ingresso un MESFET a basso rumore polarizzato ad alta corrente ed amplificatori monolitici a medie correnti di lavoro, con reazione negativa serie-parallelo, caratterizzati da un'elevata dinamica.
Con riferimento allo schema elettrico di Fig1, le osservazioni ed i commenti più importanti sono i seguenti.


S-Band DRO Converter
2300...2450MHz
Input
1380...1530 MHz
Output
+10...15 V
Vcc
SNA-586
F4
fo=914MHz
SIM-1990H
920MHz
L.O.
R.F.
I.F.
F3
fo=1455 MHz
SGA-4586
fo=2375 MHz
F2
SNA-386
F1
fo=2375 MHz
TL1
Ls
LED
D1
Q1
ATF36077
CL1
L1
L2
L3
L4
L5
fn=2,7GHz
L7808CV
in
out
D2
D3
1N4001
Notes:
= Microstrip
= Low impedance microstrip
= High impedance microstrip

1) – L'amplificazione RF è realizzata con due stadi: un MESFET (ATF36077) operante alla corrente **Idss** (ovvero con tensione di griglia = 0 volt) seguito da un MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*) tipo SNA-586. L'MMIC è un amplificatore controreazionato che opera a 65mA ed ha un punto d'intercetta in uscita di ben +32dBm a 2,4GHz. Il circuito d'ingresso è costituito da un accoppiatore con linee in quarto d'onda (**CL1**) e da una rete *microstrip* d'adattamento (**L2,L3**) per il rumore minimo. Alle basse frequenze l'accoppiatore risulta correttamente terminato dalla resistenza **R1**, sicché i segnali eventualmente incidenti all'ingresso risultano sensibilmente attenuati. L'induttore **L1** evita l'accumulo di cariche elettrostatiche nel cavo di connessione all'antenna, sempre presenti nel caso di radiatori aperti come ad esempio le antenne ad elica: queste assumerebbero un potenziale elevato, sino alla scarica tra le linee dell'accoppiatore **CL1** e conseguente distruzione di **Q1**. Il MESFET **Q1** è accoppiato al secondo stadio con un filtro a due poli, costituito da un risonatore in mezza lunghezza d'onda: questo è formato da un risonatore coassiale ceramico **TL1** ($\lambda\backslash 4$ ad 1,9GHz) e da un tronco di linea *microstrip* di chiusura a massa. Una seconda chiusura a massa è costituita da **Ls**, scelta in fase di taratura per l'ottimizzazione del guadagno e della curva di risposta complessiva in frequenza del convertitore.

2) – L'amplificatore **U1** è seguito dal filtro **F2** di selezione della banda RF, centrato a 2375MHz e largo circa 250MHz @-3dB. Questo filtro è in struttura *microstrip* con 3 risonatori in quarto d'onda. La connessione del filtro al *mixer* (**M1**) è ottenuta con presa a bassa impedenza (50 Ω) sul terzo risonatore. Il filtro è disposto al bordo del circuito stampato ed adiacente alla parete del contenitore per minimizzare gli accoppiamenti parassiti.

3) – Il *mixer* **M1** ha la porta R.F. direttamente collegata al filtro **F2** @ 2375MHz, la porta d'uscita (I.F.) connessa al filtro **F3** e quella O.L. connessa al MMIC dell'oscillatore **U2** che eroga una potenza di circa 17dBm (50mW @ 920MHz). Il modello **SYM-1990H** della *Minicircuits*, in grado di operare sin oltre i 3GHz, è tra i migliori prodotti oggi disponibili a costi moderati. In Fig.2 è riportata la curva di risposta del filtro **F3** specificata dal costruttore: trattasi di un filtro in dielettrico ceramico a 4 poli della EPCOS, originalmente sviluppato per applicazioni DAB e con banda passante nominale di 60MHz.

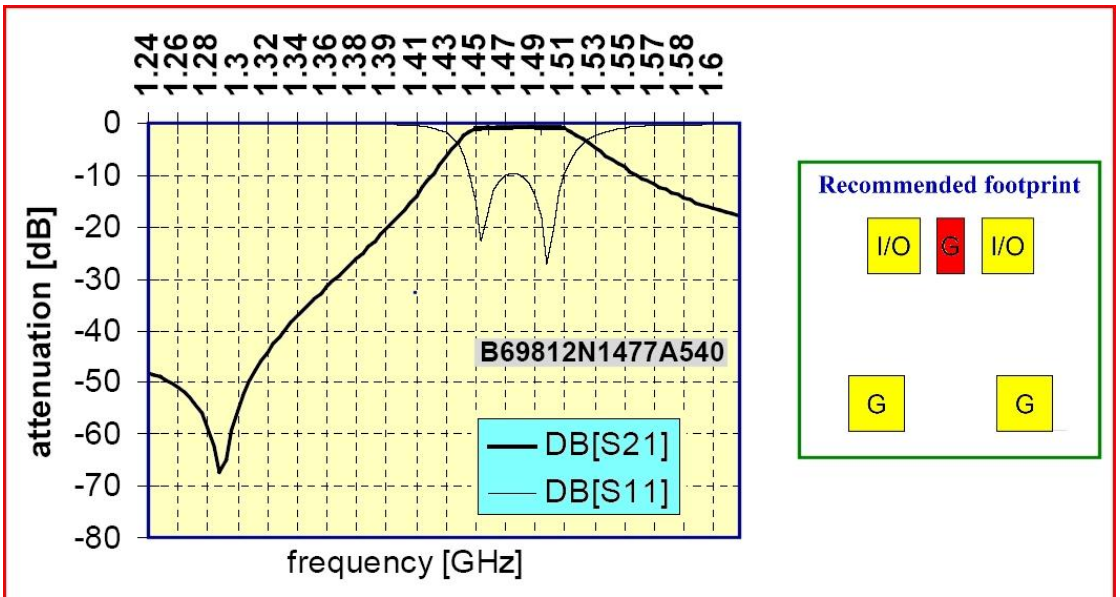


Fig.2 - Caratteristiche e piazzole d'interconnessione del filtro EPCOS @ 1,5GHz

La banda passante del filtro è espansa a 150…200MHz @-3dB col semplice artificio di non collegare a massa la piazzola metallizzata interposta tra i contatti ingresso-uscita: questa è identificata in color rosso nella Fig.2. In Fig.3 è riportata la caratteristica in frequenza misurata in tali condizioni. Le ondulazioni della risposta sono causate dalle riflessioni presenti sui cavi di interconnessione al circuito di prova. Da notare che la perdita d'inserzione del filtro si mantiene bassa (valore tipico =0,9dB). Il costo moderato e le buone prestazioni di questo filtro ne suggeriscono l'applicazione in altri progetti.

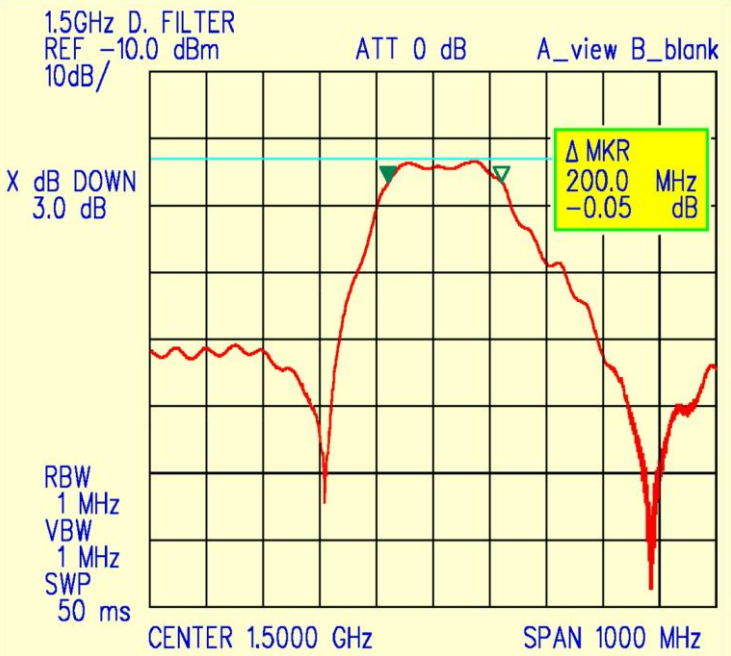


Fig.3 - Caratteristica del filtro EPCOS tipo B69812N1477A540 misurata con modifica alla connessione di massa.

4) – L'Oscillatore Locale è costituito dall'amplificatore **U4** e dal filtro passa-banda stretto a 2 risonatori in dielettrico ceramico **F4**. L'impiego di un filtro come elemento selettivo consente, a confronto con un semplice risonatore, una minore sensibilità della frequenza dell'oscillatore alle variazioni delle caratteristiche dell'amplificatore (con temperatura, tensione d'alimentazione, guadagno etc.). Infatti, a parità di coefficiente di risonanza a carico $\mathbf{Q_L}$, con un filtro di banda a 2 risonatori la pendenza fase-frequenza alla risonanza ($d\Phi/d\mathbf{f_0}$) è più elevata, essendo il valore asintotico della fase +/-180° invece di +/-90°. Il filtro, costruito dalla MURATA, ha impedenza caratteristica ingresso/uscita di 50 ohm ed appartiene alla categoria di prodotti che la Casa identifica con il nome "***Gigafil*** ", largamente diffusi in telefonia. Questa categoria di filtri ed altri similari quali costruiti dalla EPCOS, hanno un'ottima stabilità in frequenza con coefficienti di deriva termica (dimensionale ed elettrica) molto contenuti. Ad esempio il costruttore EPCOS garantisce una deriva massima della costante dielettrica minore di 10ppm/C°, ovvero un coefficiente paragonabile a quello dei comuni cristalli di quarzo usati nei PC. L'amplificatore **U4** a 900MHz presenta uno sfasamento di circa 130°: pertanto è inserita una rete che introduce uno sfasamento complementare di -130° per riportare a zero il valore complessivo dell'anello di reazione. La rete è costituita da un tronco di *microstrip* ad alta impedenza per la connessione del filtro **F4** all'ingresso dell'MMIC **U4** e dal condensatore **C11**.

5) – Il segnale convertito presente all'uscita del filtro **F3** è amplificato di circa 20dB dal circuito **U3**. Questo è un dispositivo a basso rumore (N.F= 1,9dB @1,5GHz): pertanto il contributo alla Cifra di Rumore complessiva del convertitore è irrilevante (vedi Ref.3). Infatti:

Assumendo per (**Q1** +**U1**) un valore complessivo di NF= 1dB e le somme :
I) NF di **U3** + Perdita Filtro@1,5GHz + Perdita *mixer* + Perdita filtro@ 2,4GHz = 12dB
II) Guadagno di **Q1** + Guadagno di **U1** =30dB
La Cifra di rumore risultante totale del convertitore sale al valore: NF_{TOT} = 1,1dB.

Il risonatore **L5-C18** costituisce un circuito *notch* per attenuare la terza armonica dell'Oscillatore Locale all'uscita del convertitore ad un livello inferiore a -40dBm.

6) – Tutti gli stadi del convertitore sono alimentati con tensione stabilizzata di 8V erogata da un regolatore integrato a tre terminali (**U4**). I diodi **D2**, **D3** sono inseriti a protezione d'inversione di polarità ed è prevista anche l'alimentazione via cavo. La tensione minima d'alimentazione del *downconverter* è 10V.

2- COSTRUZIONE DEL CONVERTITORE

Il convertitore è costruito con un circuito stampato avente dimensioni di 72 x 35 millimetri (vedere Fig4), utilizzando laminato in *Polyester* prodotto dalla ditta Rogers (RO-4350) 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 74 x 36 x 32 millimetri.

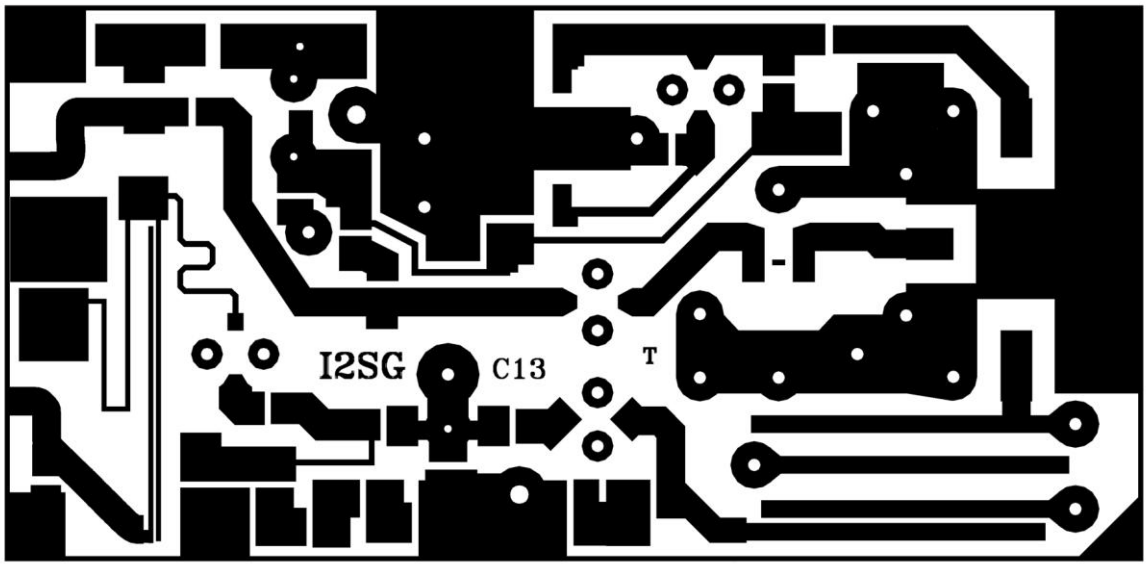


Fig.4 - Circuito stampato (72 x 35 mm)

Uniche dimensioni critiche del circuito stampato sono le spaziature tra linee *microstrip* **CL1** della rete d'ingresso. 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. Il circuito è vincolato col piano delle *microstrip*, spaziato di 12 millimetri dal bordo superiore del contenitore. In Tab1 è riportato l'elenco completo dei componenti. 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 **C6**, **C7**, **C19**.
- Il risonatore coassiale ceramico **TL1**
- Il regolatore di tensione **U4.**
- Il diodo **D3**.

I fori di connessione al regolatore **U4**, al risonatore **TL1** ed al diodo **D3** 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. Il condensatore passante **C19** è inserito nella parete laterale del contenitore. L'aletta del contenitore TO-220 di **U4** è saldata al piano di massa del circuito stampato.

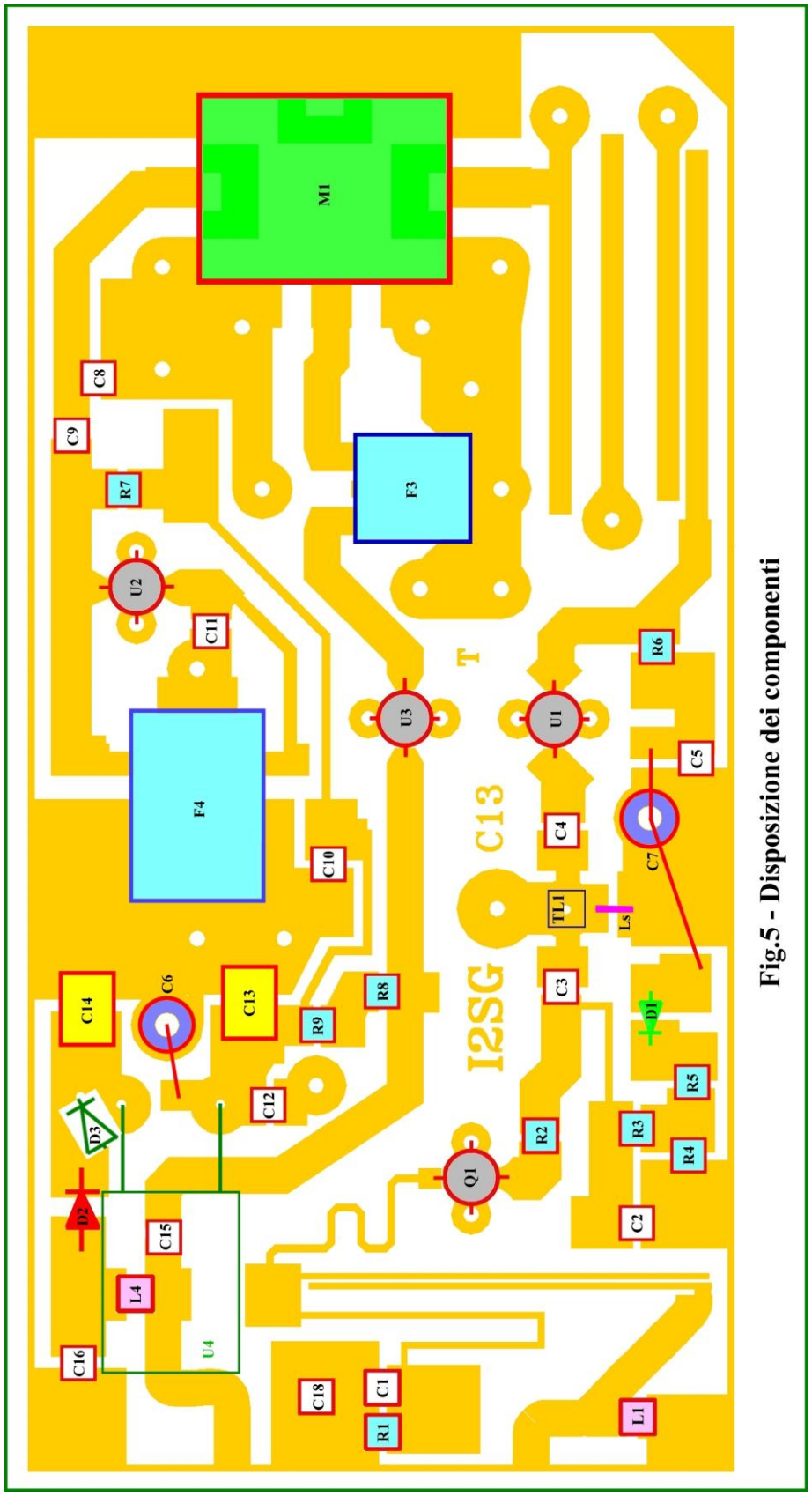


Fig.5 - Disposizione dei componenti

In Fig.5 è riportato il piano di montaggio dei componenti sul circuito stampato. In sequenza, le operazioni per l'assemblaggio sono:

TAB.1	Componenti
C1,C15	18 pF Ceramic SMD
C2,C12,C17	1nF Ceramic SMD
C3,C4,C9,C11	2.7 pF Ceramic SMD
C5,C10	100 pF Ceramic SMD
C6,C7,C19	1nF feed-through Ceramic
C8	2.2 pF Ceramic SMD
C13	22uF/16V Tantalum
C14	0.1uF/30V Tantalum
C18	0.4 pF Ceramic SMD
D1	LED (green)
D2,D3	1N4001
F3	EPCOS B69812N1477A540
F4	Murata DCF2R914P00HHA
L1	22nH Coilcraft SMD
L4	68nH Coilcraft SMD
Q1	ATF36077 Avago
R1,R3,R5,R6,R7	47ohm SMD
R2,R9	22ohm SMD
R4	390ohm SMD
R8	100ohm SMD
TL1	Murata λ/4 reson. @1.9GHz
U1,U2,	SNA-586 Sirenza/RFMD
U3	SGA-4586 Sirenza
U4	L7808CV ST

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 2 connettori SMA che sono saldati ed in corrispondenza del condensatore passante **C19** che è vincolato successivamente.

II) Dal lato *microstrip* sono saldati al circuito tutti i componenti passivi e dal lato massa : **C6, C7**, **C19**, **D2,U4**, collegando con filo **C6** a **C7**.

III) L'assemblaggio è completato con l'inserzione di tutti gli altri semiconduttori. Particolare attenzione deve essere posta nella saldatura dei MMIC e del MESFET: è preferibile l'impiego di un saldatore alimentato a batteria o a gas.

In Fig.6 è illustrato uno dei primi esemplari costruiti. A termine della costruzione si applica la tensione d'alimentazione e si controlla la corrente assorbita da **Q1**, **U1**, **U2**, **U3**, misurandone la caduta di tensione ai capi delle resistenze connesse al regolatore **U4**.

Utilizzando un analizzatore di spettro si procede quindi a due tarature. La prima consiste nel collegare un filo (con diametro Φ=0.5mm) dall'uscita del convertitore a **C18**, per realizzare l'induttanza **L5**. Il filo – lungo 20mm - è saldato alla *microstrip* da un lato ed appoggiato per contatto a **C18** dall'altro. Con l'analizzatore connesso al connettore d'uscita si riduce progressivamente la lunghezza del filo per minimizzare il livello della terza armonica O.L. a 2,7GHz (tipicamente a -40…-45dBm): trovata la lunghezza ottimale, l'estremità è saldata a **C18**. Ultima operazione è la taratura fine del filtro **F1** @2375MHz.

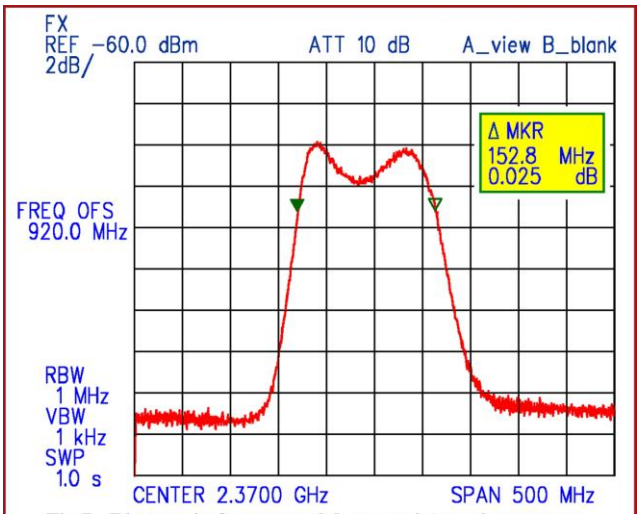


Fig.7 - Risposta in frequenza del convertitore misurata con ingresso connesso ad una sorgente di rumore.

All'ingresso del *downconverter* è connessa una sorgente di rumore bianco (ENR=10…15dB) ed all'uscita l'analizzatore, centrato @1.45GHz e con l'ascissa della frequenza impostata con un *offset* di 920MHz (=frequenza L.O.), in modo da leggere direttamente la frequenza d'ingresso.
Quindi si richiude a massa il risonatore **TL1** con una bandellina larga 1mm, ricercando la posizione ottimale per un risposta in frequenza entro 3…4dB nell'intervallo 2300…2450MHz. Allo scopo, si sposta il ritorno a massa a destra o sinistra rispetto il centro di **TL1**, premendo la bandella con una bacchetta isolante per un contatto a massa positivo; trovata la posizione migliore si procede alla saldatura. La Fig.7 illustra la risposta in frequenza tipica a completamento di questa taratura, necessaria ad allineare il filtro interstadio **F1** alle bande passanti di **F2**, **F3.**

I filtri **F2**, **F3** non sono tarabili e la dispersione delle caratteristiche dipende rispettivamente dalle tolleranze del laminato del circuito stampato e da quelle di fabbricazione del filtro EPCOS. Ovviamente questa taratura si riflette positivamente anche sul guadagno che risulta massimizzato.

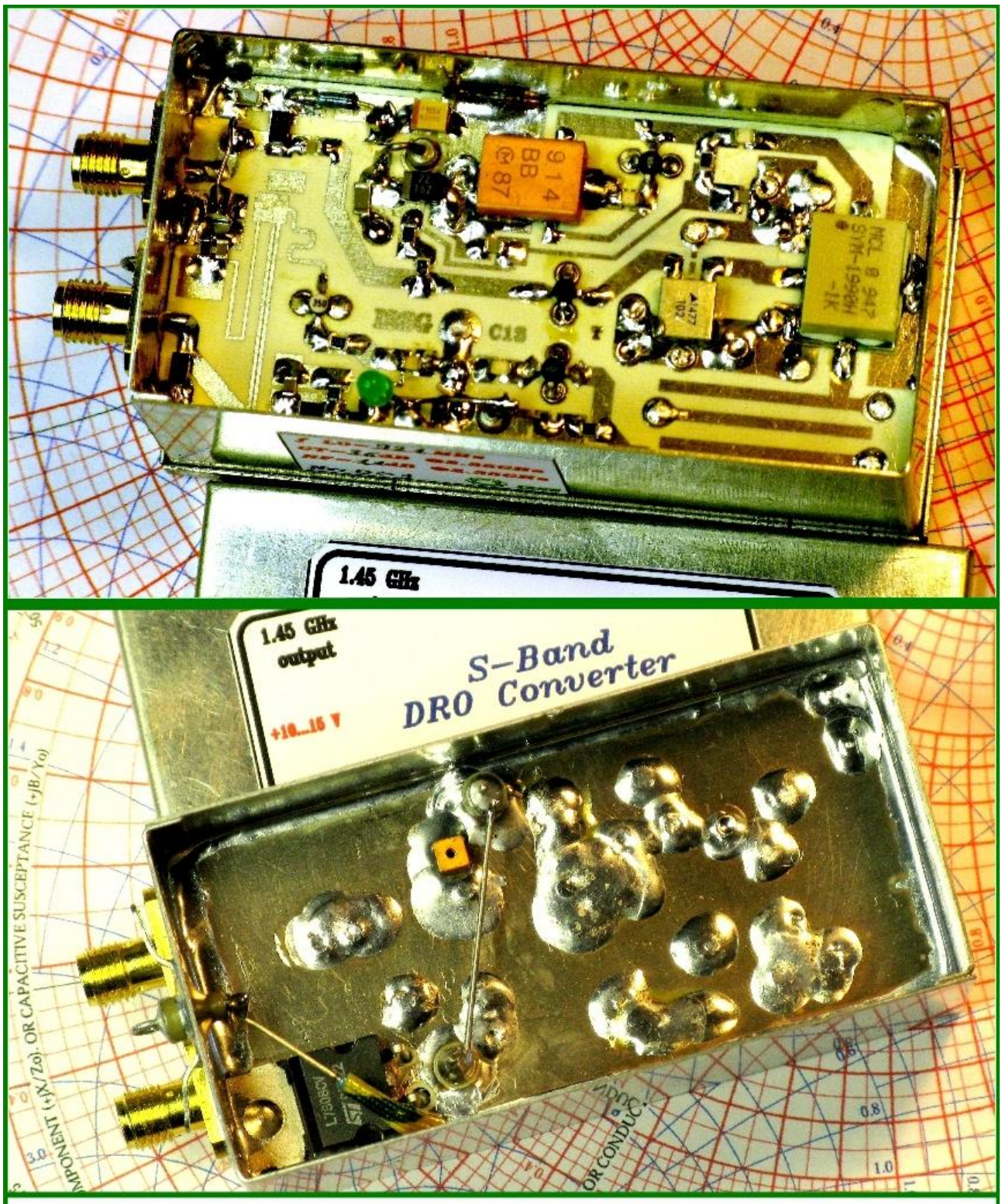


Fig.6- Il secondo esemplare costruito: vista lato microstrip e lato piano di massa.

3 - LE PRESTAZIONI

Le caratteristiche principali del *downconverter* misurate sui primi 5 esemplari costruiti sono riportate in Tab2.

TAB 2	Caratteristiche @ 2,37 GHz			
Parametro	Valore			
	Min	Tipico	Max	
Guadagno di conversione	35	37	-	dB
Cifra di rumore	-	1,2	1,3	dB
Banda passante @ -3dB	140	150	-	MHz
Frequenza Oscillatore Locale	-	921	-	MHz
Rumore di fase OL @ 10KHz	-	-115	-	dBc/Hz
Risposta 4ª armonica *mixer*	-	-35		dB
Corrente alimentazione	-	215	-	mA

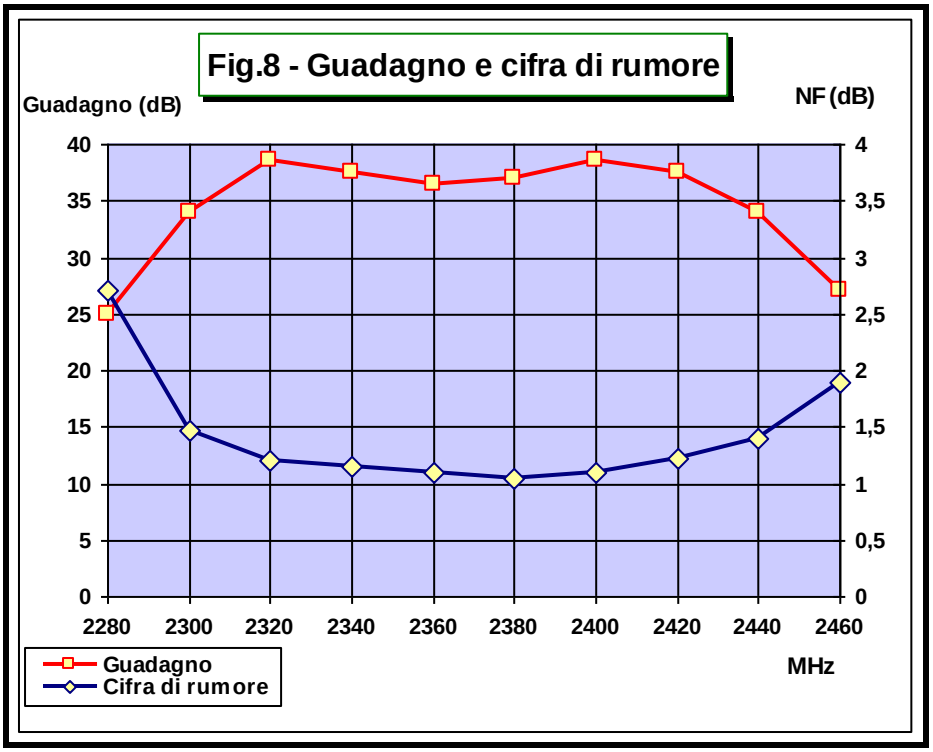
La frequenza dell'oscillatore locale è risultata ripetitiva entro +/-100KHz per tutti gli esemplari: verosimilmente ciò è dipeso dal fatto che i filtri Murata impiegati appartengono al medesimo lotto di produzione. La stabilità ed il rumore di fase sono molto buoni. La deriva di "*warmup*" dell'oscillatore da 20C° a 52C°, è risultata meno di 2KHz/C°. E' un risultato che depone a favore dell'impiego di questo tipo d'oscillatore con filtri a dielettrico in altri progetti a frequenze superiori, anche perché avendo la deriva un andamento lineare, è facile introdurre la compensazione termica (TCDRO). La cifra di rumore ed il guadagno e in funzione della frequenza, misurati con HP8970A, sono riportati in Fig.8. L'aumento di 0,3…0,4dB del valore NF agli estremi banda (2300/2450MHz) è solo parzialmente dovuto al primo stadio RF, essendo il circuito d'ingresso di **Q1** a banda relativamente larga: il contributo maggiore deriva dall'attenuazione ai fianchi dei filtri **F1**, **F2**, **F3**.

La risposta alla 4ª armonica dell'oscillatore locale vale -35dB a centro banda, ma si riduce di circa 4dB all'inizio banda @2300MHz. La corrente assorbita dal convertitore è indipendente dalla tensione d'alimentazione: pertanto la potenza dissipata in calore sale linearmente con questa. Con Vcc=12V la potenza dissipata vale 2,6W e 3,2W con 15V. Considerando le piccole dimensioni del convertitore, ove questo sia utilizzato con protezione adeguata dagli agenti atmosferici (ad esempio in prossimità dell'antenna), si richiede un'adeguata circolazione d'aria per evitare un eccessivo aumento della temperatura. Pertanto è conveniente alimentare il convertitore con tensione prossima al valore nominale di 12V o meno, provvedendo ad una eventuale caduta di tensione esterna, nel caso di sorgenti d'alimentazione superiori a 15V. L'ultima raccomandazione verte l'interconnessione dei cavi al *dowunconverter* .

Nel caso di alimentazione via cavo, attenzione a non invertire le connessioni, collegando all'ingresso @2,4GHz il cavo che porta tensione.

In questo malaugurato caso essendo l'ingresso collegato a massa con **L1**, l'alimentatore risulterebbe cortocircuitato e - se in grado di erogare corrente adeguata - fonderebbe **L1** sino all'apertura del

circuito. Aprendosi **L1**, l'energia accumulata dal campo magnetico genererebbe un picco di sovratensione tale da distruggere **Q1**. Anche se ciò non avvenisse, con un alimentatore limitato in corrente, scollegando il cavo avremmo comunque un picco di sovratensione tale da distruggere **Q1**.
In questo secondo caso, se ci si accorge in tempo dell'errore, non staccare il cavo: spegnere l'alimentatore, confidando sul fatto che i condensatori elettrolitici presenti portino la tensione a zero in modo graduale. Questa precauzione ha validità generale ed è anche frutto di decenni d'esperienza vissuta, incluso gli immancabili errori di gioventù.



Per lo sviluppo, la taratura e le misure sono stati utilizzati gli strumenti : *Gain-Noise Analyzer* HP8970A, *Spectrum Analyzer* Avantek R3361B, *Spectrum Analyzer* HP8563E, Sorgente ENR HP646B, Bolometro HP435A, Generatore Rohde & Schwarz SME03, Millivoltmetro R&S URV, Attenuatori di precisione Narda.

BIBLIOGRAFIA E RIFERIMENTI

1) **"Convertitore 2,45GHz/1,15GHz"** I2SG - Compendium UHF e Microonde - Ed.2001, pag.190…196.
2) **"Transverter lineare per banda S"** I2SG – RadioKit , Mar-Apr 2010
3) **"http://www.minicircuits.com/pages/mcl_nf_calc.html"**