



## Rapporti Tecnici INAF INAF Technical Reports

<b>Number</b>	9
<b>Publication Year</b>	2020
<b>Acceptance in OA@INAF</b>	2020-03-04T09:32:04Z
<b>Title</b>	Caratterizzazione della nuova versione del modulo di conversione di frequenza in banda Q 33-50 GHz (Q-CONV)
<b>Authors</b>	ORFEI, ALESSANDRO; MARIOTTI, SERGIO; SCALAMBRA, ALESSANDRO; RODA, JURI; VALENTE GIUSEPPE; PISANU, Tonino
<b>Affiliation of first author</b>	IRA Bologna
<b>Handle</b>	<a href="http://hdl.handle.net/20.500.12386/23095">http://hdl.handle.net/20.500.12386/23095</a> ; <a href="http://dx.doi.org/10.20371/INAF/TechRep/9">http://dx.doi.org/10.20371/INAF/TechRep/9</a>

<b>Data</b>			<b>09/01/2020</b>
<b>Autori</b>	A. Orfei, S. Mariotti, A. Scalambra, J. Roda, G. Valente, T. Pisanu	<b>Rev.</b>	<b>02</b>

Ottobre 2019

*CARATTERIZZAZIONE DELLA NUOVA VERSIONE DEL MODULO DI  
CONVERSIONE DI FREQUENZA IN BANDA Q 33-50 GHz (Q-CONV)*

A. Orfei<sup>1</sup>, S. Mariotti<sup>1</sup>, A. Scalambra<sup>1</sup>, J. Roda<sup>1</sup>, G. Valente<sup>2</sup>, T. Pisanu<sup>2</sup>

<sup>1</sup> INAF-IRA

<sup>2</sup> INAF-OAC



## Sommario

<b>1. Introduzione.....</b>	<b>2</b>
<b>2. Produzione del prototipo .....</b>	<b>3</b>
<b>3. Progettazione Q-CONV .....</b>	<b>5</b>
<b>4. Misure sui prototipi.....</b>	<b>17</b>
<b>5. Commenti e suggerimenti.....</b>	<b>29</b>
<b>6. Appendice.....</b>	<b>31</b>

## Acronimi

CW = continuous wave  
DC = direct current  
DSB = double side band  
DUT = device under test  
IF = intermediate frequency  
FBCB = full band conversion/continuum board/back-end  
G = gain  
Q-CONV = convertitore di frequenza in banda Q  
SRT = sardinia radio telescope  
LNA = low noise amplifier  
MMIC = monolithic microwave integrated circuit  
NFA = noise figure analyzer  
NF = noise figure  
OL = oscillatore locale  
PCB = printed circuit board  
RF = radiofrequenza  
RSS = root sum squared  
SA = spectrum analyzer  
SNA = spectrum network analyzer  
VNA = vector network analyzer

## 1. Introduzione

Il modulo Q-CONV è parte di un ricevitore in sviluppo, destinato a SRT (Sardinia Radio Telescope), costituito da un multifeed a 19 beam, doppia polarizzazione circolare operante nella banda 33-50GHz. I Q-CONV, in quantità di 38 moduli, verranno localizzati dentro al criostato in parte calda a 300K, e ognuno sarà collegato, via guida d'onda e gap termico, al rispettivo LNA (Low Noise Amplifier) posto in parte fredda a 20K.

La funzione del Q-CONV è di operare una conversione di frequenza dalla radiofrequenza 33-50GHz alla prima IF nella banda 1-18GHz.

Dopo la fallimentare esperienza della realizzazione del modulo di conversione di frequenza che utilizzava un MMIC appositamente progettato [1] fu deciso di realizzare una nuova versione utilizzando chip commerciali che fornissero le funzioni base, ovvero amplificatore, mixer e moltiplicatore di frequenza. Attorno ad essi sono stati ancora inseriti il filtro immagine, il filtro di oscillatore locale e il filtro IF, la circuiteria delle alimentazioni e il layout del circuito stampato. A differenza della versione precedente è stato utilizzato l'ingresso in guida d'onda e, pertanto, si è aggiunta la necessità di progettare un lanciatore. Fa parte della revisione del progetto anche una nuova versione di scatola contenitrice.

La prima fase di questo processo è stata quindi quella di indagare sul mercato i dispositivi anzidetti con le caratteristiche volute di banda di frequenza e prestazioni. Il componente più difficile da trovare è stato l'amplificatore, di fatto la scelta è stata obbligatoriamente indirizzata verso un prodotto della *Custom MMIC* che, pur non accontentandoci completamente, si è rivelato l'unico a disposizione per i nostri scopi.

In questa relazione si vuole descrivere il comportamento e le prestazioni misurate di questo nuovo modulo di conversione di frequenza.

---

<sup>1</sup> Orfei, Mariotti, Scalambra, Pisanu, Valente, "Caratterizzazione del modulo di conversione in banda Q, 33-50 GHz (Q-conv)", rapporto interno IRA-Bo 490-15, ottobre 2015

## 2. Produzione del prototipo

Le tappe della produzione dei nuovi prototipi Q-CONV possono essere così riassunte:

febbraio-aprile 2016, processo di scelta di dispositivi commerciali

estate 2016-estate 2017, sviluppo del progetto elettrico e meccanico del nuovo Q-CONV

novembre 2017, riunione con MITEC per la pianificazione dei nuovi prototipi

dicembre 2017-febbraio 2018, produzione degli esecutivi per la realizzazione di due prototipi

27/2/2018, offerta da parte di MITEC per la costruzione di due prototipi

26/3/2018, ordine alla MITEC per due prototipi, inclusivi di filtri e circuito stampato da noi progettati

aprile-giugno 2018, fase costruttiva dei prototipi

luglio 2018, MITEC completa la produzione di 2 prototipi Q-CONV (ingresso RF in guida). Consegna a Cagliari.

17/8/2018, i due prototipi arrivano a Bologna

novembre 2018-settembre 2019, tre successive sessioni di misura a Bologna. Dopo la prima sessione, MITEC ripara il primo prototipo e ne produce uno ulteriore. Conclusione della fase di prototipazione.



### 3. Progettazione Q-CONV

I dispositivi commerciali individuati per questa nuova versione di Q-CONV sono:

- l'amplificatore 'CustomMMIC' CMD190
- il mixer 'Marki' ML1-1850LCH-2
- il moltiplicatore x2 di frequenza 'Analog Device, ex Hittite' HMC578
- progettati in casa sono il lanciatore in guida e il filtro immagine, che si interfacciano tra loro su uno strato di allumina; il filtro dell'oscillatore locale; il filtro IF all'uscita del mixer.

Di seguito lo schema a blocchi del Q-CONV e lo schema elettrico,

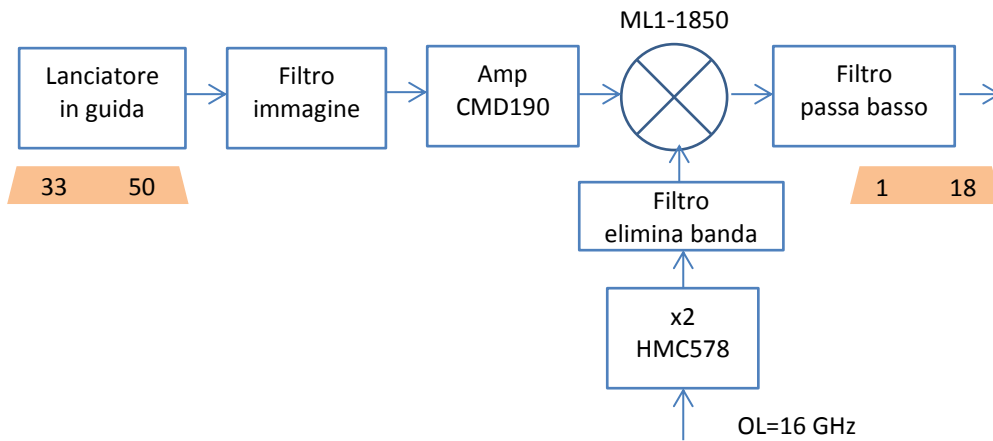


Fig. 3.1 Schema a blocchi del Q-CONV

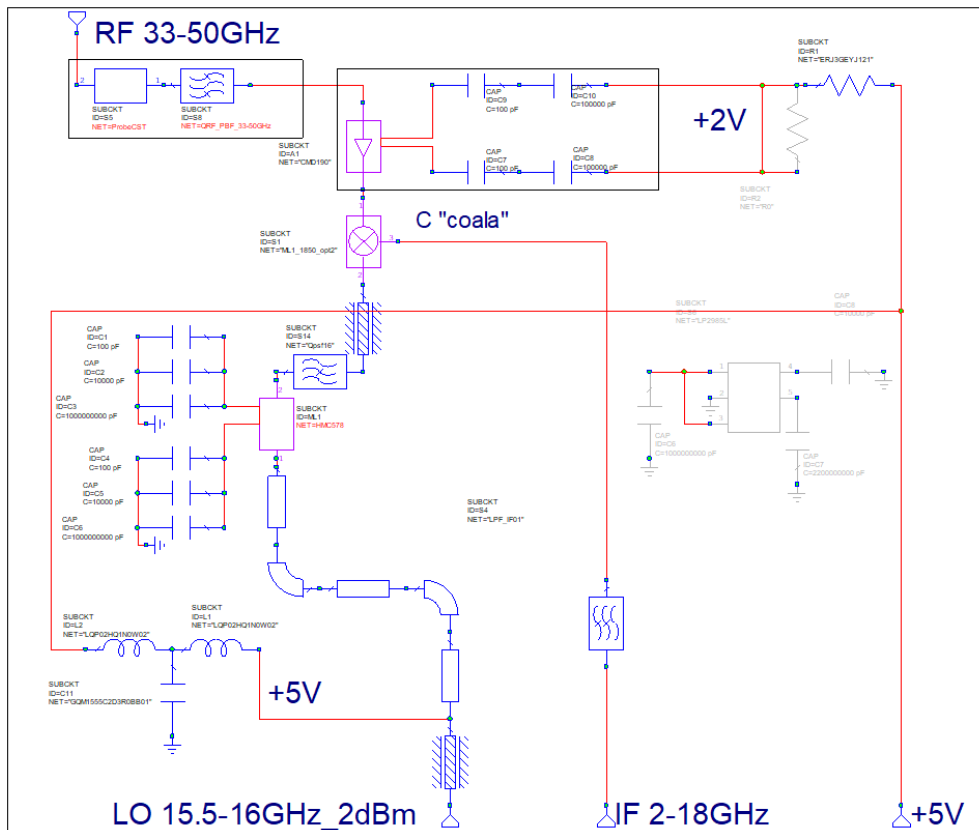


Fig. 3.2 Schema circuitale del Q-CONV



L'esperienza maturata con la prima versione di Q-CONV, che usava come valore di oscillatore locale 4 GHz, ha suggerito di usare una frequenza ben più alta, 16 GHz, in modo da evitare che le armoniche di questo segnale entrino in banda IF.

Passiamo ora in rassegna i blocchi descritti nello schema,

### Lanciatore in guida con filtro immagine

E' la parte del circuito elettrico che si trova al di là della guida d'onda d'ingresso. Nelle figure 3.3 e 3.4 viene mostrato il layout del circuito e la prestazione come da simulazioni. In [2, 3] viene mostrata la simulazione di progetto del solo lanciatore,

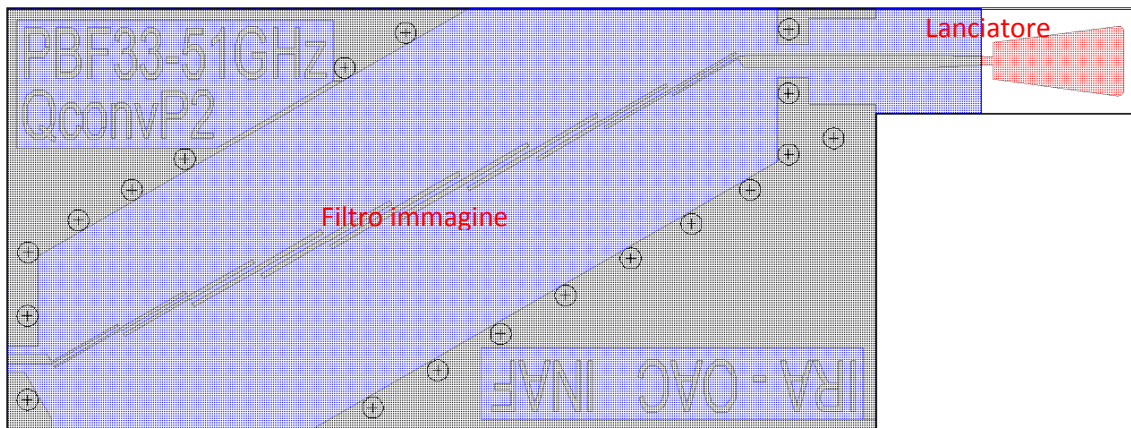


Fig. 3.3 Lanciatore con filtro immagine su substrato di allumina

Il substrato di allumina su cui l'insieme è realizzato ha uno spessore di 127  $\mu\text{m}$  e il filtro è costituito da nove sezioni. Come si può vedere dalla fig. 3.4 l'insieme perde 2.5dB in centro banda e 3.5dB alle frequenze di taglio; la reiezione dell'immagine (prima frequenza immagine = 31 GHz) è > 30dB. I return loss in ingresso e uscita sono migliori di 15dB.

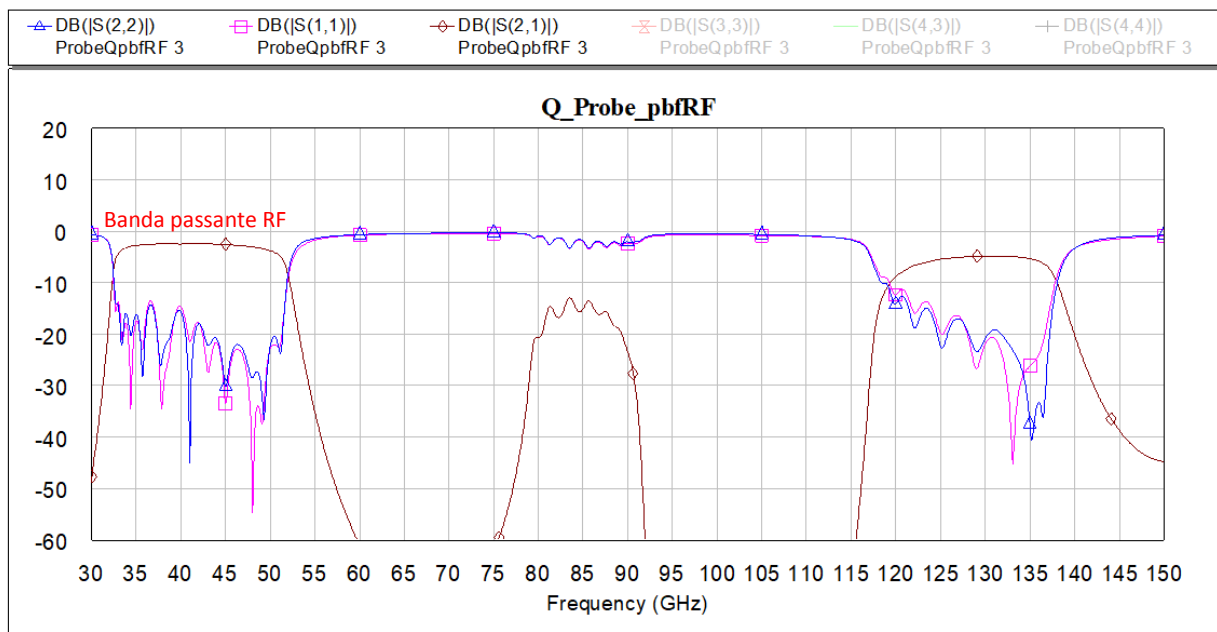


Fig. 3.4 Parametri S del lanciatore + filtro immagine come da simulazione di progetto

<sup>2</sup> G. Valente, "Performance\_WG-um\_transition.docx", comunicazione privata, 19/7/2017;

<sup>3</sup> G. Valente, "SimulazioneFinale\_01.docx", comunicazione privata, e-mail 19/12/2017

### Amplificatore

Il CMD 190 è un circuito MMIC le cui caratteristiche nominali, riprese sul *datasheet*, sono riportate in fig. 3.5, valutate con  $V_{dd}=2\text{ V}$ ;  $V_{gg}=2\text{ V}$ ;  $I_d=25\text{ mA}$ ;  $T_a=25\text{ }^\circ\text{C}$ .

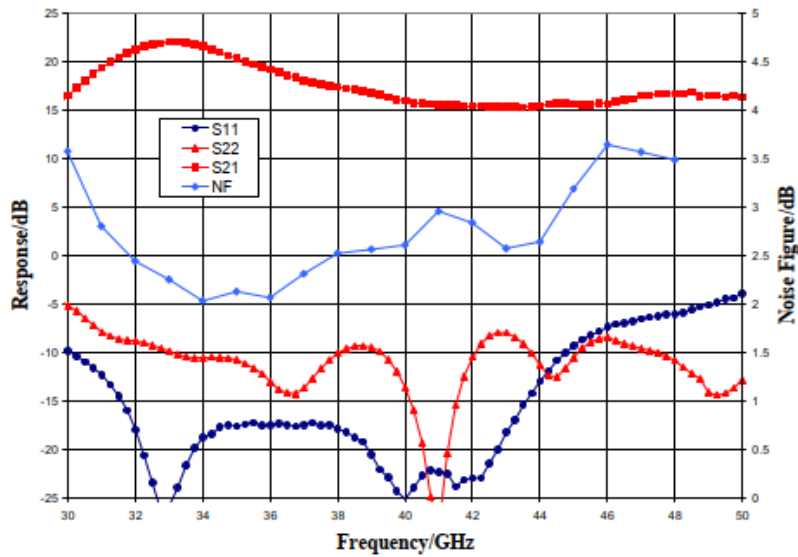


Fig. 3.5 Caratteristiche principali dell'amplificatore CMD190

Quando posto in cascata a lanciatore-filtro immagine l'insieme, da simulazione, porge la fig. 3.6. Il guadagno in centro banda è 13 dB con una disequalizzazione, di circa 8 dB, quest'ultima tutta dovuta all'amplificatore. I return loss in ingresso e uscita sono migliori di 13dB e 5dB, rispettivamente.

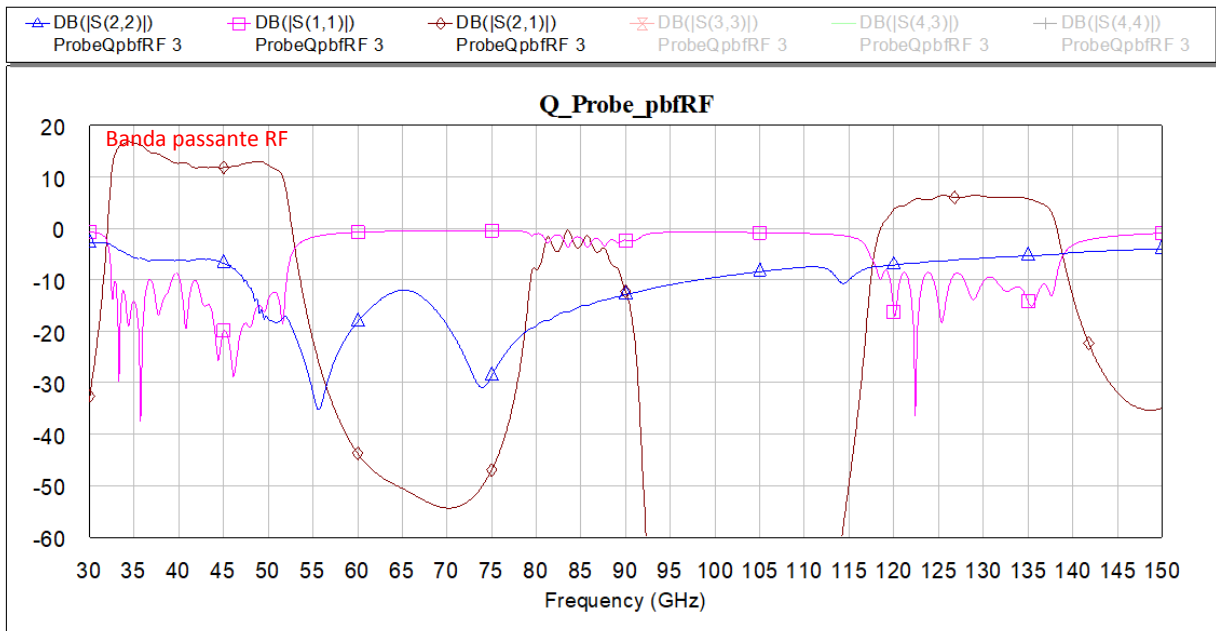


Fig. 3.6 Simulazione delle prestazioni di lanciatore/filtro + amplificatore

### Moltiplicatore di frequenza e filtro OL

Dal datasheet del moltiplicatore la  $f_0=16\text{GHz}$  è a  $-20\text{dBc}$  dall'uscita a  $32\text{GHz}$  mentre la  $48\text{GHz}$  è a  $-30\text{dBc}$ . Se si vogliono abbattere ulteriormente queste armoniche ( $-60\text{dBc}$ ) è bene introdurre un filtro elimina banda; 3 sezioni sono sufficienti per attenuare la fondamentale,  $16\text{GHz}$ , e la terza armonica,  $48\text{GHz}$ .

Si ipotizza che se il coperchio di chiusura dello scatolino è opportunamente sagomato con una chiusura sul circuito stampato, la spuria  $16\text{GHz}$  in uscita dal mixer (una volta separata bene la zona OL da quella IF) dovrebbe essere veramente contenuta. Si vedrà in sede di misura quanto questa affermazione sia corretta, si veda la fig. 4.1.

In fig. 3.7 si mostra la maschera di questo filtro: la reiezione sulla  $16$  e  $48\text{GHz}$  è di oltre  $60\text{dB}$ .

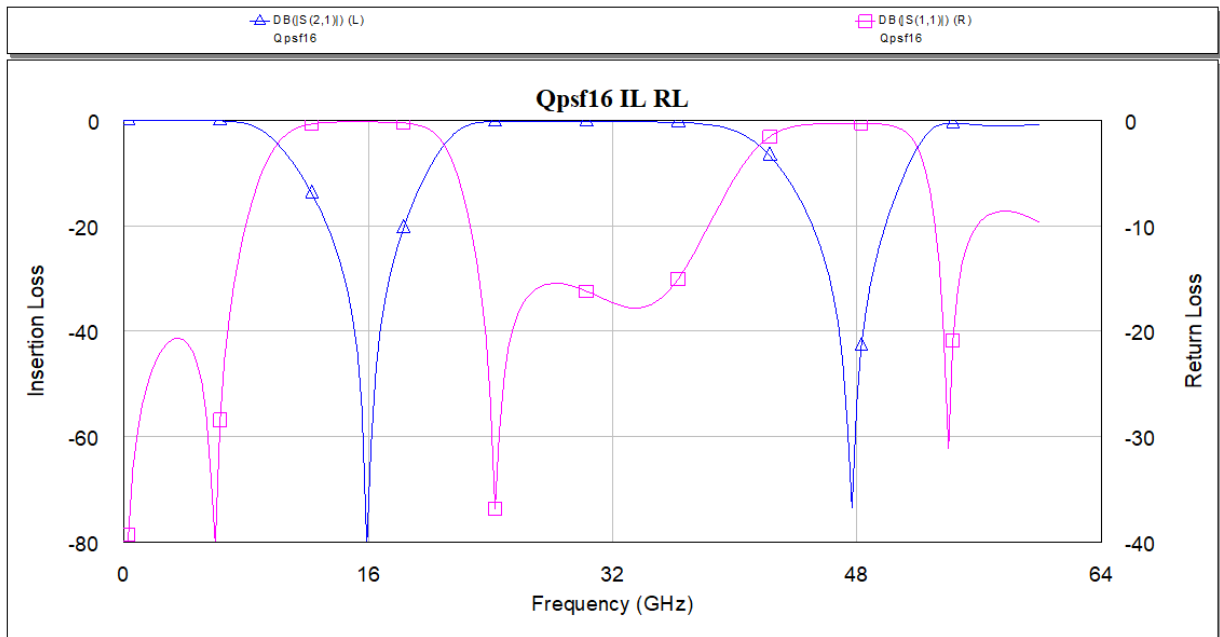


Fig. 3.7 Progetto e simulazioni del filtro elimina spurie, 16 e 48GHz

### Mixer e filtro passa basso di IF

La versione di mixer necessaria è quella CH, che indica la posizione reciproca sul chip degli ingressi e dell'uscita, e con il diodo di tipo L, che richiede una minore potenza per essere pilotato, da 10 a 13 dBm alla porta OL, il che significa che all'ingresso del moltiplicatore di frequenza sono sufficienti 2dBm @16GHz. Un'altra ragione per usare il diodo tipo L è che la perdita di conversione non crolla a 50GHz, come invece accade per il diodo tipo I, si veda la fig. 3.8 che consente anche la valutazione della effettiva *conversion loss*.

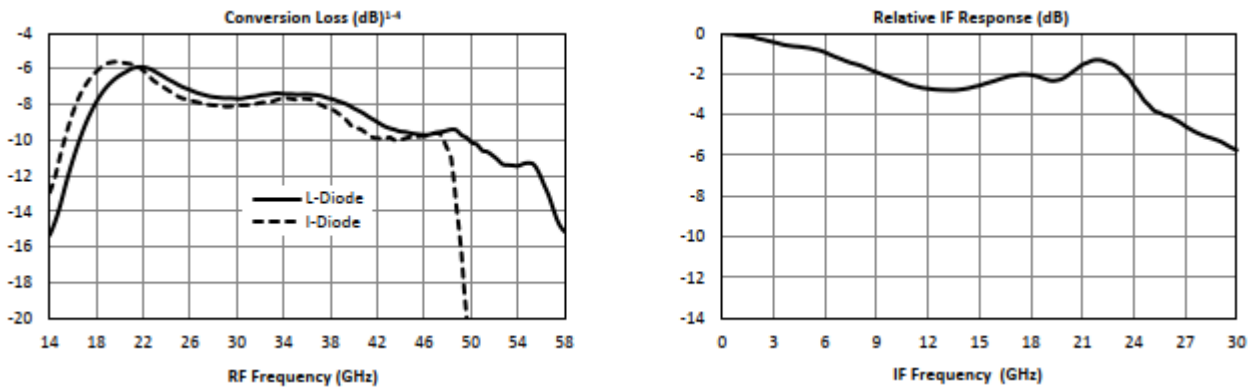


Fig. 3.8 Perdita di conversione del mixer ML1-1850

Nella banda di interesse, 33-50 GHz, anche il mixer disequalizza, mostrando una variazione da -7.5 a -12dB di attenuazione (occorre sommare i valori dalle due curve desunti dalla frequenza RF con la corrispondente frequenza IF).

All'uscita del mixer è previsto un filtro passa basso che definisce la banda convertita e termina il circuito del Q-CONV. In fig. 3.9 viene riportata la maschera di progetto: si tratta di un filtro a 11 sezioni con frequenza di taglio pari a 25 GHz. La sua perdita di inserzione è 0.4dB massimi in banda 1-18GHz. Il return loss è migliore di 20dB.

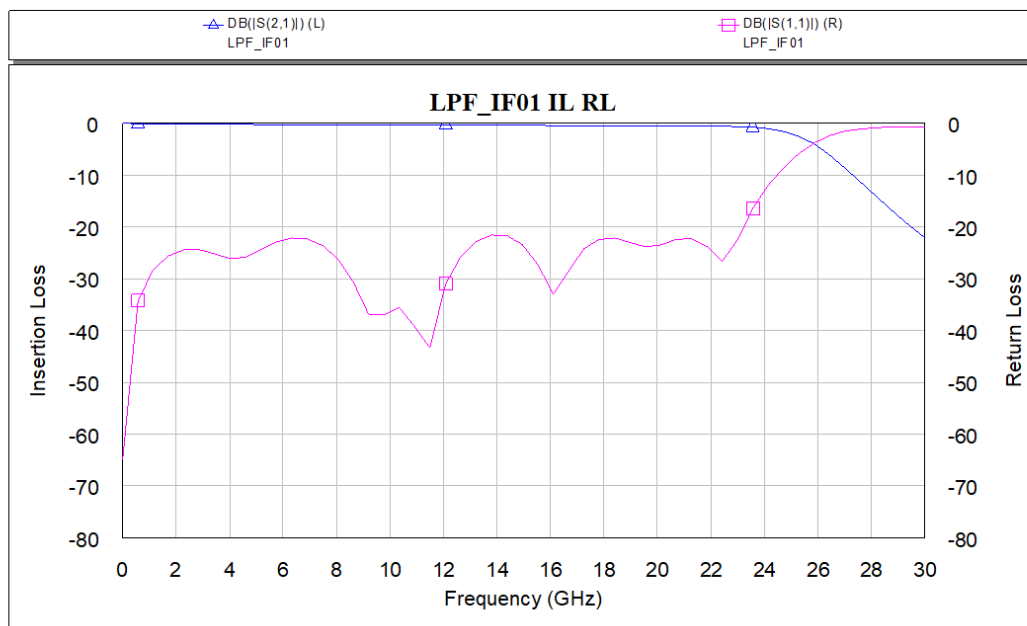


Fig. 3.9  $S_{21}$  e  $S_{11}$  del filtro IF all'uscita del mixer

Il complessivo del layout circuitale è riportato in fig. 3.10. A parte i dispositivi commerciali e il lanciatore con filtro immagine che, come si è detto, è realizzato su substrato di allumina, il resto del circuito è su teflon di spessore 127  $\mu\text{m}$ .

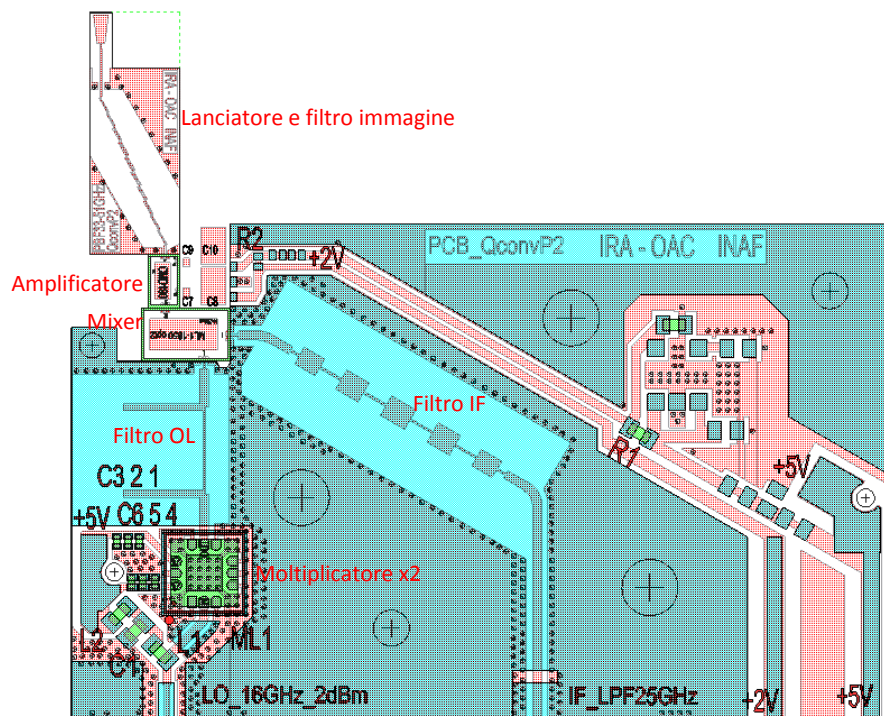


Fig. 3.10 Disposizione componenti e alimentazione del Q-CONV

L'ingresso RF è in guida d'onda, quello dell'OL è in coassiale, così come l'uscita IF. Il connettore coassiale usato è il Radiall R125\_462\_000. Il prototipo incasato è mostrato in fig. 3.11, chiuso, e 3.12 aperto.

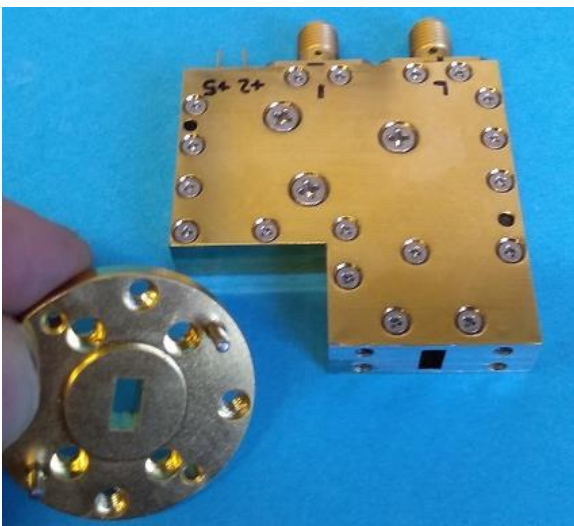


Fig. 3.11 Prototipo Q-CONV chiuso

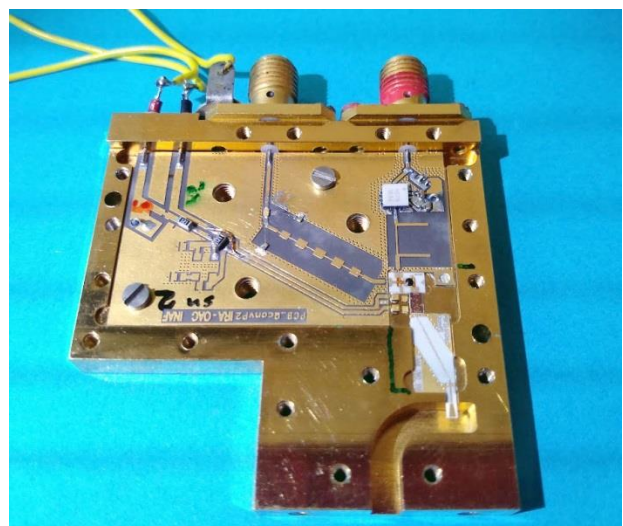


Fig. 3.12 Prototipo Q-CONV aperto



### Immagini della tecnologia usata

Per dare una visione diretta del layout mostrato in figura 3.10 e della tecnologia insita nel progetto di questo dispositivo, nelle immagini che seguono si mostrano punti particolarmente interessanti per la funzionalità di questo convertitore di frequenza.

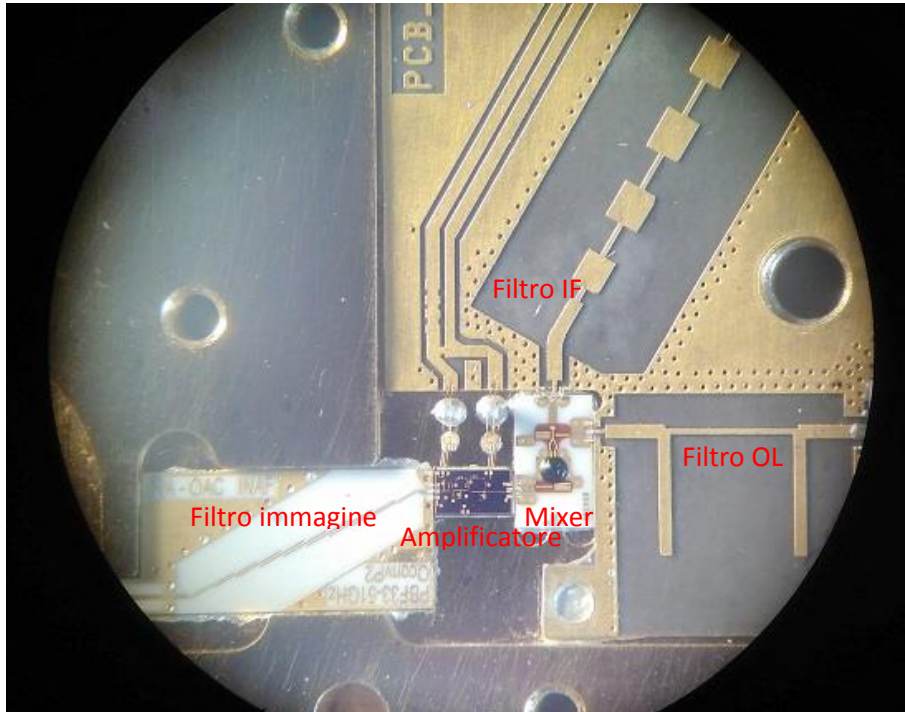


Fig. 3.13 Filtro immagine + amplificatore + mixer + filtro OL e IF

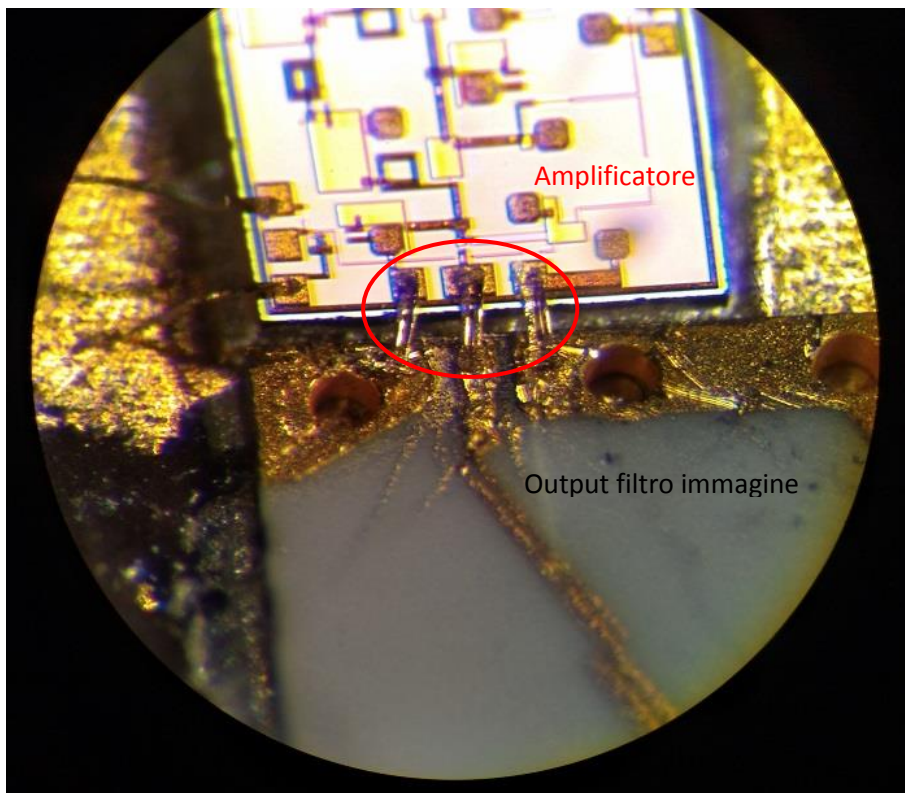


Fig. 3.14 Particolare dell'ingresso dell'amplificatore con, in evidenza, i tre doppi fili di *bonding*

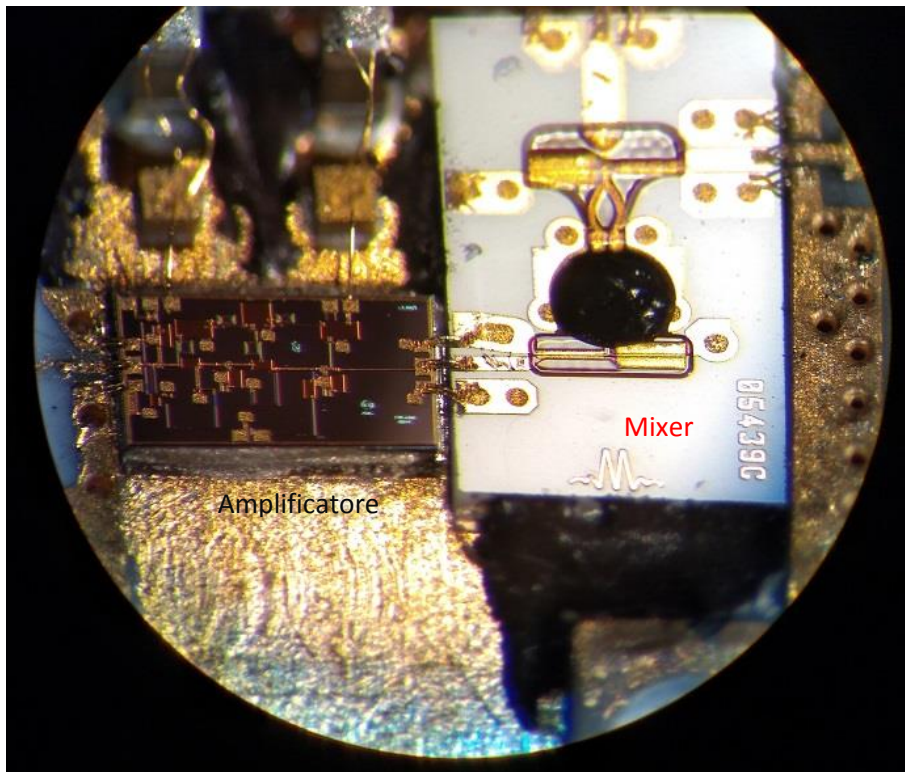


Fig. 3.15 L'amplificatore, a sinistra, che si collega al mixer, a destra

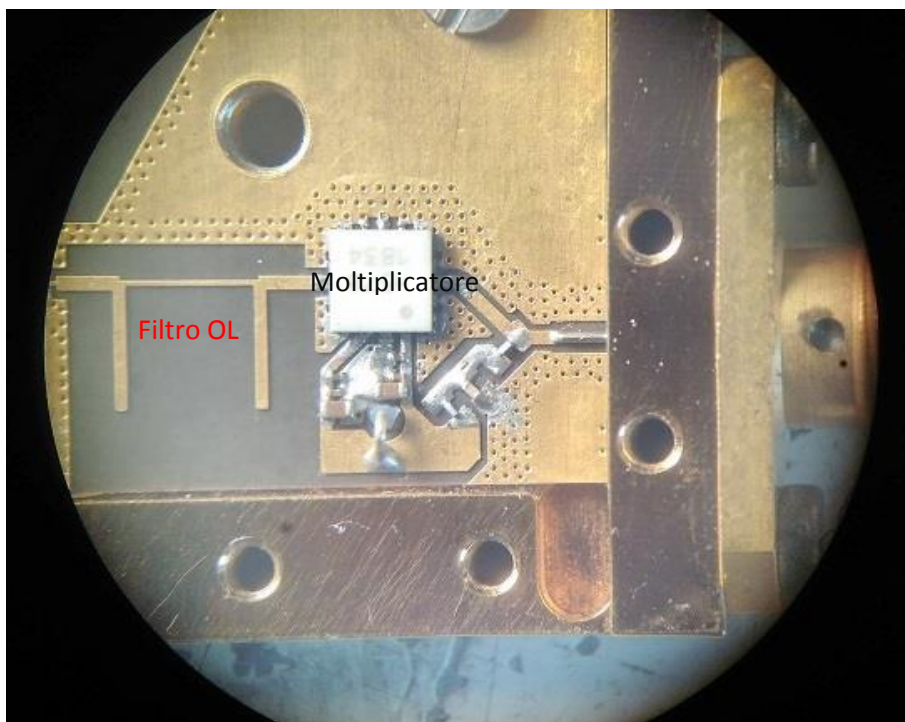


Fig. 3.16 Il moltiplicatore, quadrato bianco, e il filtro OL a sinistra



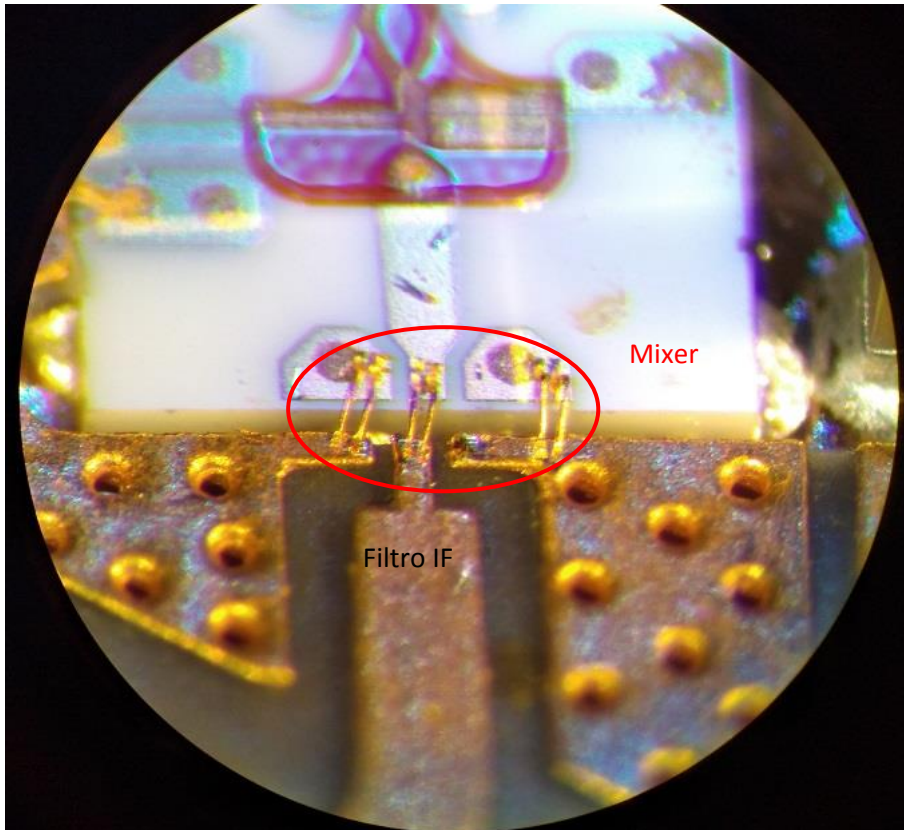


Fig. 3.17 All'uscita del mixer evidenziati i doppi fili di *bonding* che collegano il mixer al filtro IF

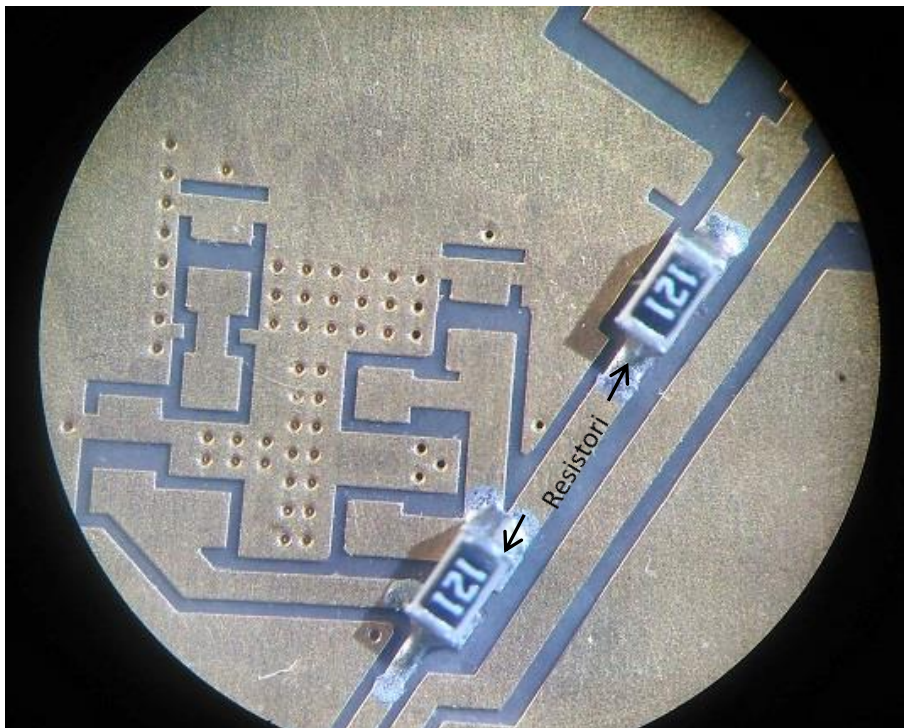


Fig. 3.18 Due resistori usati nella distribuzione dell'alimentazione in continua



## Alimentazione

Lo scatolino può venir alimentato in varie modalità:

- pin +5V, pin GND
- pin +V<sub>gg</sub> (2.0V...2.7V), pin +5V, pin GND
- +5V e GND tramite connettore coassiale OL

Le tre modalità di alimentazione sono l'una alternativa all'altra. Tale apparente ridondanza trova ragione d'essere nella comodità di utilizzo. L'utilizzo del pin V<sub>gg</sub> (2.0V...2.7V) è inteso solo per scopi di "debugging". La tensione 5V alimenta tutti i componenti (moltiplicatore, LNA V<sub>dd</sub>, LNA V<sub>gg</sub>). Tramite un apposito circuito *diplexer*, attivabile o disattivabile mediante saldatura sul PCB, è prevista la possibilità di portare la 5V tramite il cavetto coassiale dell'ingresso OL a 16GHz: questo può rivelarsi utile in sede di montaggio di tutte le parti del criostato, potendo così evitare di installare 38 fili sottili di alimentazione nel groviglio di componentistica presente.

Benché il *datasheet* del componente riporti la necessità di una ben precisa sequenza di accensione e spegnimento tra le tensioni di gate e drain, vedi sotto, nei fatti questa accortezza non pare necessaria.

Una *application note*, trovata in rete, dimostra che possono essere collegate assieme V<sub>gg</sub> e V<sub>dd</sub> in quanto nominalmente operano alla stessa tensione (+2V). Tuttavia è stato scelto di alimentare le porte V<sub>gg</sub> e V<sub>dd</sub> del LNA partendo dalla medesima tensione 5V ma utilizzando due rami separati: un partitore per generare V<sub>gg</sub> (circa 2.7V) ed un resistore di caduta per far scorrere la corretta I<sub>d</sub> (circa 25...30mA).



# CMD190

## 33-45 GHz Low Noise Amplifier

### Applications Information

#### Biassing and Operation

The CMD190 is biased with a positive drain supply and positive gate supply. Performance is optimized when the drain and gate voltage are set to +2.0 V.

Turn ON procedure:

1. Apply drain voltage  $V_{dd}$  and set to +2 V
2. Apply gate voltage  $V_{gg}$  and set to +2 V

Turn OFF procedure:

1. Turn off gate voltage  $V_{gg}$
2. Turn off drain voltage  $V_{dd}$

### Scatola contenitore

Obiettivo della realizzazione del contenitore è contenere gli ingombri dimensionali al fine di posizionare il Qconv sulla flangia del separatore termico.

I vincoli progettuali da rispettare sono:

- larghezza: massimo 44 mm
- spessore: massimo 8 mm
- ingresso in guida posizionato a 12,17 mm da uno dei lati
- le connessioni di alimentazione e RF devono essere sul lato opposto rispetto all'ingresso in guida
- buon contatto di massa tra coperchio e corpo
- separare zone tra parte alimentazione e parte RF

Seguendo le specifiche sopra riportate è stato progettato il contenitore Q-CONV utilizzando alluminio lega Al 6082 come mostrato in fig. 3.13 ove sono riportate le dimensioni di ingombro. Per una visualizzazione dello sviluppo del layout dentro il contenitore si veda la figura 3.14 in trasparenza. Corpo e coperchio del contenitore sono poi mostrati nelle figure 3.15 e 3.16.

Tutta la componentistica è fissata o incollata al corpo mentre nel coperchio sono ricavate le cavità per isolare alimentazione e RF. La guida d'onda in ingresso è realizzata parte sul corpo e parte sul coperchio. A fianco dell'ingresso in guida sono previsti quattro fori filettati per fissare rigidamente il Q-CONV agli apparati esterni. Nel coperchio sono previste 18 viti perimetrali per garantire un buon confinamento di massa, mentre 3 viti leggermente più grandi posizionate al centro compattano il circuito tra corpo e coperchio.

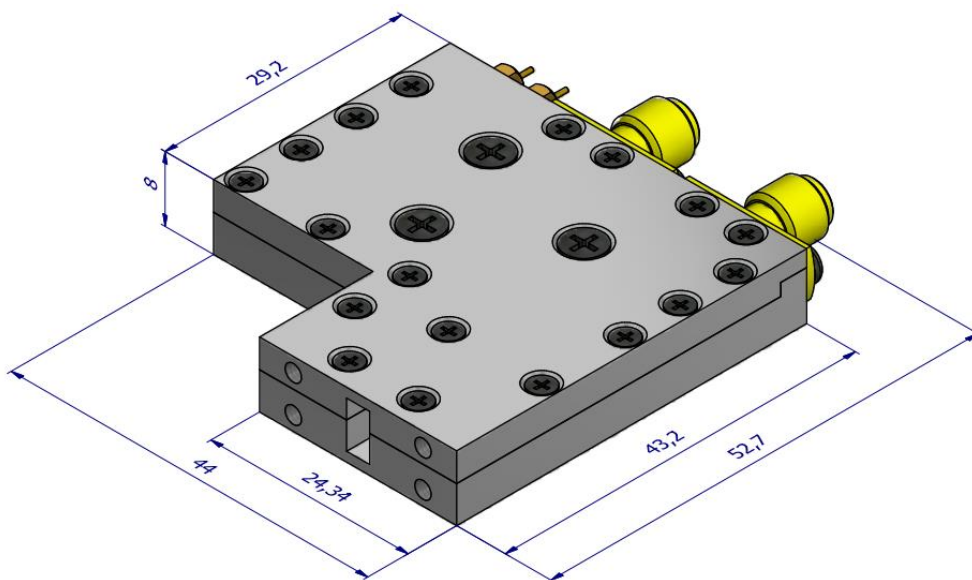


Fig. 3.13 Assieme quotato del contenitore Q-CONV

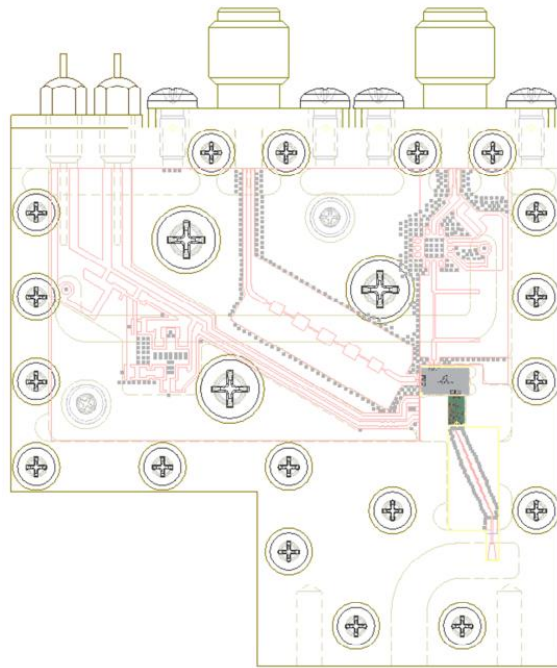


Fig. 3.14 Assieme in trasparenza del contenitore Q-CONV

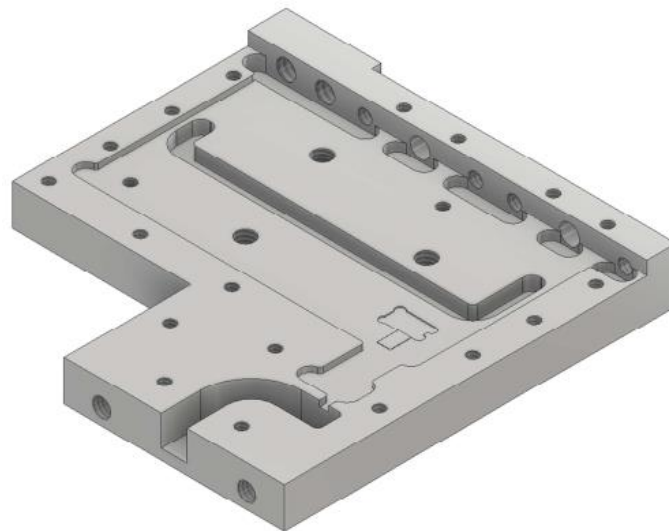


Fig. 3.15 Corpo del contenitore Q-CONV

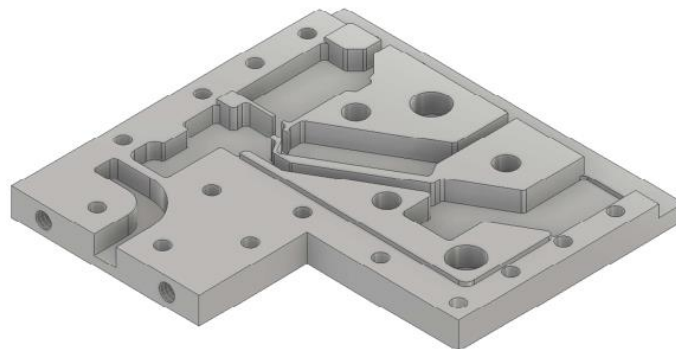


Fig. 3.16 Coperchio del contenitore Q-CONV

## 4. Misure sui prototipi

Sono stati misurati 2 prototipi. La campagna di ricerca problemi nei mesi da febbraio a maggio 2019 è stata condotta sul primo prototipo SN N1L1 in maniera così intensiva da rendere poi tale prototipo non più utilizzabile. Questo prototipo è stato poi sostituito dalla produzione di un terzo.

In Appendice è riportata una succinta spiegazione dei metodi e degli strumenti di misura adottati.

### Nomenclatura numeri di serie

Le misure sono state condotte sui due prototipi, SN1L2, di seguito indicato sn1, e SN2L3, di seguito indicato come sn2. La nomenclatura ha il seguente significato,

S = serial number (può venire omesso quando stampato sullo scatolino).

N1 (o N2, N3...)= numero seriale dello scatolino

L1 (o L2, L3...) = numero sequenziale dell'amplificatore. Quando diverso da N1 ci dice che l'amplificatore è stato sostituito un numero di volte pari alla differenza dei due numeri.

### Alimentazione DC e consumi

Sono state verificate le seguenti funzionalità relative all'alimentazione DC.

- i. Scelta della porta di alimentazione: entrambi, connettore LO e/o pin 5V, sono funzionanti ed alimentano il convertitore.
- ii. Tuttavia ai fini dei test oggetto di questo report, è stato provvisoriamente modificato il PCB per poter alimentare in modo separato Drain e Gate. Questo fatto non comporta variazioni nei valori DC.

Vdd= +5 V +/-0.1

Vgg= 0.0V +/-0.1      I= 105mA

Vgg=+2.0V +/-0.1      I=115mA

Vgg=+2.7V +/-0.1      I=118mA      Dissipazione totale: 0.59W

Non sono visibili oscillazioni sulla tensione continua (es. KHz, MHz).

### Oscillazione RF

E' presente una oscillazione in banda W.

Realisticamente è generata nell'amplificatore e dipende dall'insieme amplificatore (zona INPUT) con filtro in allumina.

Anche la Vg gioca un ruolo, cioè modula la frequenza. Con Vg=2.7V l'oscillazione convertita in uscita è compresa fra 0 e 1 GHz, pertanto è fuori banda. L'intensità dell'oscillazione è pari a circa -60dBm.

Mentre nel primo prototipo l'oscillazione cadeva intorno ai 128 GHz, dopo la rilavorazione da parte di MITEC ricade intorno ai 97 GHz circa per entrambi i prototipi.

Sono state eseguite intensive azioni sperimentali atte a smorzare tale oscillazione. Ad esempio pezzetti di *Eccosorb*, di densità e dimensioni varie, posizionati in più punti; esecuzione e poi rimozione delle connessioni *bondate* passando da *microstrip-microstrip* al tipo *coplanare-coplanare*. Nulla di ciò ha modificato l'oscillazione.

Se il filtro in allumina fosse passante alla frequenza di oscillazione in banda W, sarebbe un vantaggio, in quanto tale oscillazione potrebbe propagarsi a ritroso verso la porta in guida d'onda per poi dissiparsi; quindi si ridurrebbe il fattore Q del circuito risonante con conseguente riduzione del rischio e/o intensità

della oscillazione stessa. E' stato verificato sperimentalmente, con testina rivelatore in banda W dell'analizzatore di spettro (mixer W), che l'oscillazione esce dalla porta IN. Il fatto è pure supportato da una ipotesi: è realistico supporre che il filtro in allumina sia passante ai 97 GHz e frequenze superiori in quanto ricade nella zona di frequenza vicine alla "3<sup>a</sup> armonica" del filtro stesso.

Come è stata osservata l'oscillazione ad una frequenza così elevata? In banda IF si nota una riga posizionata alla frequenza di circa 0.5...2 GHz. A questo punto si sposta la frequenza del LO di una quantità nota, ad esempio 100 MHz; poiché la riga si sposta con velocità tripla, ne consegue che si tratta di un battimento con la 3<sup>a</sup> armonica del LO (32 x 3 GHz). Il verso di variazione romperà l'ambiguità: se aumentando la frequenza LO la frequenza IF cala, allora il segnale interferente sarà la somma  $f_{LO} + f_{IF}$ , al contrario la frequenza sarà  $f_{LO} - f_{IF}$ .

E' possibile che la frequenza del segnale interferente sia la 2° o 3° armonica di un ipotetico "vero" segnale oscillante? Sì, è possibile, è un caso frequente e non ci sono metodi armonici per determinarlo. Tuttavia in questo caso si esclude tale possibilità perché per un segnale interferente osservato a 97 GHz, se fosse la seconda armonica, l'eventuale fondamentale sarebbe a 48.5GHz e si vedrebbe con gli strumenti di misura.

### Stadio LO

Sono stati verificati i livelli necessari all'ingresso della porta coassiale OL del convertitore,

$P_{OL} = +0\text{dBm}$	degrado: 1dB
$P_{OL} = +1\text{dBm}$	degrado: 0.2dB
$P_{OL} = +2\text{dBm}$	degrado: 0.0dB
$P_{OL} = +7\text{dBm}$	degrado: 0.0dB
$P_{OL} > +7\text{dBm}$	non testati

Riguardo alla purezza spettrale vale quanto emerso nel precedente report; sinteticamente il filtro elimina banda 16 GHz lavora in modo egregio. Tuttavia, accoppiamenti spuri non meglio identificati mostrano la presenza di una riga 16 GHz in uscita IF. Il panorama è mostrato in fig. 4.1; una riga è fuori banda IF, l'altra cade tra due sottobande contigue del modulo di seconda conversione (FBCB), pertanto innocua.

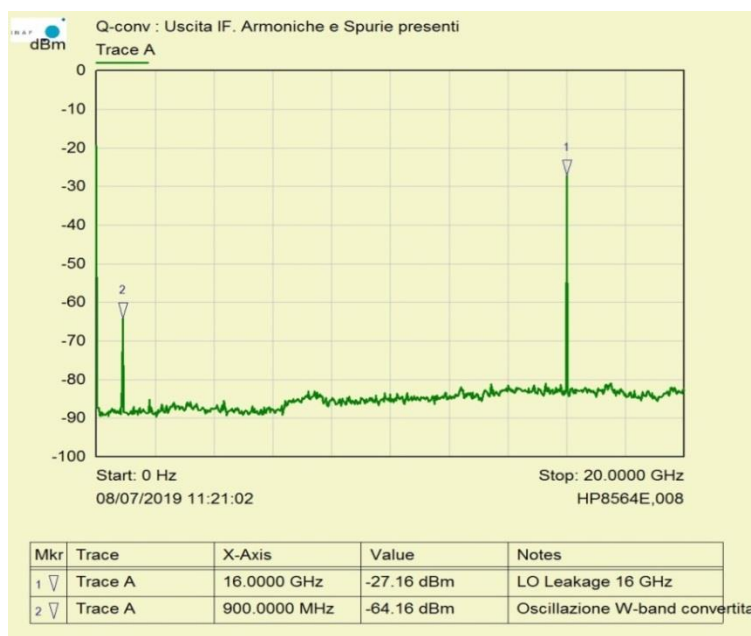


Fig. 4.1 Uscita IF: armoniche e spurie

### Guadagno di conversione e reiezione immagine

Il guadagno di conversione è stato misurato iniettando un tono CW e ricevendo con Analizzatore di Spettro (SA) sintonizzato. Passo dopo passo è stata sintonizzata la frequenza del generatore e del SA in modo sincrono, il tutto comandato e letto da un software ad hoc scritto in linguaggio LabView.

Il livello di potenza iniettato all'ingresso è stato circa -35dBm, un valore non troppo alto da rischiare compressioni e tuttavia non troppo debole da superare abbondantemente il rumore strumentale.

Sono stati determinati e corretti quanti più errori sistematici possibili, fra questi si menzionano: attenuazione cavi RF e IF, livello di potenza misurato con wattmetro calibrato, risposta in frequenza del SA corretta per il "ripple" proprio: l'incertezza complessiva di misura, pari alla somma RSS (root sum squared) delle incertezze residue, è stimata in  $\pm 0.8\text{dB}$  (68%).

Ovviamente questo metodo fornisce solamente il modulo pertanto non si hanno informazioni relative alla fase.

E' stata posta grande attenzione alla correzione degli errori sistematici (attenuazione cavi, calibrazione SA, calibrazione Generatore) tuttavia rimane un errore sistematico del SA di circa  $\pm 0.5\text{dB}$  molto ben visibile in quanto di andamento ondulatorio (*ripple*).

La figura 4.2 seguente mostra il guadagno di conversione per ciascun prototipo, sia alla frequenza "diretta" sia "immagine". Si può quindi valutare la reiezione d'immagine  $> 34\text{dB}$  @31GHz. Per frequenze  $< 28\text{GHz}$  il valore visualizzato è il rumore strumentale.

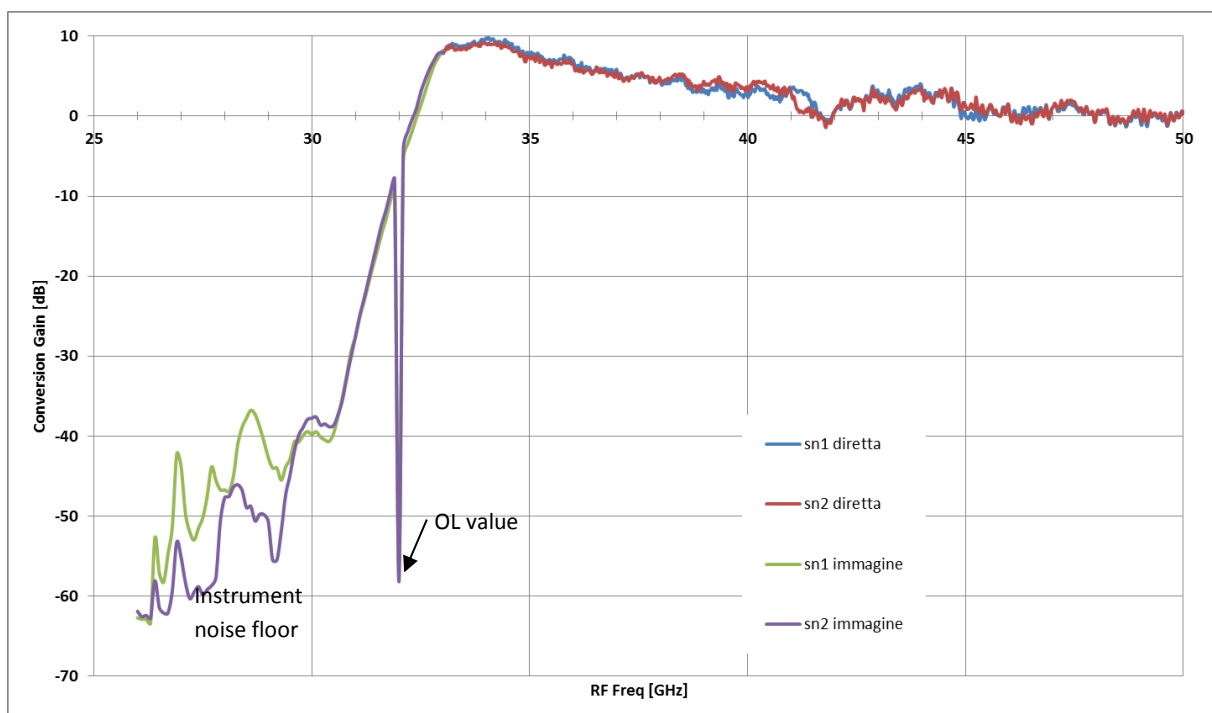


Fig. 4.2 Guadagno di conversione e reiezione d'immagine per i due prototipi misurati

La figura 4.3 mostra il solo guadagno di conversione nella banda "diretta" a cui sono state aggiunte le funzioni continue che approssimano la serie discreta di punti.

Le funzioni generatrici sono la somma di una funzione approssimante ai minimi quadrati ottenuta con MSExcel (a meno del "buco" risonante), sommate a una funzione gaussiana che ha lo scopo di approssimare il "buco" risonante.

Studiando il coefficiente di correlazione in MSExcel si dimostra che si migliorerebbe pochissimo l'approssimazione aumentando il numero dei coefficienti oltre il secondo ordine.

La funzione è la seguente:

$$dB = a * f^2 + b * f + c + \frac{amp}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(f-\mu)^2}{2\sigma^2}}$$

con i seguenti coefficienti

coeff	s/n 1	s/n 2
a	3.01E-02	2.69E-02
b	-3.05E+00	-2.76E+00
c	7.73E+01	7.10E+01
$\sigma$	3.00E-01	3.00E-01
$\mu$	4.18E+01	4.18E+01
amp	-4.00E-01	-4.00E-01

Tab. 4.1 Coefficienti delle curve interpolanti il guadagno di conversione per i due prototipi

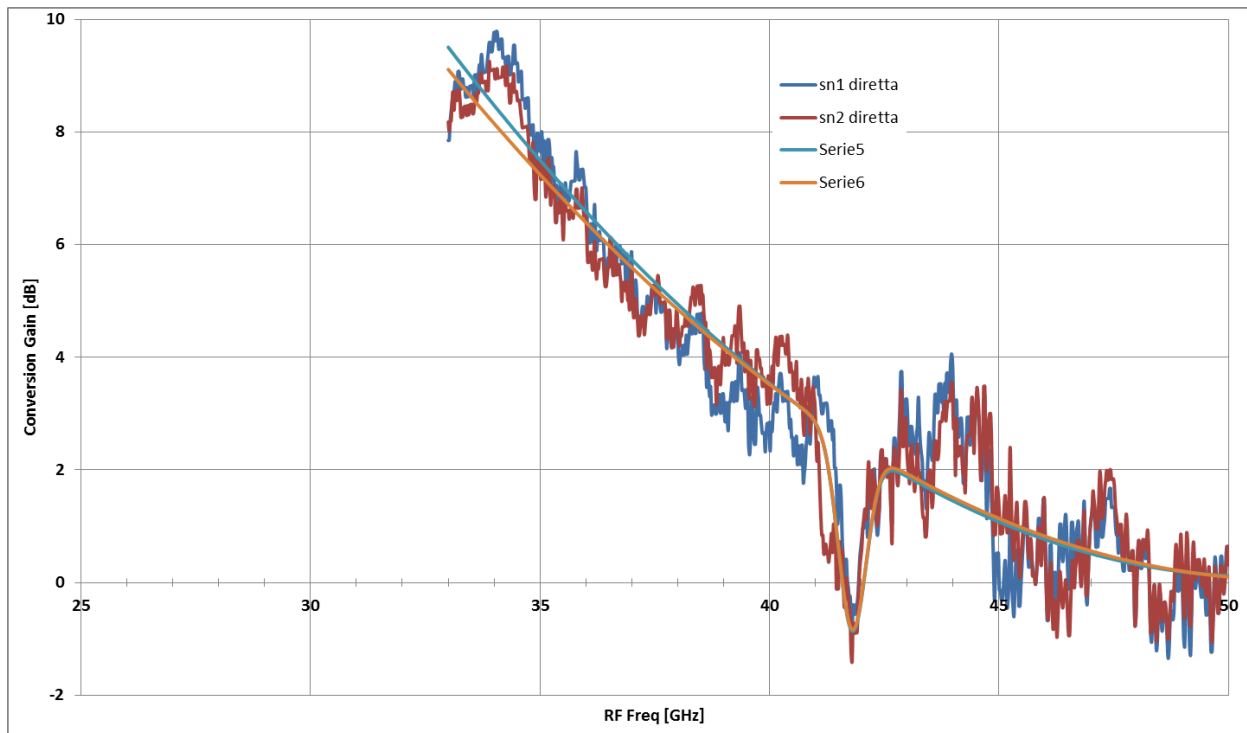


Fig. 4.3 Guadagno di conversione per i due prototipi misurati con relative curve interpolanti

A questo punto è necessario confrontare le curve acquisite con i valori aspettati dalla simulazione.

Si consideri lo schema a blocchi di fig. 4.4.

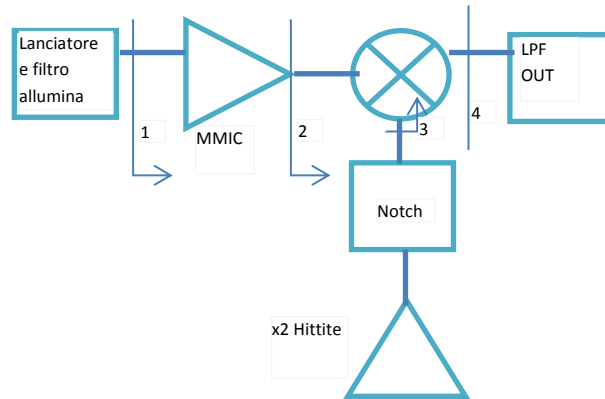


Fig. 4.4 Schema a blocchi

E' necessario conoscere, frequenza per frequenza, i moduli dei guadagni di ciascun blocco e metterli in cascata.

E' evidente che sommando "brutalmente" i guadagni in dB si commette l'errore dovuto al mismatch e tale errore non verrà corretto.

E' inoltre necessario un chiarimento particolare riguardante il guadagno di conversione del mixer.

Il datasheet non fornisce direttamente il valore Conversion Loss nelle nostre condizioni di utilizzo, bensì fornisce il valore alla frequenza IF = 100 MHz in funzione di **RF frequency** e poi a lato fornisce il valore "**Relative IF response**", fig. 4.5. Purtroppo, da un punto di vista formale non è sufficiente, ma se si assume che  $IF=100MHz \approx 0dB$ , ne consegue che possiamo scrivere  $RF\ Frequency \approx LO\ Frequency$ . A questo punto, nella fig. 4.5 leggiamo il grafico di sinistra sostituendo LO al posto di RF nell'asse delle ascisse. Il valore di Conversion Loss sarà il valore per  $LO=32GHz$ , cioè 7.5dB, sommato punto per punto al valore IF letto nel grafico a destra.

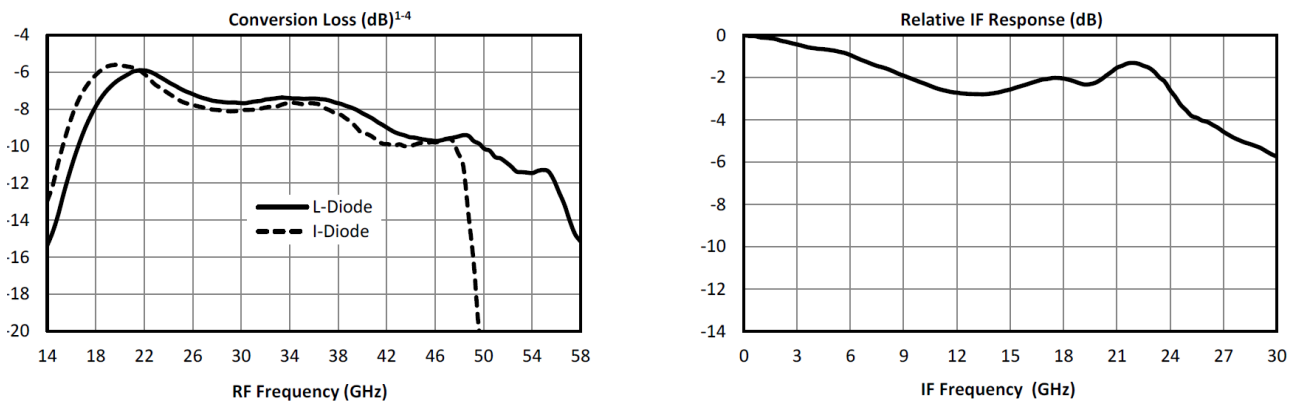


Fig. 4.5 Grafici per la determinazione del conversion loss del mixer, da datasheet

Definito in modo adeguato il guadagno di conversione del mixer, in tabella 4.2 vengono elencati e sommati fra loro i guadagni dei singoli stadi.



RF freq [GHz]	IF freq [GHz]	Gain Lanciatore + filtro immagine [dB]	Gain amplificatore [dB]	Gain Mixer [dB]	Gain filtro IF + connettore [dB]	Gain Q-CONV [dB]
		Fonte: da progetto	Fonte: datasheet CMD190 ver 1.1 1114	Fonte: datasheet ML1-1850 12/8/17	Fonte: da progetto+stima connettore	Somma dei blocchi
<b>33</b>	1	-4.7	22	-7.5	-0.1	<b>9.7</b>
<b>35</b>	3	-3.3	20	-8.0	-0.3	<b>8.4</b>
<b>38</b>	6	-2.8	17.2	-8.5	-0.5	<b>5.4</b>
<b>41</b>	9	-2.7	15.4	-9.5	-0.7	<b>2.5</b>
<b>44</b>	12	-3.0	15.4	-10.8	-0.9	<b>0.7</b>
<b>47</b>	15	-3.3	16	-10.3	-1.1	<b>1.3</b>
<b>50</b>	18	-4.5	16	-9.5	-1.5	<b>0.5</b>

Tab. 4.2 Guadagni dei vari blocchi componenti il Q-CONV e totale calcolato

Nel grafico di fig. 4.6 vengono confrontati i valori misurati sperimentalmente con i valori stimati da fonti documentali riportati in tabella 4.2.

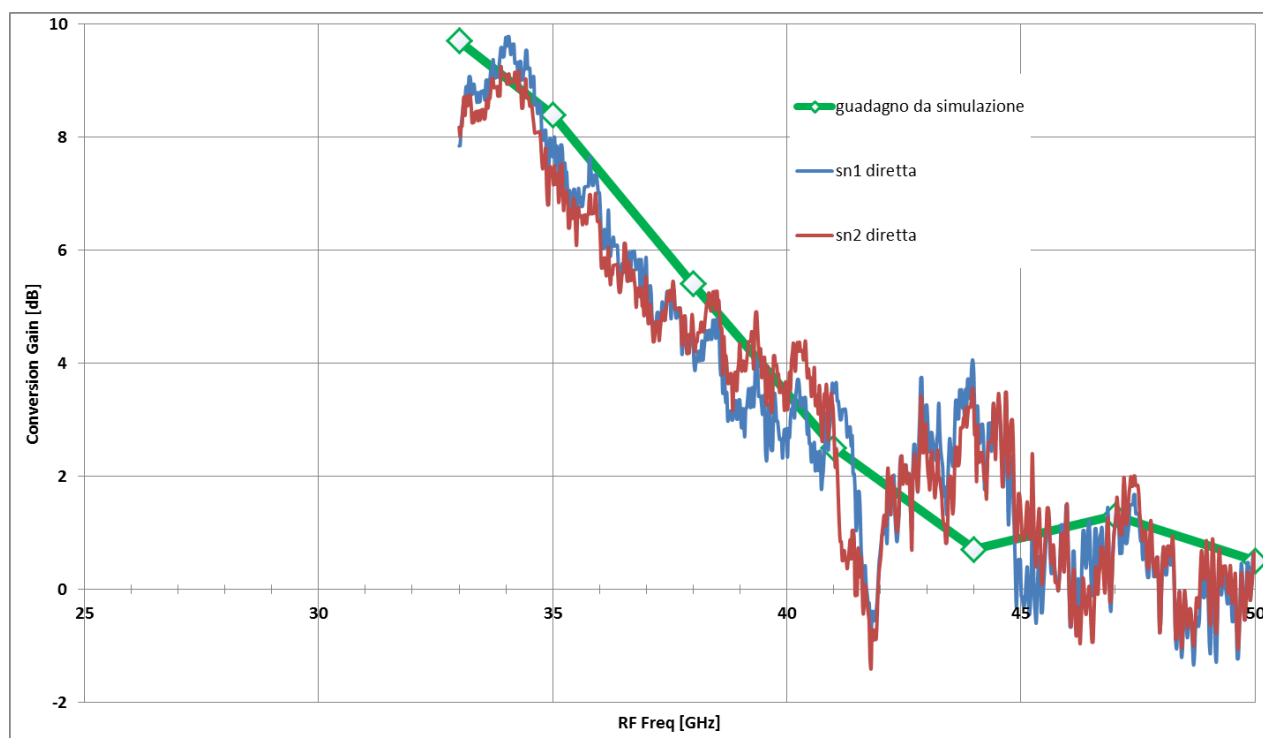


Fig. 4.6 Guadagno di conversione: confronto tra misurato e calcolato

## Cifra di Rumore

E' stato utilizzato il metodo di misura con Noise Figure Meter modello hp8970B in modo DSB, frequenza "swept" a step, DUT a conversione con LO costante = 32GHz, quindi IF=1...18GHz e RF=33...50 GHz.

Il metodo è consentito ma è una configurazione limite dello strumento, sia per numero di punti acquisibile sia per larghezza di banda. Sono stati utilizzati due generatori di rumore, hp346C+10dB per la calibrazione e NS5122A+10dB per la misura vera e propria.

Il metodo produce per ciascun DUT una coppia di valori, NF e G, che vengono espressi in dB.

La misura effettuata su siffatta larga banda non può venire eseguita in maniera particolarmente accurata senza spezzettare la misura stessa in più sottobande o senza l'uso di filtri sintonizzati. Tali soluzioni tuttavia non sono state adottate sia per indisponibilità sia per comodità.

Una stima di minima dell'incertezza di misura è la somma RSS delle seguenti componenti:

incertezza di calibrazione (0.06dB), mismatch DUT-ricevitore (0.2dB), incertezza di misura (0.15dB) =  $\pm 0.26\text{dB}$  (68%).

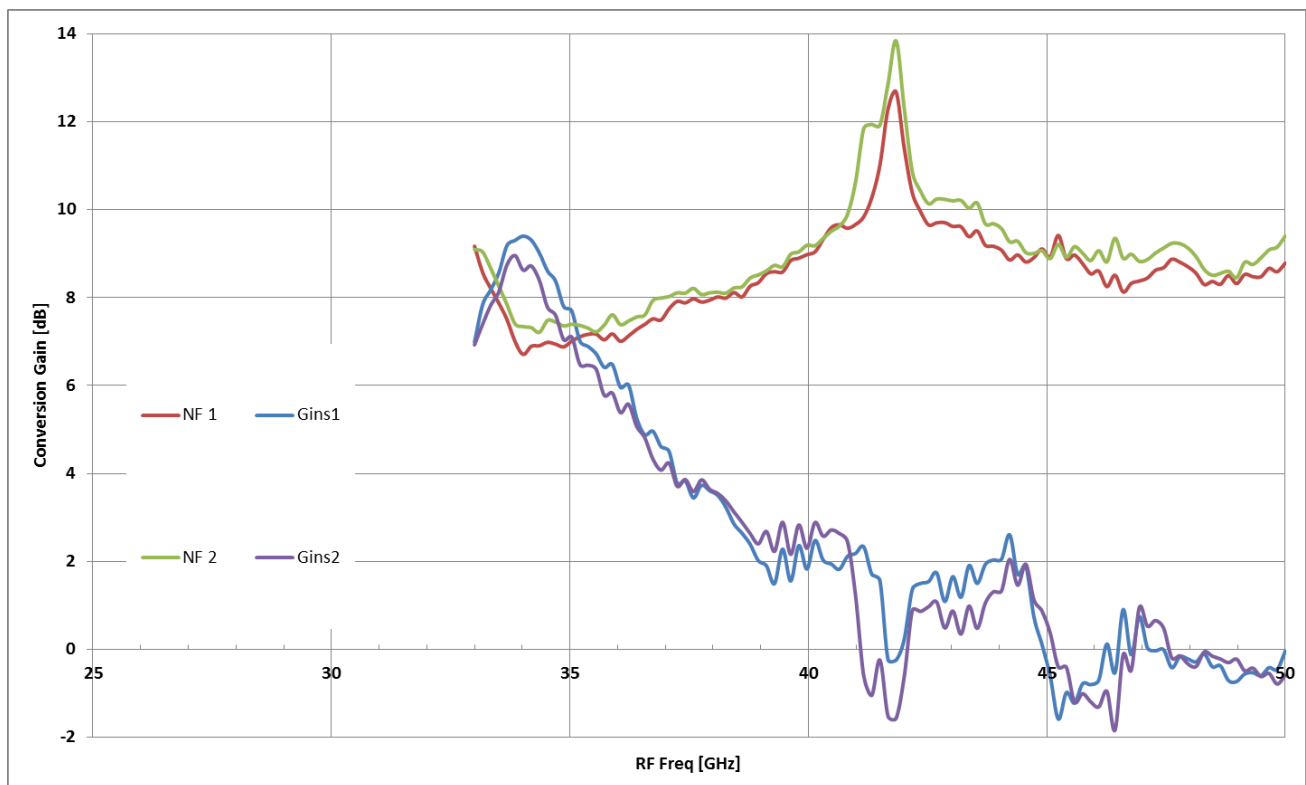


Fig. 4.7 Misura combinata della cifra di rumore e del guadagno dei due prototipi

Analogamente a quanto eseguito per le curve di guadagno, è stata prodotta la funzione interpolante

$$NF = A * f^4 + B * f^3 + C * f^2 + D * f + E + \frac{amp}{\sigma \sqrt{2 \pi}} e^{-\frac{(f-\mu)^2}{2 \sigma^2}}$$

E' stato necessario adottare un polinomio di ordine alto fino al 4° per ottenere un coefficiente di correlazione massimizzato e invariante al variare dell'ordine stesso. Il valore dei vari coefficienti che compaiono nella formula sono riportati nella tabella 4.3.

coeff.	s/n 1	s/n 2
A	1.0946E-03	9.9329E-04
B	-1.8366E-01	-1.6721E-01
C	1.1466E+01	1.0474E+01
D	-3.1551E+02	-2.8919E+02
E	3.2357E+03	2.9769E+03
$\sigma$	0.35	0.35
$\mu$	41.8	41.7
amp	0.45	0.6

Tab. 4.3 Coefficienti delle curve interpolanti la misura di NF per i due prototipi

A mero titolo di esempio, la seguente figura 4.8 mostra il buon accordo fra il dato misurato e la funzione interpolante

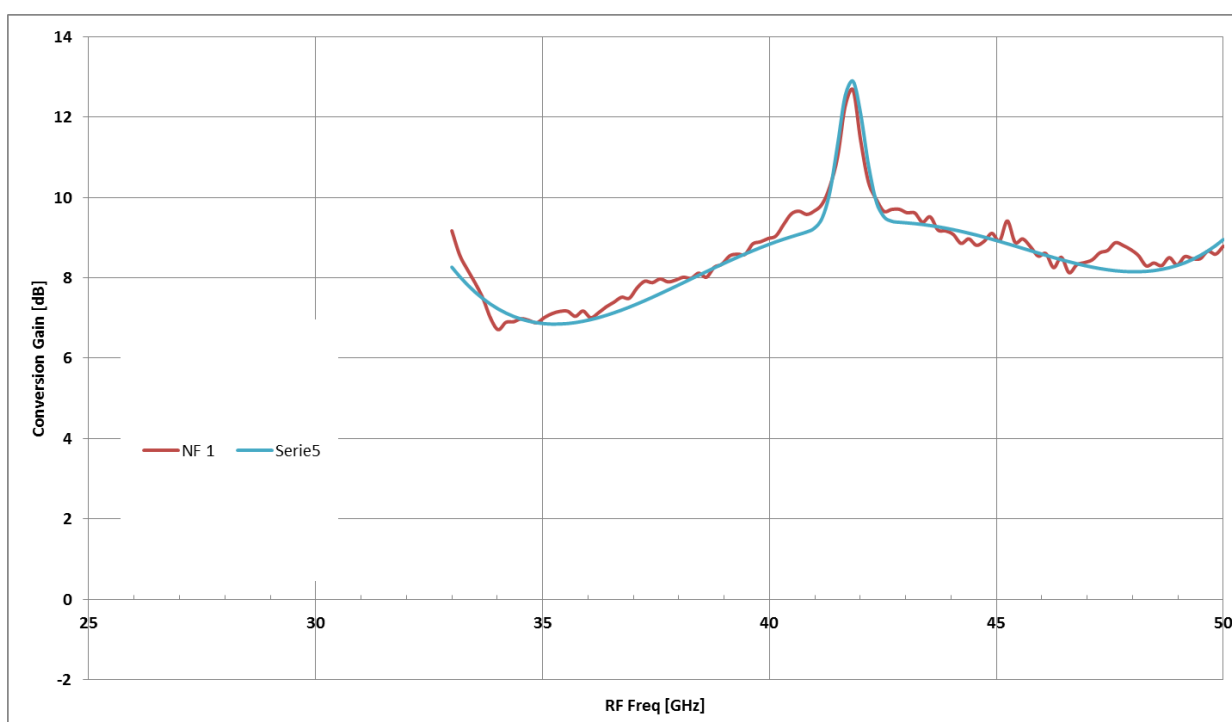


Fig. 4.8 Cifra di rumore: confronto tra misurato e calcolato per un prototipo

### $|S_{11}|$ e $|S_{22}|$

Il valore  $|S_{11}|$  è stato misurato con analizzatore scalare alla porta WR22 di ingresso con l'uscita caricata; con livello OL nominale (+2dBm) e tensioni di alimentazione nominali (5V, 2.7V).

La potenza impiegata è stata -25dBm, l'incertezza di misura è stimata in circa  $\pm 0.5$ dB.

Il valore  $|S_{22}|$  è stato misurato con analizzatore vettoriale alla porta coassiale IF di uscita con l'ingresso WR22 caricato, livello OL nominale (+2dBm) e tensioni di alimentazione nominali (5V, 2.7V).

La potenza impiegata è stata -25dBm, l'incertezza di misura è stimata in circa  $\pm 0.5$ dB, figura 4.9.



Fig. 4.9 Misura di  $S_{11}$  (a destra) e  $S_{22}$  (a sinistra) sui due prototipi

### Po1dB (Punto di compressione a 1dB)

La misura del punto di compressione a 1 dB all'uscita, eseguita ogni GHz di frequenza, è mostrata nel grafico 4.10.

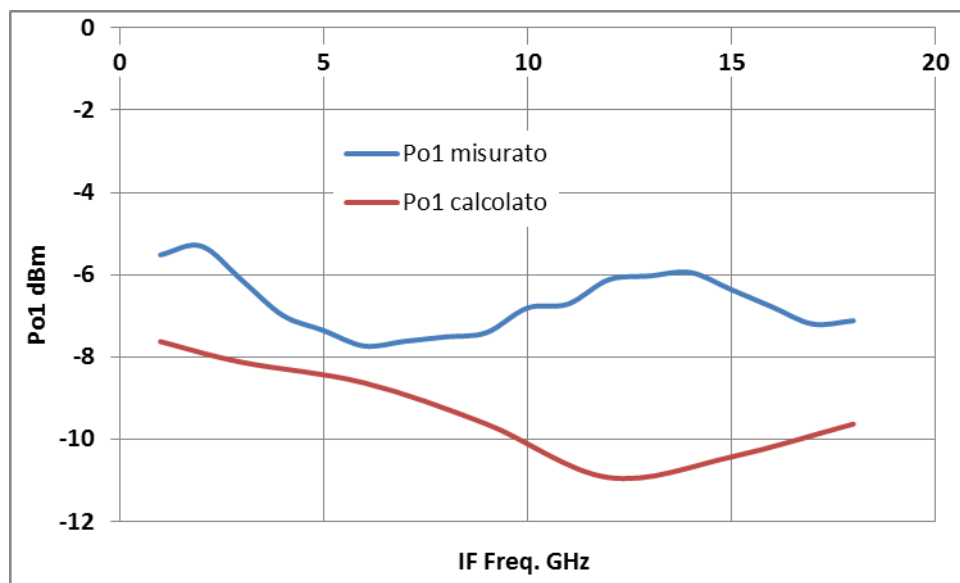


Fig. 4.10 Punto di compressione all'uscita del Q-CONV

Il valore Po1dB per livelli di LO nominali non varia minimamente.

Si può affermare che  $Po1 > -8$ dBm.

### Lanciatore e filtro immagine

Di particolare importanza è cercare di avere un'idea delle prestazioni dello stadio d'ingresso del Q-CONV, costituito dal lanciatore che si collega da un lato alla guida d'onda di ingresso WR22 e dall'altro al filtro immagine. Tale indagine consente di verificare quanto detto al paragrafo 'Oscillazione RF' di questo capitolo, e cioè che l'aumento di rumore in centro banda, ovvero il crollo di guadagno del Q-CONV sia imputabile proprio a questa zona del circuito. La misura di questa parte del circuito non è immediata perché occorre inserirsi nel layout incasellato con *probe* opportuni: il coperchio della scatola metallica è stata fresata cosicché è stato possibile alimentare una porta con il probe co-planare (uscita) e l'altra porta con l'adattatore guida-coassiale (ingresso). La misura non è precisa e parzialmente incompleta stante la dotazione di strumenti e attrezzatura che abbiamo a disposizione, tuttavia si è riusciti a verificare ciò che si voleva. In fig. 4.11 viene mostrata la risposta dello stadio d'ingresso misurata con Spectrum Network Analyzer (SNA). Qui la calibrazione full2port non è stata possibile per mancanza degli opportuni standard, in pratica i valori veri si ottengono aggiungendo 1 dB alla curva  $|S_{21}|$ . Inoltre, per frequenze >46 GHz i picchi risonanti sono realisticamente dovuti al setup con connettori K che generano modi superiori. Quello che è però evidente è l'esistenza del calo di guadagno di 3 dB nella banda 41.5-42 GHz. La larghezza di banda in cui si sviluppa questo calo è più stretta di quella che si vede nel Q-CONV completo, in cui si valutano 3.5dB di crollo nella banda da 41 a 42.5 GHz, fig. 4.3, e ciò potrebbe indicare il contributo di un altro dispositivo della catena, segnatamente il mixer. Infine, si può dire che l'insertion loss dell'insieme,  $S_{21}$ , è 2.5 dB in centro banda (come evidenziato nella nota del grafico si è sommato 1 dB al valore misurato), il che è del tutto compatibile con la simulazione di progetto riportata al capitolo 3.

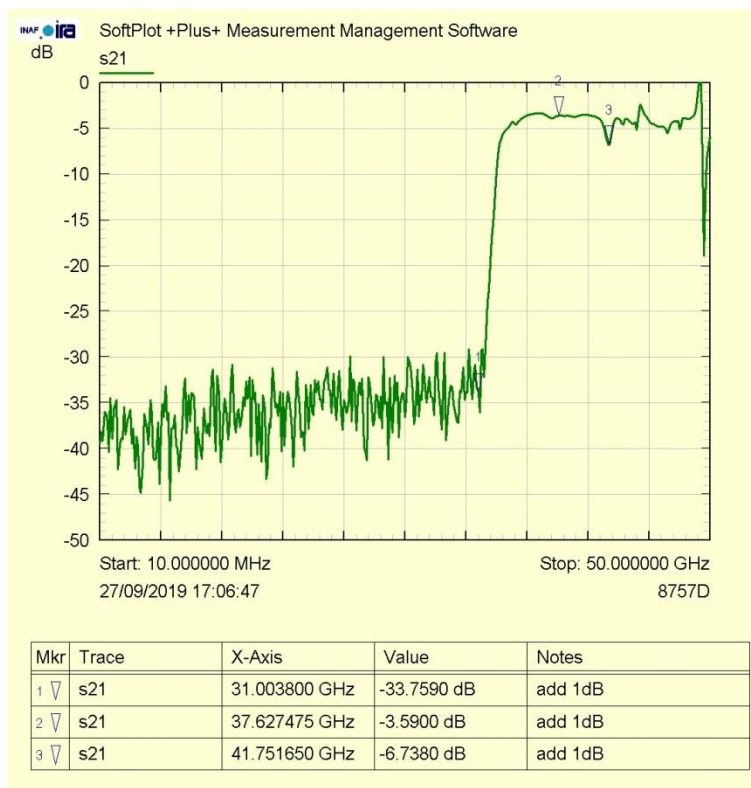


Fig. 4.11 Misura della risposta dello stadio d'ingresso del modulo Q-CONV

Un lato negativo di questa misura, soprattutto considerando il fatto che stiamo misurando la presenza di un filtro, è che gli strumenti a disposizione hanno come frequenza massima di lavoro 50 GHz, il che impedisce di vedere la pendenza di discesa del filtro a frequenze maggiori di questa.

I valori di  $S_{11}$  e  $S_{22}$ , misurati con Vector Network Analyzer (VNA) che purtroppo ha una frequenza massima di lavoro pari a 40GHz impedendo la misura fino all'estremo di interesse, sono anche qui imprecisi a causa della non possibilità di una calibrazione full2port. In pratica i valori mostrati nelle figure 4.12 e 4.13 saranno nella realtà migliori. Abbiamo per entrambi i parametri valori inferiori a -10dB, valori ben peggiori di -15dB della simulazione mostrata al capitolo 3.

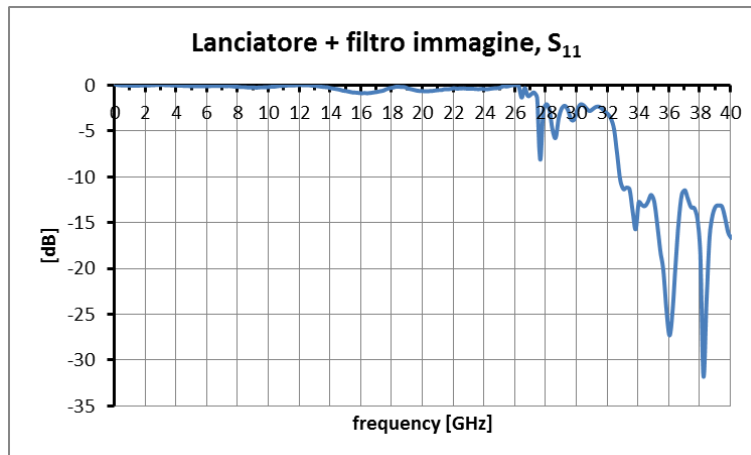


Fig. 4.12 Parametro  $S_{11}$  dello stadio d'ingresso del Q-CONV

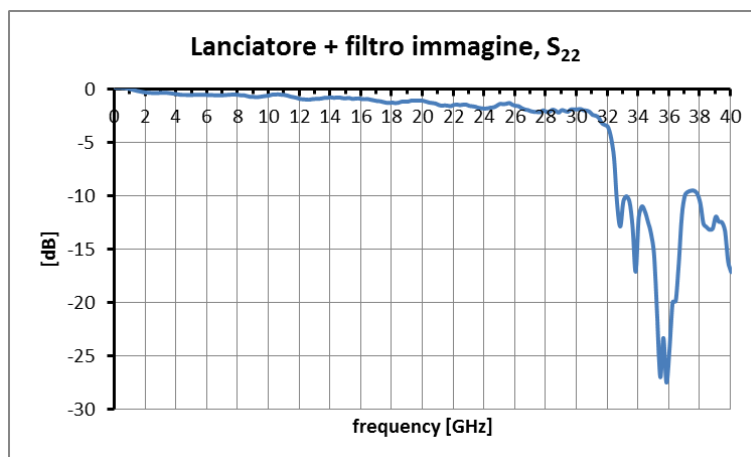


Fig. 4.13 Parametro  $S_{22}$  dello stadio d'ingresso del Q-CONV

Un paio di commenti riguardo questa misura sono necessari,

- i. occorre dotarsi di uno strumento che lavori con frequenza ben maggiore di 50GHz e della relativa attrezzatura di calibrazione per completare adeguatamente la caratterizzazione dello stadio di ingresso
- ii. la realizzazione di questa misura ha imposto la lavorazione del coperchio della scatola, pertanto il prototipo non è più usabile come tale, a meno di costruire un altro coperchio.



## 5. Commenti e suggerimenti

### Sulla risonanza della cifra di rumore

La campagna di ricerca problemi nei mesi da febbraio a maggio 2019, condotta sul primo prototipo SN N1L1 ha consentito di rivelare i seguenti punti, che vengono riassunti sinteticamente.

- E' stata eliminata l'ambiguità fra RF e IF; la risonanza sulla cifra di rumore (picco positivo NF e picco negative Gain) è un fenomeno che avviene in RF e non in IF. Pertanto si può affermare che la risonanza sia alla frequenza RF = 41.7 GHz e non alla frequenza IF 9.7 GHz.
- La risonanza della NF non è dovuta a un segnale CW spurio o armonico che, per battimento, genera un errore strumentale di lettura. Purtroppo il fenomeno è reale.
- L'analisi condotta sulle giunzioni *bondate* ha mostrato che la risonanza non dipende dal numero di fili di *bonding* (1 o 2 per ciascuna piazzola) né dal fatto che le connessioni fra i vari chip siano *co-planari* o *microstrip*.
- Nemmeno lo smorzamento con pezzetti di *Eccosorb* piazzati in vari e più punti ha modificato la risonanza.
- Dall'analisi della curva NF(f) e G(f) si nota una coincidenza fra picco positivo della NF e "buco" di G. E' evidente che un "buco" di guadagno al front-end (filtro allumina o amplificatore) produrrebbe tale effetto.
- Non sono noti gli effetti del rumore prodotto dall'amplificatore alla frequenza immagine. Tali effetti non sono facili da determinare, seppur possibile con strumentazione di laboratorio.

### Sul PCB DC

Si suggerisce una modifica alla zona DC del PCB tale che:

- le piste parallele Vg e Vd vengano scambiate fra loro. Questo per allinearsi più comodamente con le posizioni delle piazzole VG e VD del MMIC.
- togliere il cortocircuito fra le piste Vg e Vd. Lasciando che eventualmente l'utente lo faccia con stagnatore se divenisse necessario.
- sulla pista Vg creare un partitore tale che da 5V abbassi fino a 2.7V, ad esempio R1=2.2KΩ, R2=2.7KΩ.

### Sulla possibilità di equalizzare il guadagno del Q-CONV

Si è mostrato, fig. 4.3, che il guadagno di conversione del modulo varia parecchio in banda. Ci si è chiesti quindi se un semplice filtro equalizzatore a una cella (nel layout del circuito non c'è spazio disponibile per nulla di più complicato) posto in cascata al filtro IF d'uscita potesse equilibrare la curva. In effetti è fattibile il progetto di un filtro come in figura 5.3 che porge un andamento mostrato in figura 5.4.

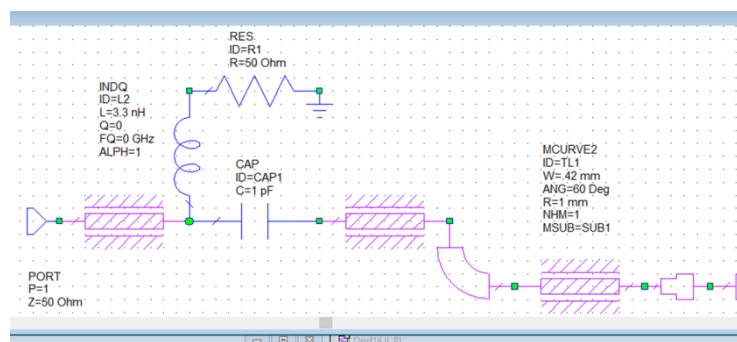


Fig. 5.3 Schema del filtro equalizzatore



Il filtro taglia adeguatamente le frequenze della banda IF da 1 a 5 GHz, riequilibrando l'uscita a una disegualizzazione di 5dB rispetto ai 9 originali. Tuttavia la realizzazione pratica su un prototipo si è rivelata non corrispondente a quanto progettato, presumibilmente perché i due filtri, progettati separatamente, avrebbero bisogno di una ulteriore circuiteria di separazione e isolamento. L'idea quindi è stata abbandonata.

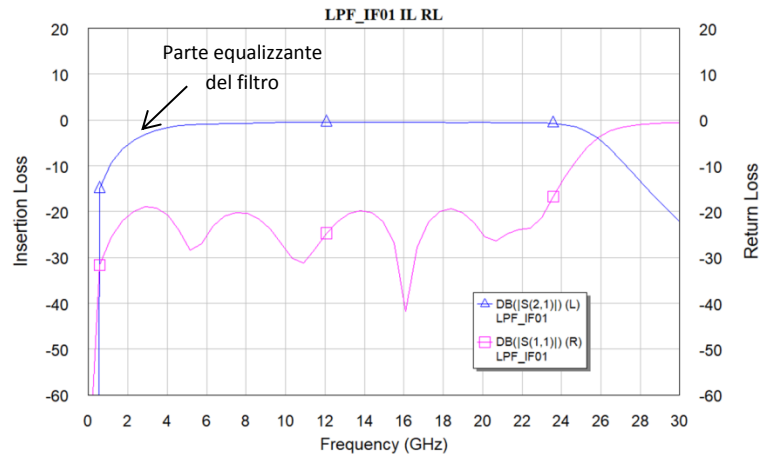


Fig. 5.4 Maschera del filtro equalizzatore

#### Su ulteriori misure da svolgere

Una possibile applicazione di questo ricevitore, se usato in congiunzione col modulo FBCB che contiene la rivelazione *full stokes* degli ingressi in polarizzazione circolare provenienti dal ricevitore, è la valutazione della polarizzazione lineare di sorgenti.

Il polarimetro incluso nel FBCB è analogico e agisce su 8 sottobande, ciascuna larga 1.8GHz, pertanto la misura è adeguata se in ciascuna di queste sottobande la variazione di fase differenziale degli ingressi con la frequenza rimane minore di una certa quantità. In caso contrario si creano effetti di depolarizzazione che rendono molto inaccurata o addirittura impossibile la misura polarimetrica.

Sarebbe pertanto interessante effettuare la misura dei parametri  $s$  in conversione e/o la misura di fase/delay differenziale fra due scatolini per poter rendersi conto dell'entità della depolarizzazione introdotta dal modulo Q-CONV.

## 6. Appendice

### Strumenti e metodologie

#### Cavi

Tutti i cavi coassiali utilizzati per le connessioni sono stati caratterizzati in attenuazione ed è stato verificato che non sussistano falsi contatti determinabili dalle flessioni e che il Return Loss sia accettabile (almeno 15-20 dB). Di ogni cavo sono stati determinati i coefficienti C0 e C1 al fine di poter generare una funzione continua, ( $\text{dB} = C0 * f^{0.5} + C1 * f$ ), ove questa sia necessaria nei calcoli.

#### Misura delle potenze.

Le potenze RF e LO sono state misurate, a valle dei cavi e nei piani il più vicino possibile al Q-CONV, tramite Power Meter (PM) a termocoppia tarato e tracciabile. Le attenuazioni dei percorsi non misurabili sono state stimate utilizzando il modello dato da C0, C1.

Quando si è utilizzato lo Spectrum Analyzer (SA), uno strumento notoriamente meno accurato del Power Meter, è stata applicata nel SA stesso una taratura ad-hoc ad alta accuratezza. Tale taratura è stata possibile utilizzando un background di conoscenza e strumentazione (power splitter multiottava, L ultra adattati, software in ambiente Labview per la misura della potenza, sweep.vi)

#### Misura Conversion Gain / Loss metodo CW con SA

E' stato necessario automatizzare la misura, altrimenti i tempi sarebbero esplosi e le possibilità di errori umani sarebbero state molto elevate.

Cuore dell'automazione è il software ad-hoc in ambiente Labview, provamixer3.vi. L'immagine della schermata è visibile in fig. A 1.2.

#### Misura della Conversion Gain / Loss metodo CW con SNA

E' stato possibile utilizzare un metodo/combinazione di strumenti che libera l'operatore dal dover tarare i cavi perché in pratica non usa cavi di cui è necessario conoscere l'attenuazione. E' richiesto uno Scalar Network Analyzer (SNA) con sensore coassiale adatto a funzionare nominalmente fino a 46 GHz ma che fornisce indicazioni attendibili fino a 50 GHz. Tale metodo è in linea di principio meno accurato del precedente. E' stato provato e fornisce in buona sostanza gli stessi risultati.

#### Misura della Noise Figure e Conversion Gain usando rumore bianco

E' stata misurata la Noise Figure (NF) con il classico metodo *Y factor*. Lo strumento di misura composto da mixer, amplificatore, NFA era in grado di misurare nell'intervallo 2÷18 GHz.

Conversione DSB, cioè +/- 13 MHz attorno alla portante di misura. Dato l'intorno così contenuto in frequenza in pratica si può considerare che il metodo fosse molto simile alla conversione SSB. Il setup è visibile in fig. A 1.3.

#### Misura del filtro immagine

E' stato misurato il guadagno d'inserzione del filtro immagine. Il setup è mostrato in figura A 1.4 . Le porte di adduzione sono: IN: WR22, OUT: coplanare. Non era disponibile un kit di calibrazione adeguato pertanto della misura è significativa solo  $|s_{21}|$  es  $|s_{12}|$ . La misura è stata effettuata sia con VNA (30-40GHz) sia con SNA (30-50 GHz). In ques'ultimo caso per frequenze >46 GHz intervengono alcune risonanze spurie di modi superiori del connettore K, tuttavia è possibile farsi un'idea dell "andamento medio" fino a 50 GHz.

#### Elenco strumenti

Synt1 (OL 32 GHz)	hp 83640A 10 MHz-40GHz
Synt2	hp 83650A 10MHz-50GHz
SA	hp 8564E 9KHz-40GHz
PM	hp438 hp8487A 50 MHz-50GHz
NFA	hp 8970B modo 1.1 (2...18 GHz)

VNA	Agilent 8722D
NFA Converter:	mixer : RHG 2-26 Ghz
	post amplificatore: 10...600 MHz G=33dB, NF1.5dB
OL	hp 83640A
Noise Generator	hp 346C (DC...26.5GHz), NoiseCom NC5122 (33...50GHz)
Probe Station	J MicroTechnology LMS 2709
Punte co-planari:	GGB mod. 50 L GSS
Cavi:	WL-Gore intestati 2.4mm, lunghezze varie
	Adapter WR22-2.4mm Agilent



Fig. A1.1 Attività sperimentale con probe station

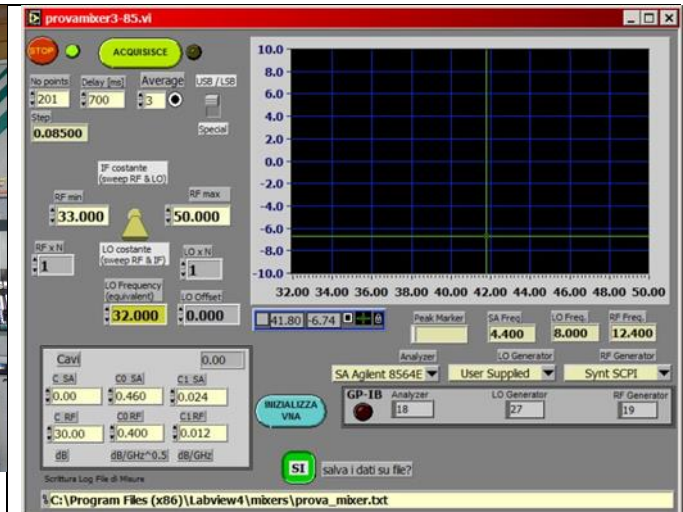


Fig. A1.2 Software di misura del guadagno di conversione



Fig. A1.3 3 Misura della Cifra di Rumore

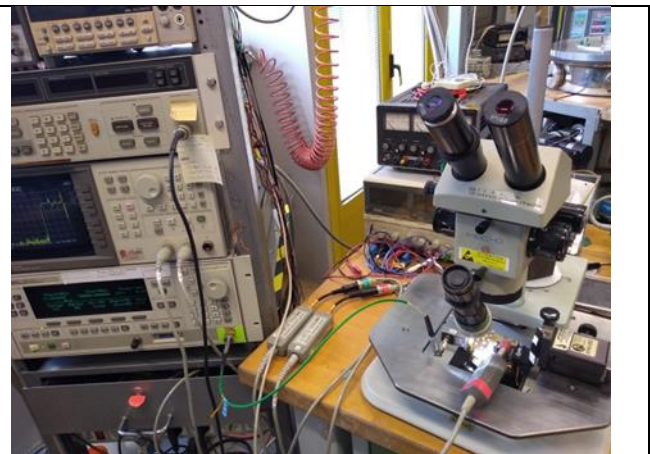


Fig. A1.4 Misura filtro immagine