Ottobre 2015

CARATTERIZZAZIONE DEL MODULO DI CONVERSIONE IN BANDA Q, 33-50 GHz (Q-CONV)

A. Orfei, S. Mariotti, A. Scalambra, T. Pisanu, G. Valente

RAPPORTO INTERNO ORA-Bo 490/2015

Revisore: A. Navarrini

INDICE

1. *INTRODUZIONE*
2. *PRODUZIONE DEL PROTOTIPO*
3. *DOCUMENTAZIONE Q-CONV*
4. *MISURE SUI PROTOTIPI*

APPENDICE 1 - Strumenti e metodologie

APPENDICE 2 - Varianti e azioni suggerite sul circuito stampato

DOCUMENTAZIONE DI RIFERIMENTO

1. Introduzione

In questa relazione si vuole descrivere il comportamento e le prestazioni misurate di un modulo di conversione di frequenza che utilizza un chip MMIC progettato dalla Università di Roma Tor Vergata (UTV), Dipartimento di Ingegneria Elettronica, sotto la supervisione del Prof. Ernesto Limiti.

La Documentazione di Riferimento è riportata nel capitolo finale di questo rapporto.

Con il documento [6] terminava la fase di sviluppo tecnologico del componente MMIC da parte di UTV.

Il modulo Q-CONV è parte di un ricevitore in sviluppo e 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 dewar in parte calda a 290K, 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 prima conversione di frequenza dalla radiofrequenza 33-50GHz alla prima IF nella banda 1-18GHz. Ogni modulo è composto da una unità di moltiplicazione di frequenza x8, con valore di LO pari a 4GHz e da un mixer preceduto da un buffer amplifier.

2. Produzione del prototipo

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

fine 2012, a fronte di un ordine a OMMIC, IRA si procurava 40 chip MMIC con cui sviluppare un modulo di conversione in frequenza.

settembre 2013 iniziano i primi contatti con SDS, ditta romana candidata all'ingegnerizzazione del modulo Q-CONV (contenitore, costruzione dei filtri immagine e di OL, acquisizione dei componenti del circuito stampato, montaggio). Inizia il progetto del filtro immagine e di oscillatore locale (nostra progettazione).

21/10/2013, prima riunione con SDS in cui si discutono le specifiche da noi richieste a fronte dei dati funzionali di MMIC e filtri.

4/12/2013, ordine alla SDS per 4 prototipi, inclusivi di filtri e circuito stampato da noi progettati

gen-settembre 2014, progetto di filtri, circuito stampato e contenitore completati

fine 2014, SDS completa la produzione di 2 prototipi Q-CONV (ingresso RF a connettore)

gennaio 2015, SDS inizia le prime misure sul Q-CONV

inizio aprile 2015, i due prototipi arrivano a Bologna,

maggio-settembre 2015, tre successive sessioni di misura a Bologna sui due prototipi completi e su chip completano il quadro delle prestazioni del modulo Q-CONV.

La documentazione inerente alle misure è riportata in [7], che qui di seguito vengono descritte.

3. Documentazione Q-CONV

Di seguito alcune informazioni sul modulo: schema elettrico, diagramma a blocchi, modulo completo e particolari.

Il circuito elettrico si occupa essenzialmente di portare l'alimentazione appropriata ai vari punti del MMIC, ovvero al buffer amplifier prima del mixer (Vd1 e Vd2) e al moltiplicatore di frequenza (Vg1 e Vd3). Valori appropriati di tensione sono riportati in fig. 3.7. Nel circuito si notano anche due filtri passa banda, indicati come PBF nel diagramma a blocchi di fig. 3.2 e le cui funzioni di trasferimento sono riportate in fig. 3.3 e 3.4. Il primo è il filtro immagine, necessario all'ingresso RF del MMIC, il secondo serve per eliminare le armoniche prodotte dal moltiplicatore di frequenza che non siano la 32 GHz. La larghezza di banda di questo filtro è sufficiente per consentire, quando necessario, una piccola sintonia del primo oscillatore locale intorno ai 32GHz (ovvero intorno ai 4GHz).

I due circuiti funzionali del MMIC, mixer e moltiplicatore di frequenza si notano nettamente separati in fig. 3.7, a sinistra il moltiplicatore, a destra la parte di conversione. I blocchi costituenti di entrambi i circuiti sono evidenziati in fig. 3.2.

La scatola, fig. 3.5, che contiene le parti elettriche evidenziate in fig. 3.1, è in alluminio con dimensioni 36.5x8x21.1 mm (LxHxl) senza l'ingombro dei connettori e 44x8x33.3 mm inclusi i connettori. Utilizza due connettori SMA per l'uscita IF e l'ingresso LO e un connettore K 2.4mm per l'ingresso RF. La versione finale del modulo prevederà un ingresso RF in guida d'onda. Il substrato su cui è ricavato il circuito elettrico è duroid.

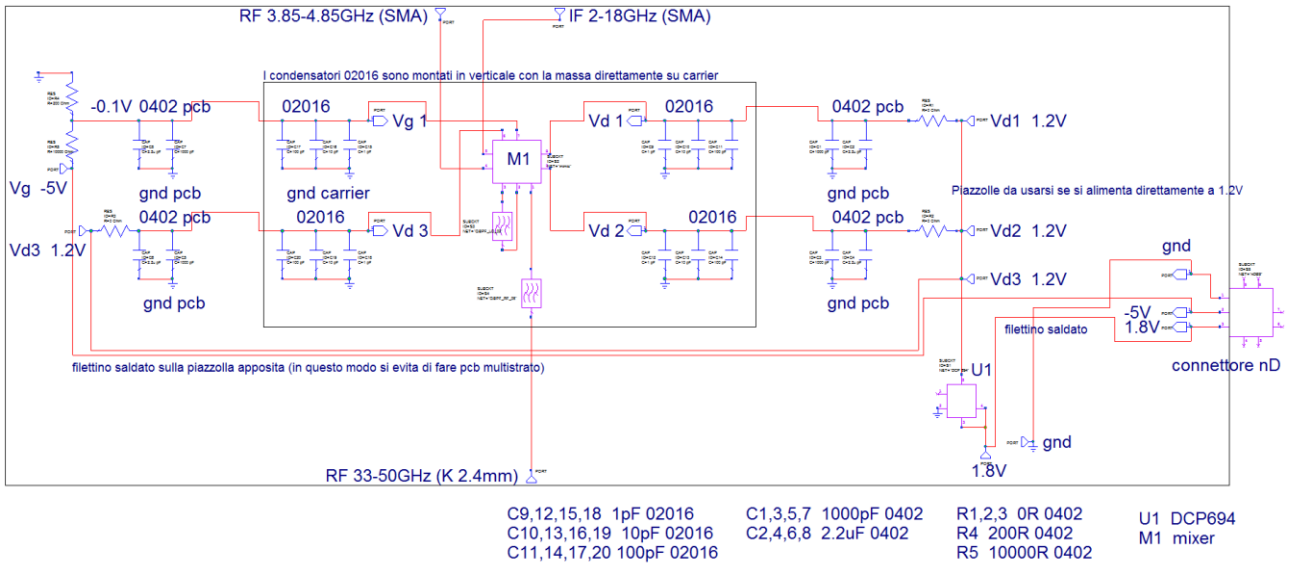


Fig. 3.1 Schema elettrico iniziale, al 26/1/2015, M1 è il chip MMIC completo

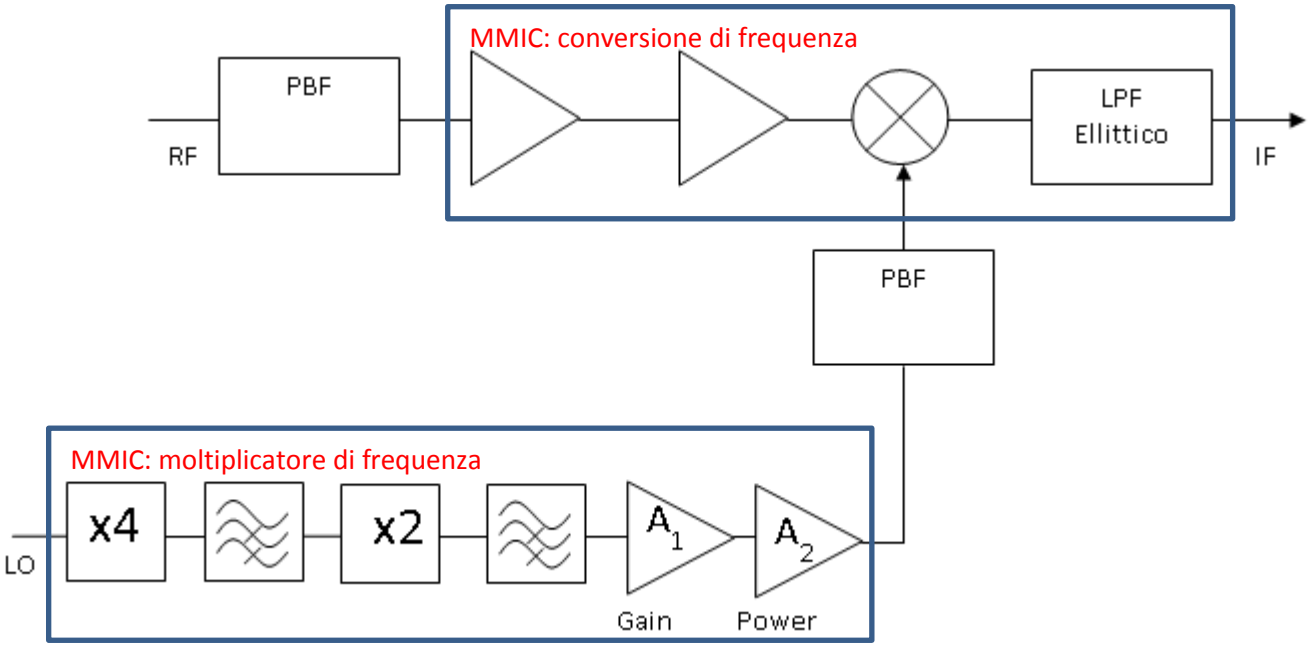


Fig. 3.2 Schema a blocchi del Q-CONV

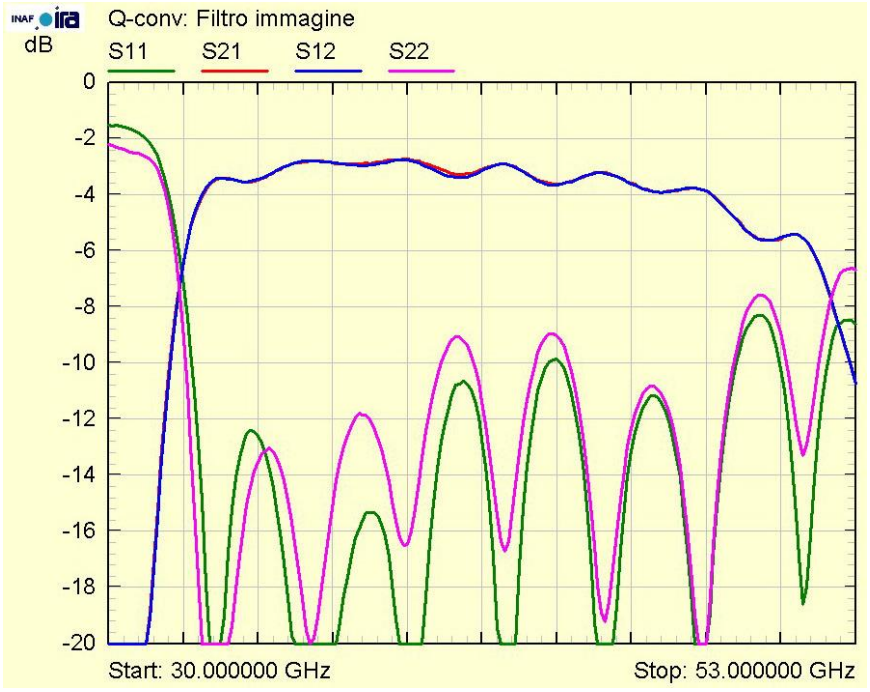
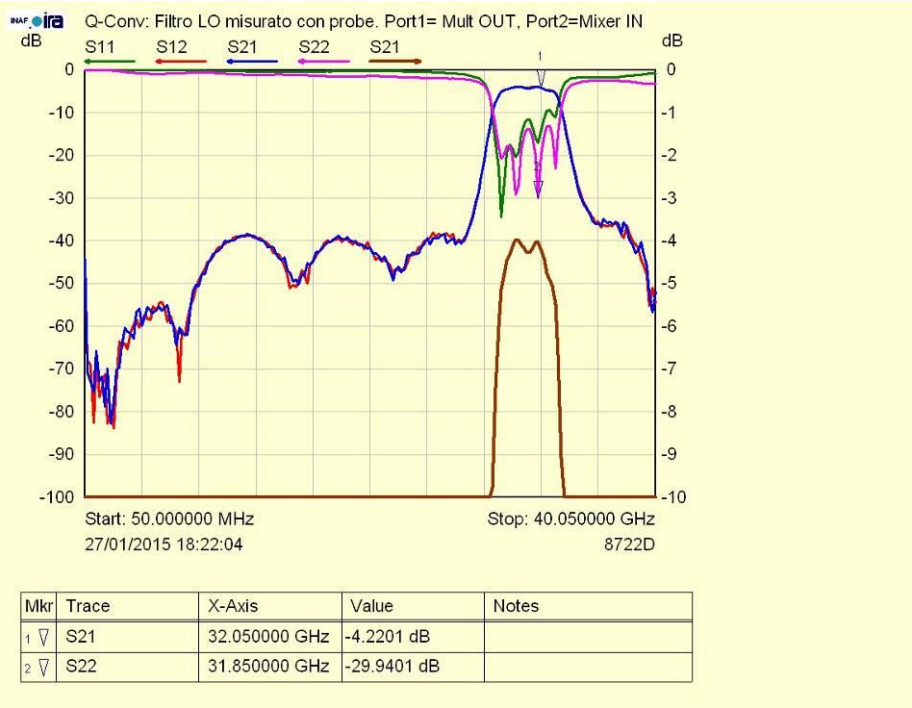


Fig. 3.3 Maschera misurata del filtro immagine



Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1 ▽	S21	32.050000 GHz	-4.2201 dB	
2 ▽	S22	31.850000 GHz	-29.9401 dB	

Fig. 3.4 Maschera misurata del filtro OL. La scala a destra è ancora |s21|

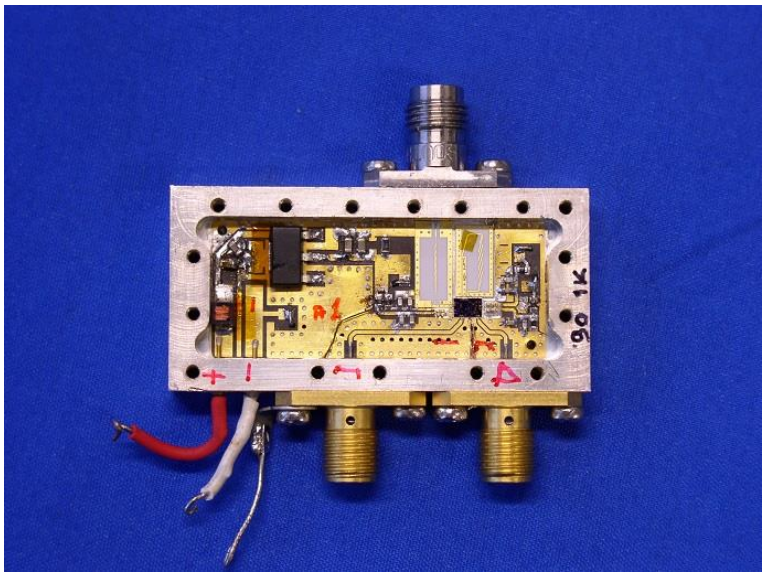


Fig. 3.5 Modulo Q-CONV, complessivo

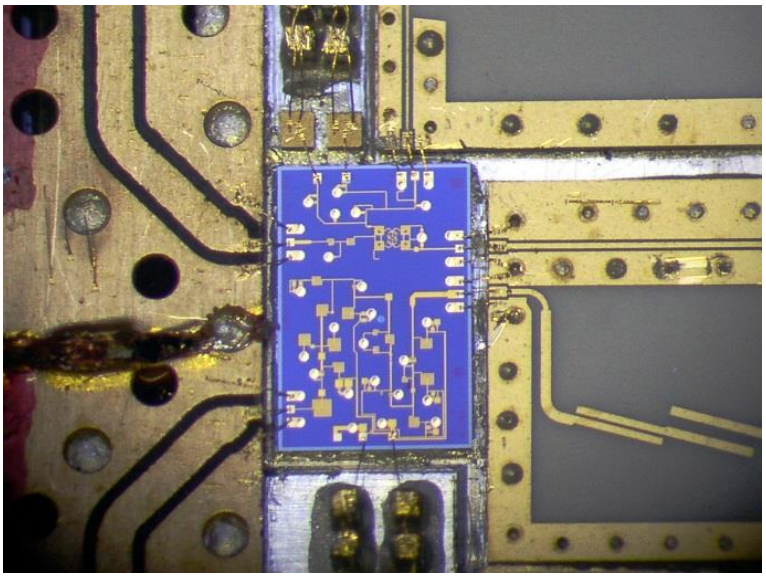


Fig. 3.6 Modulo Q-CONV, particolare del chip MMIC

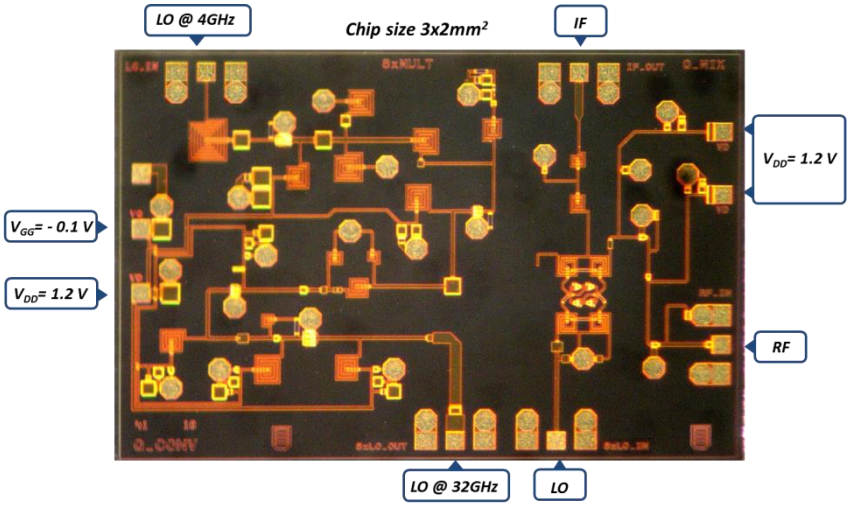


Fig. 3.7 chip MMIC con identificazione delle porte

4. Misure sui prototipi

Sono stati misurati 2 prototipi. Si è verificata la rottura di 3 chip, di cui una non spiegata.

In Appendice 1 è riportata una succinta spiegazione dei metodi e degli strumenti di misura adottati.

In Appendice 2 è riportato un elenco delle revisioni da apportare nella scatola.

Quando le misure non vengono effettuate sul modulo, ma in punti specifici del circuito sono state usate punte coplanari pitch 100um prestate da UTV.

Tensioni di Alimentazione

Tutte le misure sono state effettuate alimentando lo scatolino con +Vdd=3.5V, al fine di scongiurare l'oscillazione a bassa freq. sul ramo di alimentazione.
Vgg nominale al MMIC = -0.1V, si veda comunque l'analisi su tale tensione in Appendice 2, al paragrafo 'Resistori Partitore R4/R5 per definire la tensione Vg del moltiplicatore' (fig. 3.1). Spingendosi a Vgg=-0.15V, l'effetto è una diminuzione sensibile della potenza del LO.

Moltiplicatore di frequenza (x8) entro il modulo Q-CONV

Il dispositivo auto-oscilla a circa 4.9...5.2GHz quando non presente il segnale LO.
L'oscillazione è presente sia alle piazzole 4GHzIN che alle piazzole 32GHzOUT, con una P= -37dBm alla piazzola 4GHzIN.
La tendenza all'oscillazione dipende leggermente da Vg: per |Vg|>3.5V la tendenza è minore, ma pur sempre presente.
L'oscillazione si spegne da sola quando si applica il LO 4GHz per potenze >-10dBm.
Quindi non appare un problema durante il funzionamento normale, mentre potrebbe essere causa di RFI quando il ricevitore non viene alimentato da LO=4GHz.

Si ottiene Pout(@32GHz)= +10dBm con Pin (4 GHz)= +1dBm, con |Vg|<1.5V . Misure effettuate alle piazzole del MMIC.
Per |Vg|=1.5V la potenza scende fino a -12dBm.

Lo spettro di uscita del moltiplicatore è mostrato nelle figure 4.1, 4.2 e 4.3. Notare come il dispositivo funzioni anche alimentandolo a frequenze multiple della 4GHz, cioè 8 e 16GHz.

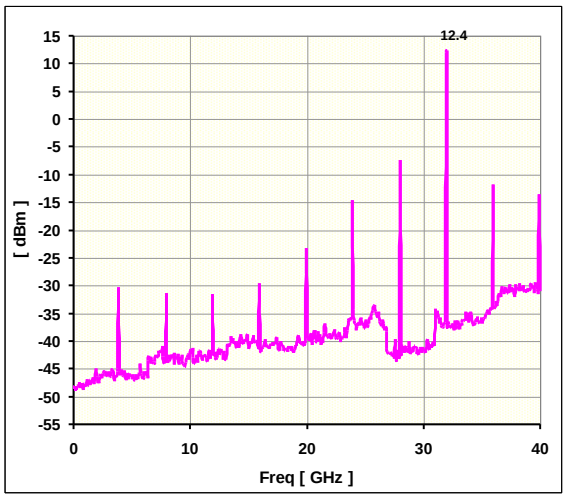


Fig. 4.1 Spettro in uscita del x8 con f_{in}=4 GHz

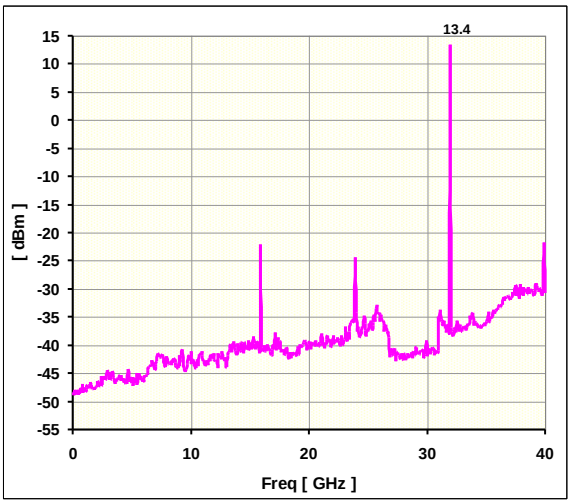


Fig. 4.2 Spettro in uscita del x8 con f_{in}=8 GHz

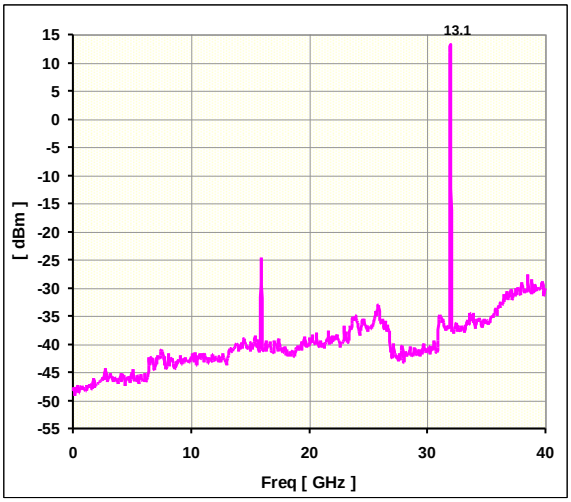


Fig. 4.3 Spettro in uscita del x8 con f_{in}=16 GHz

Quando si alimenta in LO a 4 GHz in uscita IF, oltre al pettine di armoniche spaziate di 4 GHz e ovviamente alla frequenza RF convertita, si hanno anche una grande serie di righe dovute a conversioni spurie.
Queste ultime, fortemente disturbanti, presentano frequenza ed intensità dipendenti in intensità dal variare della frequenza RF.
Si tratta di una situazione "dinamica", spiegabile efficacemente solo con un filmato. La situazione migliora di molto se f_{in}=8 GHz ma il problema rimane. Il problema si risolve quando f_{in}= 16 GHz.
Il responsabile del leakage di frequenza è il MMIC, tramite il suo isolamento. L'eventuale componente accoppiata per irradiazione e/o GND del circuito stampato non "fredde", se esiste, è sicuramente di entità minore in quanto mascherata dalla prima.

Di seguito lo spettro in IF delle frequenze prodotte dal moltiplicatore senza RF applicata. Il filtro LO è stato escluso.

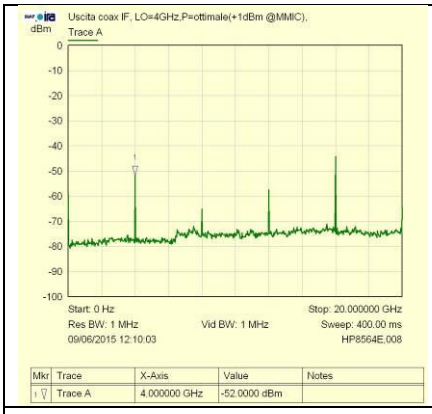


Fig. 4.4 Leak LO 4GHz nella IF

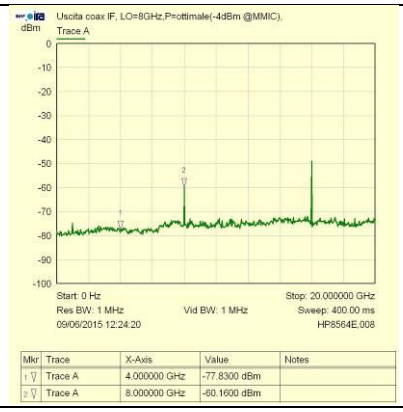
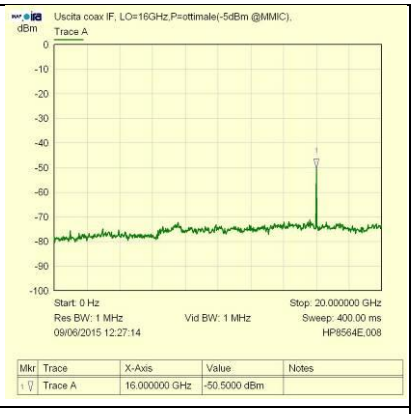


Fig. 4.5 Leak LO 8GHz nella IF



Fi. 4.6 Leak LO 16GHz nella IF

Conversion Gain (CG) della Cella Mixer

Al fine di conoscere la prestazione del mixer in sé è stata fatta una misura di guadagno di conversione su celle mixer isolata, senza cioè il preamplificatore e il filtro d'uscita (fig. 3.2), dispositivi disponibili da un precedente wafer run di fonderia.
In fig. 4.7 e 4.8 è riportata la misura su due di questi chip.

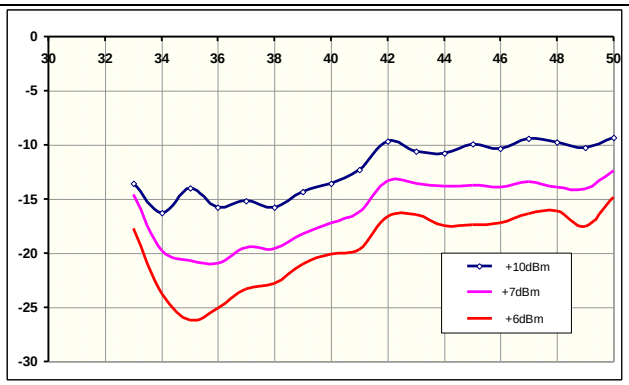


Fig. 4.7 Conversion Gain della sola cella mixer #13, dB vs GHz con tre valori di P_{LO}. Potenze e valori riferiti alle piazzole del MMIC.

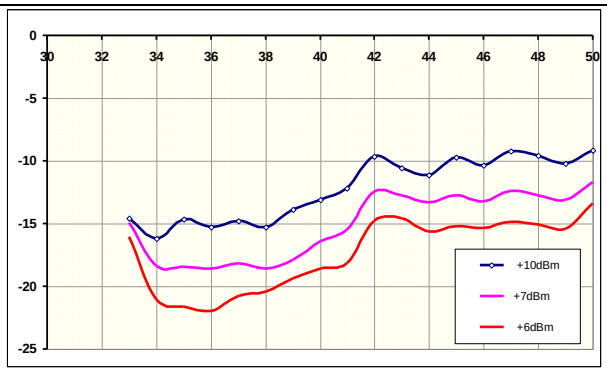


Fig. 4.8 Conversion Gain della sola cella mixer #29, dB vs GHz con tre valori di P_{LO}. Potenze e valori riferiti alle piazzole del MMIC

La misura ha richiesto 3 gg di setup, ma sono stati corretti tutti i sistematici possibili (attenuazione cavi(f), risposta SA(f), ecc.). L'incertezza residua RSS è +/-1dB.

Conversion Gain del chip MMIC entro il modulo Q-CONV

E' stata quindi effettuata la misura del guadagno di conversione accedendo alle porte co-planari RF e LO32GHz del chip MMIC (fig. 3.7)
La porta co-planare IF è stata bondata pertanto il segnale è prelevato dalla porta coassiale e inviato all'analizzatore di spettro (SA).

P_{RF}= -35...-30dBm
LO @32 GHz= +6, +7, +10dBm alle piazzole

In fig. 4.9 il risultato della misura,

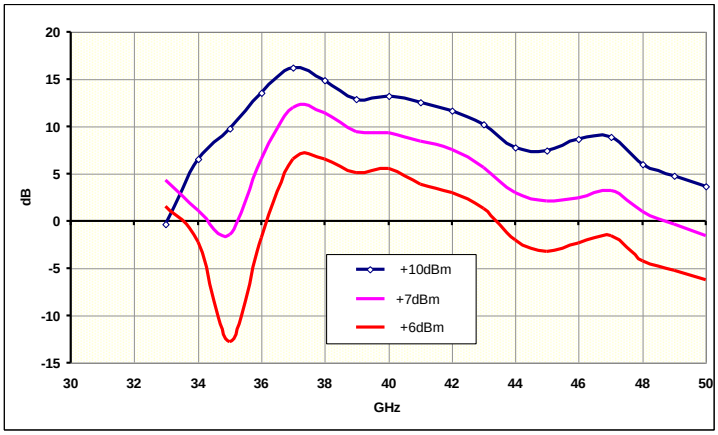


Fig. 4.9 Conversion Gain.
Potenze e valori riferiti alle piazzole del MMIC

Poiché questi andamenti risultano notevolmente diversi dalla misura riportata in 'Bonded sample.pptx' (documento 5 menzionato nella Introduzione) e che qui riportiamo, fig. 4.10, occorre cercarne il motivo. I tratti salienti sono che,

a. il CG non è piatto,
b. con valori di P_{LO} inferiori a +10dBm si creano dei buchi di guadagno a circa 35 e 45GHz,
c. il CG è molto dipendente dal valore di P_{LO}.

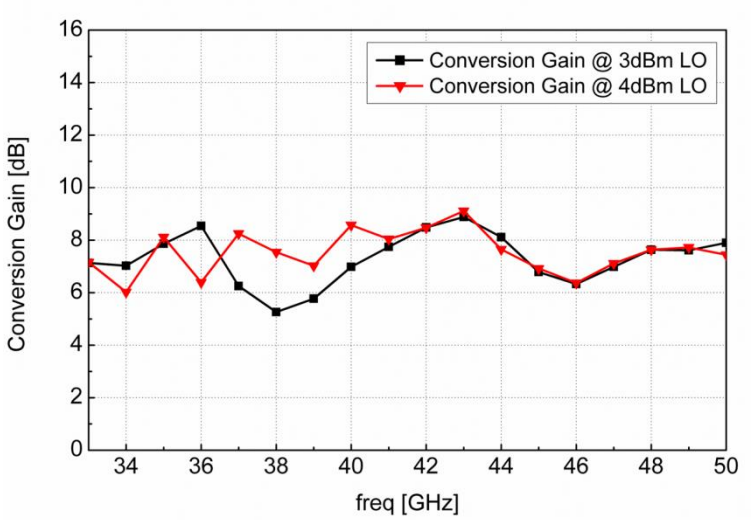


Fig. 4.10 CG misurato su chip MMIC a UTV

Ma il funzionamento si complica vieppiù quando la stessa misura è fatta collegando anche il filtro LO. Al fine di avere maggiori informazioni è stata fatta la stessa misura su due prototipi così predisposti:

Prototipo #1: ripristinate tutte le bondature interne al Q-CONV e collegate le porte coassiali, quindi viene usato il modulo nella sua interezza.

Prototipo #2: RF_{in} alla piazzola MMIC, LO_{in} alla piazzola MMIC 4GHz, IF_{out} dal coassiale.

In entrambi i casi all'uscita del x8 ci sono +10dBm. I valori di Conversion Gain sono riportati in fig. 4.11 e 4.12,

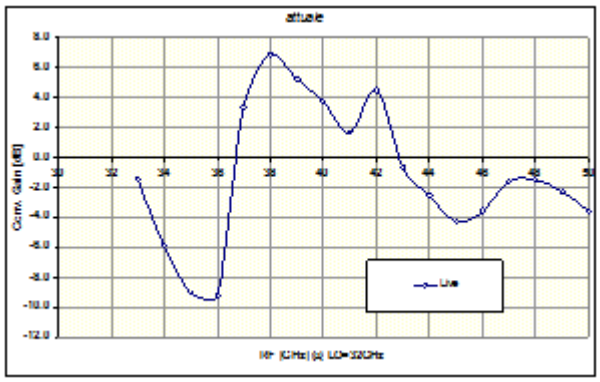


Fig. 4.11 Prototipo #1 (connessioni coassiale)

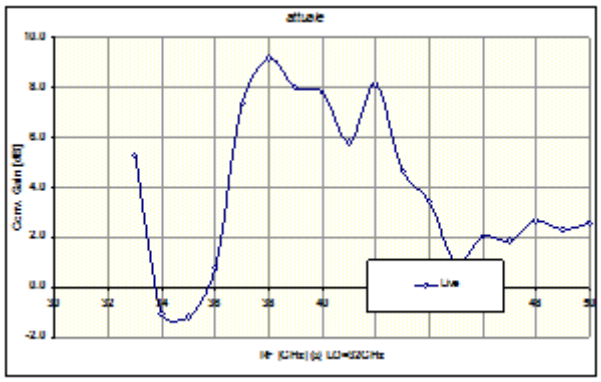


Fig. 4.12 Prototipo #2 (alimentato con sonde)

Notare che in entrambi i prototipi la presenza del filtro LO abbassa di circa 4dB il valore di P_{LO} all'ingresso del mixer (fig. 3.4), cosicché il mixer viene pilotato a circa +6dBm. I buchi di CG si approfondiscono a circa 35 e 45GHz, un risultato coerente con quanto mostrato in fig. 4.9 per, appunto, P_{LO}=6dBm. Per di più i valori di CG sono diversi nei due prototipi. Il risultato conferma la sensibilità al valore di P_{LO}, ma anche questo contrasta con le misure riportate in 'Bonded sample.pptx' (documento 5 menzionato nella Introduzione) e che qui riportiamo, fig. 4.13: almeno a partire da P_{LO}=3 o 4dBm il CG dovrebbe rimanere costante.

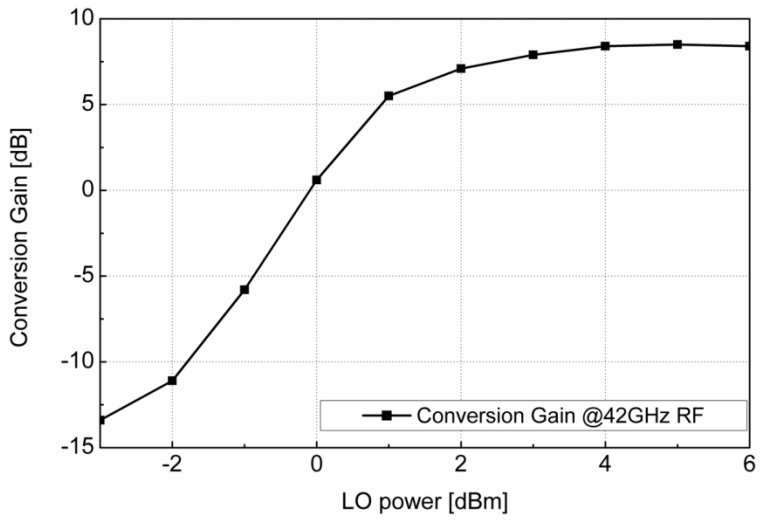


Fig. 4.13 Sensibilità del CG al valore di P_{LO}, misurato su chip MMIC a UTV

Da questa situazione si evince che il modulo Q-CONV andrebbe usato senza filtro LO, per fornire al mixer +10dBm, evitando così i buchi di guadagno nell'intorno di 35 e 45GHz.

Misura di S11 alla porta RF

Misure effettuate sui due prototipi completi, cioè alle porte coassiali; quindi qui, prima del MMIC, c'è anche il filtro immagine. Il risultato è un po' peggio del filtro in sé (fig. 3.3).

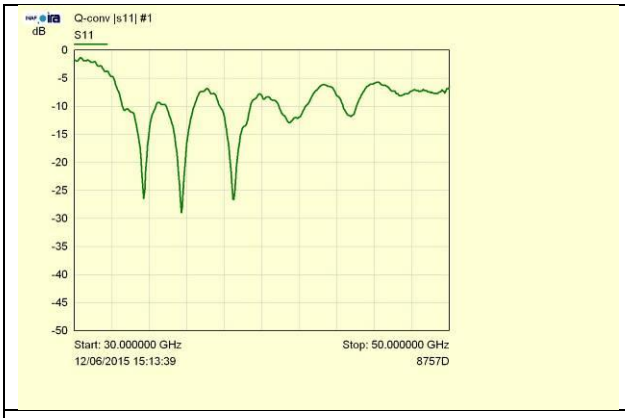


Fig. 4.14 Prototipo #1



Fig. 4.15 Prototipo #2

Misura del punto di compressione

Questa misura, riportata in fig. 4.16, è interessante perché, assieme al conversion gain del modulo, fa capire quali sono i valori di RF d'ingresso per cui il Q-CONV inizia a saturare. Pilotando il mixer a +10dBm, cioè escludendo il filtro LO, otteniamo un CG senza buchi. Ciò è stato effettuato su entrambi i prototipi misurando il conversion gain sui moduli completi. Si ottengono i risultati di fig. 4.17 e 4.18. Notare come le misure siano state effettuate a f_{LO}=8GHz, ma ciò non fa differenza rispetto al comando a 4GHz. Si noti, inoltre, i diversi guadagni con diversi pilotaggi di Id (questo verrà discusso più avanti).

Se dai valori della figura 4.16 aggiungiamo i valori di CG si ottiene una curva di potenza RF_{in} a cui corrisponde l'inizio di saturazione in uscita, fig. 4.19.

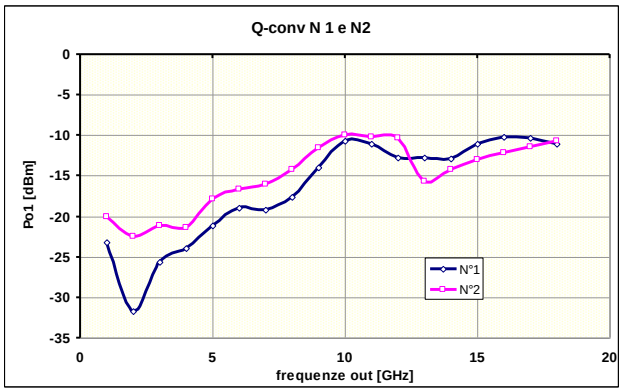


Fig. 4.16 Po1 del modulo Q-CONV, prototipo #1 e #2

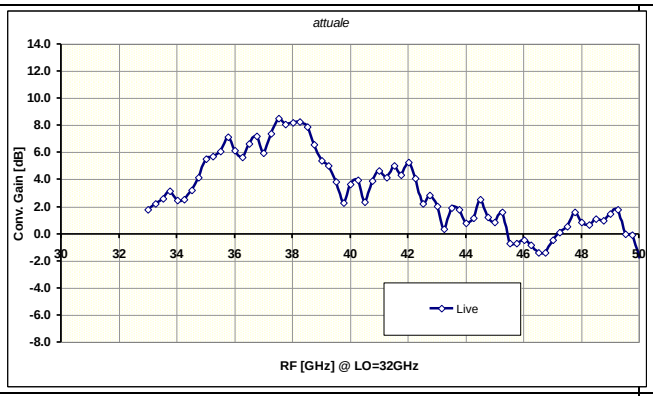


Fig. 4.17 Prototipo #1, LO= 8 GHz , 2 dBm, Vgg -5V, Vdd 3.5V, Id 180mA

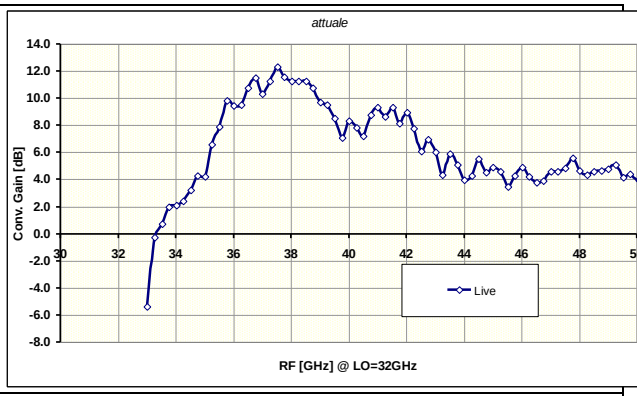


Fig. 4.18 Prototipo #2, LO= 8 GHz , 2 dBm, Vgg -5V, Vdd 3.5V, Id 220mA

Sono stati utilizzati cavi coassiali "calibrati" ed è stato tenuto conto in post-processing delle attenuazioni differenziali dei cavi. L'ondulazione residua con periodo circa 1 GHz è dovuta ad un sistematico non correggibile dello SA.
Il setup di generazione segnali è stato riverificato accuratamente per scongiurare effetti sistematici.
La fig. 4.17 va confrontata con la fig. 4.9 (parametro +10dBm), ma bisogna concedere un offset di circa 3...3.5 dB dovuto all'attenuazione del filtro immagine RF. Infatti i *ref planes* sono diversi, in fig. 4.17 essi sono le porte coassiali, mentre in fig. 4.9 i *ref. planes* sono le piazzole MMIC.

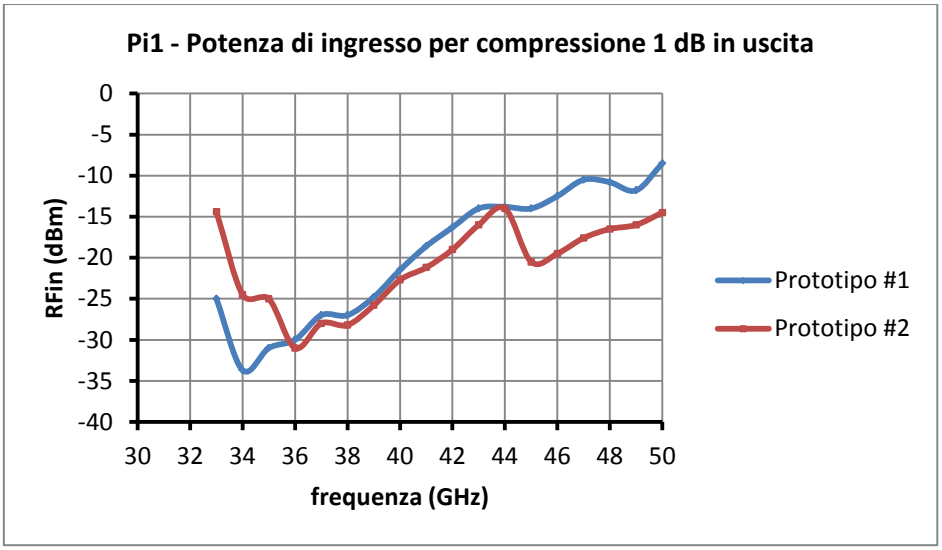


Fig. 4.19 Pi1, valori RF_{in} a cui corrisponde la compressione di 1 dB del modulo Q-CONV

Conviene qui riportare i valori di RF d'ingresso che il Q-CONV si deve aspettare. Si considerino tre casi di temperatura di rumore di ingresso dell'intero ricevitore,

Tsys; Tsys+carico caldo a 290K; Tsys+pianeta a 1000K

e si calcoli la potenza di rumore alle tre frequenze (33; 41.5; 50GHz) considerando una larghezza di banda di 17GHz e un guadagno del LNA criogenico pari a 30dB. Si ottiene nei tre casi considerati la tabella 4.1.

f (GHz)	RF_{in} con Tsys (dBm)	RF_{in} con Tsys+290 (dBm)	RF_{in} con Tsys+1000 (dBm)
33	-50	-42	-37
41.5	-48	-41	-36
50	-45	-41	-36

Tab. 4.1 Potenze di ingresso al Q-CONV

A questo si aggiunga che tutte le misure sul chip MMIC effettuate a UTV (si veda Orfei, Limiti, 'Note su misure del bonded sample.docx' punto 2d) sono state fatte con una potenza RF di ingresso pari a -22dBm, alle piazzole, che corrisponderebbe, in questi due moduli Q-CONV, a un valore di ingresso pari a -18÷ -19dBm al connettore coassiale. Dai valori di Pi1 di fig. 4.19, i risultati a UTV sarebbero stati ottenuti, per buona parte della banda, in situazione di compressione!

In conclusione di questo paragrafo si riporta anche una indagine sperimentale sulla possibilità di variare il CG cambiando la corrente Id. L'indagine si rende necessaria al fine di cercare una via percorribile per diminuire le notevoli differenze di CG fra i due prototipi. Si nota infatti, dal confronto tra le figure 4.17 e 4.18, che la seconda dà origine a maggior guadagno della prima.
Il valore del CG, o equivalentemente del guadagno del LNA prima del mixer, è modulabile variando la tensione (o corrente) di alimentazione solo di questo. La tensione nominale è 1.25V.
La tensione è stata variata da 1 a 2 V e la corrente Id è variata di conseguenza. Una variazione di 1 V produce una variazione di circa 4mA per ognuno dei due stadi di alimentazione e produce una variazione di guadagno di circa 3 dB.
Si può quindi scrivere che il guadagno varia di circa 3dB/V oppure 0.37dB/mA.
La variazione di tensione di alimentazione del LNA produce anche un aumento del Po1. Un incremento di 1V aumenta Po1 di circa 5 dB.
Riassumendo, questa misura della dipendenza del guadagno con l'alimentazione, eseguita in entrambi i prototipi fornisce:
dG/dV = 3dB/V, dG/dI = 0.4dB/mA , con escursione estrema (ma non consigliata) pari a circa 3 dB.
Il che significa che, nel caso pratico, se si vuole modificare il guadagno RF, tutt'al più si potrà aumentare di 2dB o calare di 1 dB il guadagno.

Guadagno del *buffer amp* prima del mixer

Un'altra considerazione possibile riguarda una stima del guadagno del LNA (*buffer amp*) prima del mixer (fig. 3.2).
Tale stima si può ottenere per differenza fra CG dell'intero Q-CONV (fig. 4.17 e 4.18) e somma delle perdite mixer puro (fig. 4.7 e 4.8), filtro immagine (fig. 3.3) e attenuazione microstrip e connettori.

Il guadagno del solo LNA a monte del mixer, quindi, è stato poi calcolato, punto per punto, come differenza da misure sperimentali.
Conoscendo il GC misurato sperimentalmente al *ref plane* dello scatolino, l'attenuazione del filtro immagine (compreso il connettore d'ingresso), il CG del solo mixer intimo, e trascurando l'attenuazione del filtro ellittico IF e connettore IF, per differenza si ottiene il guadagno del solo LNA.
Le incertezze dominanti sono l'incertezza dell'analizzatore di spettro utilizzato come rivelatore (+/-2dB) e il *mismatch error* residuo dovuto alla "brutalità" dell'operazione differenza (+/-1.5dB).
Combinando i due in modo RSS si ottiene una stima dell'incertezza pari a +/-2.5dB. Il risultato del 'de-embedding' è mostrato in fig. 4.20.

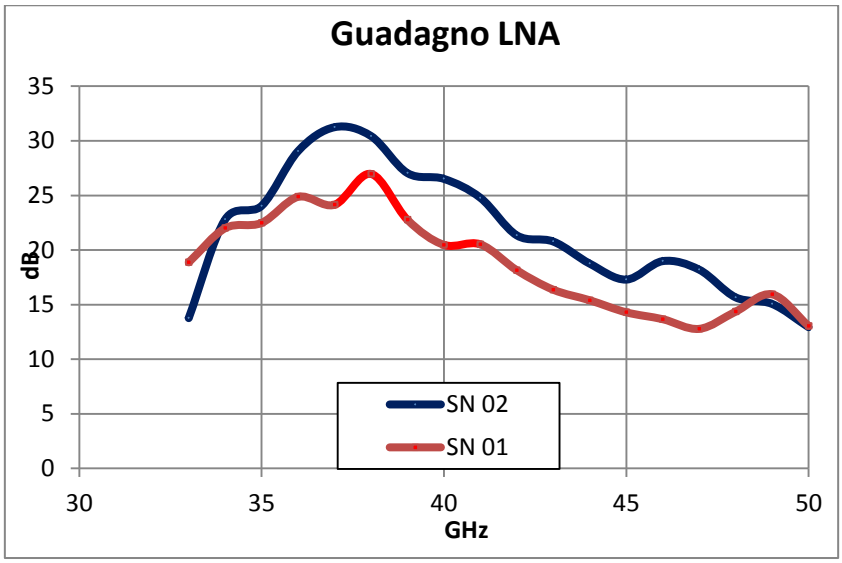


Fig. 4.20 Guadagno del *buffer amp* prima del mixer. Rosso prototipo #1, blu prototipo #2

Due sono le considerazioni:

1) i valori di guadagno risultano troppo alti sia rispetto alla specifica dell'amplificatore (si veda Mariotti, Orfei "Q band block diagram", versione 2.2) in cui veniva richiesto un guadagno di 16-19dB.
2) I valori misurati non sono coerenti con la scelta di amplificatore fatta (si veda Orfei, Limiti, 'Note su misure del bonded sample.docx', punto 3a, ove si parla di due stadi auto polarizzati, Vgs=0V).

Cifra di rumore del modulo Q-CONV e del *buffer amp* prima del mixer

La misura di cifra di rumore (NF) di un dispositivo convertitore, per giunta con banda passante molto ampia, presenta notevoli esposizioni a sbagli procedurali. Dapprima è stata misurata la NF del solo Q-CONV, utilizzando misuratore automatico hp8970 e generatore di rumore calibrato. Poiché i risultati non sono apparsi credibili, la misura è stata ripetuta con un setup differente.
La successiva misura effettuata è la Noise Figure totale di una catena. Poi, con post processing si è potuto risalire alla NF del LNA intimo nel MMIC.
Per la misura è stato adottato l'*Y factor method* ed un generatore di rumore calibrato. La commutazione ON/OFF è stata eseguita manualmente ed il sensore utilizzato è stato un wattmetro a termocoppia.
Ovviamente sono state applicate una serie di controlli e verifiche come ad esempio verifica della non-saturazione, verifica di avere sufficiente guadagno per mascherare il rumore del rivelatore, ecc.

La catena di misura NF può venire sintetizzata graficamente con la seguente figura

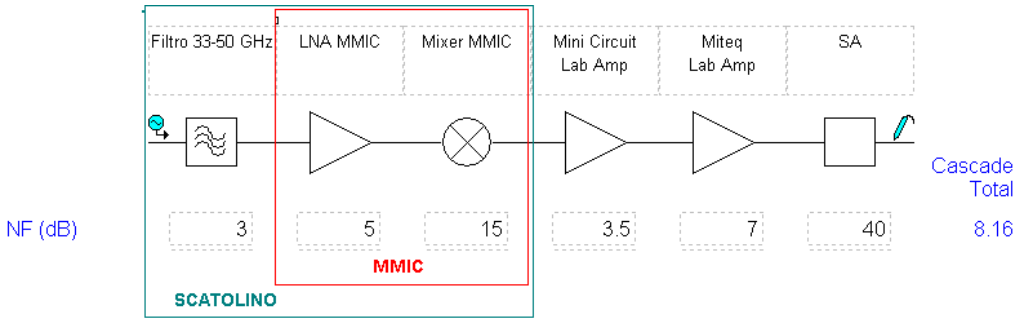


Fig. 4.21 Diagramma a blocchi della catena ricevente per la misura di NF del Q-CONV

Il risultato del calcolo successivo alla misura porge la fig. 4.22 e 4.23 come stime di rumore del modulo Q-CONV, cioè della sezione "scatolino" di fig. 4.21.

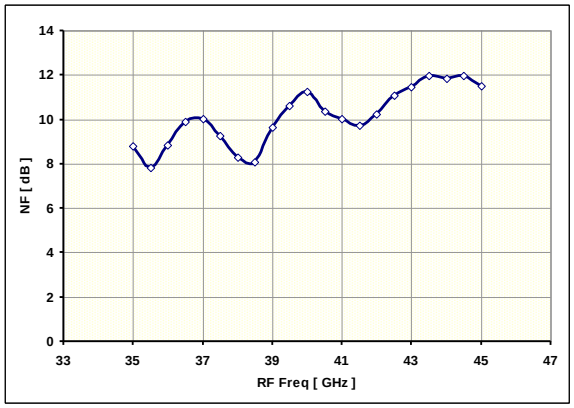


Fig. 4.22 NF prototipo #1

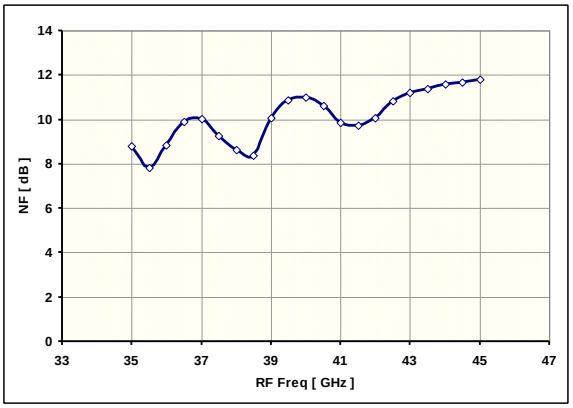


Fig. 4.23 NF prototipo #2

Secondo lo schema di fig. 4.21, si può calcolare, frequenza per frequenza, che la NF del solo *buffer amp* è pari a circa 5...6 dB nell'intera banda 33-50GHz.
Sia l'andamento in frequenza che il valore del rumore del *buffer amp* va confrontato col dato di progetto (riportato in Orfei, Limiti, 'Note su misure del bonded sample.docx', punto 2c), secondo cui <<Da simulazione la cifra di rumore dell'amplificatore di buffer decresce più o meno monotonicamente nell'intervallo 2.7-2.4dB>>.

APPENDICE 1

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, ($dB = C0 * F^{0.5} + C1 * F$), 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 misura della potenza sweep.vi)

Misura della 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 .

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 Spectrum Network Analyzer (SNA) con sensore coassiale adatto a funzionare 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 CG con il rumore bianco

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

Conversione DSB, cioè +/- 13 MHz attorno alla portante di misura. In pratica si può considerare che il metodo fosse molto simile alla conversione SSB.

Elenco strumenti

Synt1	hp 83640A 10 MHz-40GHz
Synt2	Agilent 8722D che alimenta un triplicatore
SA	hp 8564E 9KHz-40GHz
PM	hp438 hp8487A 50 MHz-50GHz
NFA	hp 8970B modo 1.1 (2...18 GHz)
NFA Converter:	mixer : RHG 2-26
	post LNA: 10...600 MHz G=33dB, NF1.5dB
LO	hp 83640A
Noise Generator	hp 346C (DC...26.5GHz), NoiseCom NC5122 (33...50GHz)
ProbeStation	J MicroTechnology LMS 2709
Punte coplanari:	GGB mod. 50 L GSS. Prestate dal prof. Limiti Uni-TV
Cavi:	WL-Gore intestati 2.4mm, lunghezze varie
Amplificatori di Linea:	HITTITE 122761-1
Triplicatore - Serie composta di:	
	PA Hittite 111665

Isolatore ferrite 9-18 GHz
Triplicatore passivo Spacek Labs mod. Q-3X
Filtro Spacek Labs, LP 51 GHz
Adapter WR22-2.4mm Agilent

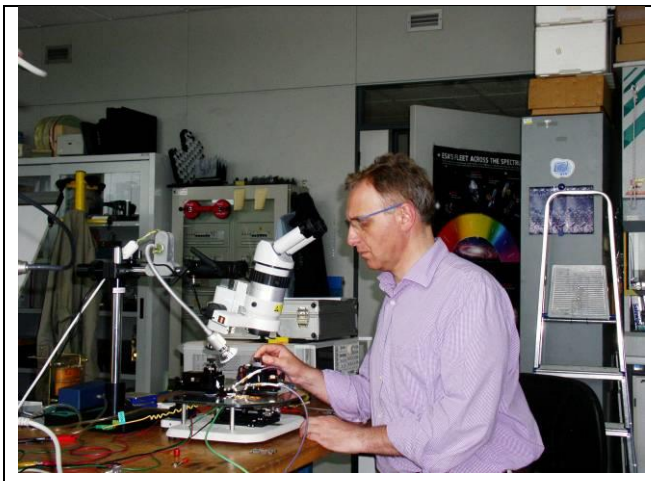


Fig. A1.1 Attività sperimentale con probe station

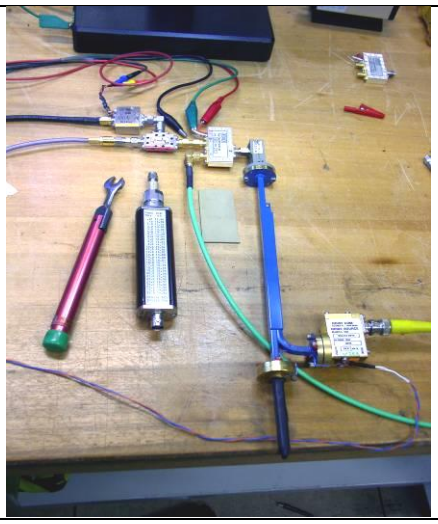


Fig. A1.2 misura NF

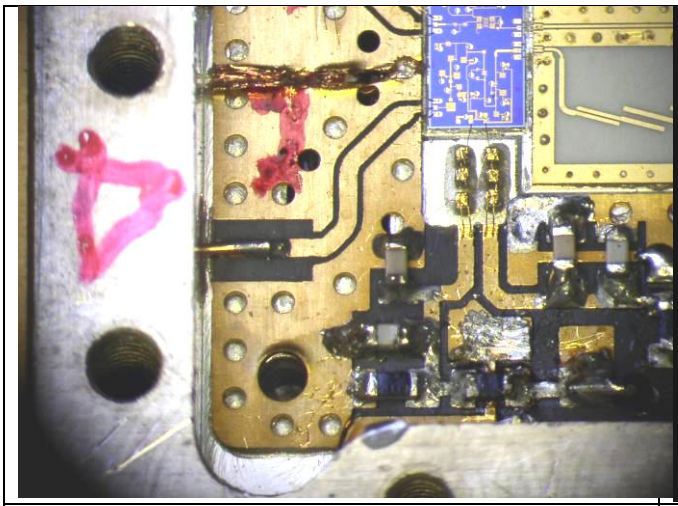


Fig. A1.3 Taglio del PCB per isolare irraggiamenti 4 GHz

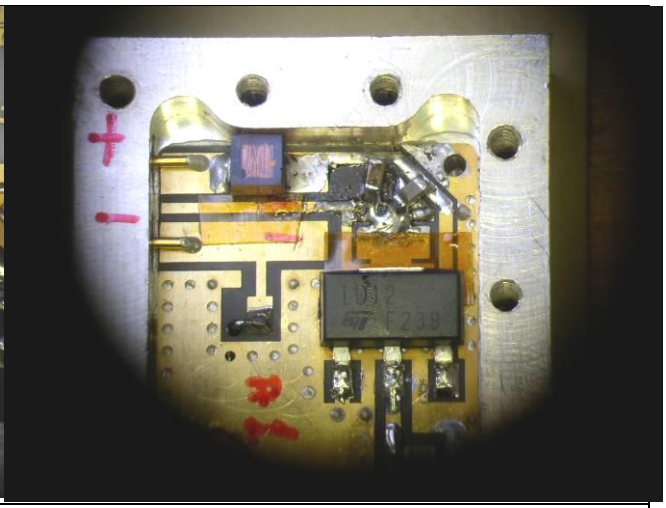


Fig. A1.4 Induttore e capacità prima del regolatore di tensione

APPENDICE 2

Varianti e azioni suggerite sul circuito stampato

Durante l'analisi del circuito e le misure è stata evidenziata la necessità di apportare delle correzioni e aggiunte sul circuito stampato e di correggere errori di montaggio. Schematicamente di seguito si riportano le azioni suggerite.

Condensatori

Attenzione ai valori, molti valori di condensatori in vari punti del circuito sono errati.
E' meglio controllare la versione dello schema fornito a SDS, far pulizia degli schemi vecchi, verificare la fornitura dei condensatori, etichette, scatole ecc. Soprattutto è consigliato misurare con un capacimetro i condensatori prima di installarli.
Il regolatore di tensione (317) richiede una capacità 10 µF a valle ed almeno 0.47µF a monte. Pena auto-oscillazioni in DC a frequenze comprese fra 70 KHz e 1 MHz.

Induttore

Sempre al fine di smorzare le oscillazioni in DC è suggerita l'installazione in serie di una induttanza ATC serie 1008LS da 10 µH.

Resistori Partitore R4/R5 per definire la tensione Vg del moltiplicatore (fig. 3.1)

L'originale valore Vg=-0.1V è funzionale, ma borderline; in queste condizioni la tolleranza è "scarsa". I limiti di funzionalità del moltiplicatore consentono escursioni comprese fra +0.5 e -1.5 senza né guasti né variazioni alla funzionalità come moltiplicatore. Naturalmente la corrente varia di conseguenza, ma varia di pochissimo fra -0.1V e - 0.07V, quindi in tale intervallo la potenza dissipata rimane pressoché invariante.
Il valore Vg= -0.085V appare non troppo distante dall'originale, il funzionamento come moltiplicatore rimane esattamente uguale, il tutto è meno "borderline", quindi più tollerante alle variazioni ambientali e di spread di caratteristiche fra i vari MMIC.
I nuovi valori sono:
Vg= -0.080… -0.090 V
R5: 1 KOhm
R4: 18 Ohm
Coppia alternativa:
R5: 1.2 KOhm
R4: 20 Ohm

Colla

L'uso della epoxy conduttiva per "saldare" i componenti va bene, ma il reworking è possibile in modo sicuro solo se si cambiano tutti i componenti, ivi compresi il PCB. Il reworking del solo MMIC avviene bene ma mette a rischio l'incollaggio dei PCB.
Si suggerisce l'uso di due tipologie di epoxy, una ad alta "cure Temperature" (ad esempio Namics SK60) ed una a più bassa "cure Temperature" (ad esempio Epotek H20E o Namics SK30) per il solo MMIC.

Coperchio

La presenza del coperchio ha un impatto sul valore di conversion gain. Ad alcune frequenze arriva fino a 5 dB ad altre frequenze l'effetto non si vede. La causa è quasi certamente un irraggiamento dovuto al filtro RF e/o le discontinuità dello stesso (saldature, bondature).
E' consigliato incollare un sottile foglio assorbitore sul coperchio almeno in corrispondenza del filtro RF (1cm x 1cm circa).

Taratura cavi nelle misure

Per effettuare misure sufficientemente accurate è necessario applicare le dovute correzioni di ampiezza, come ad esempio

- misurare ogni cavo che si utilizza a tutte le frequenze di utilizzo e tenerne conto. In questi casi è molto comodo creare per ogni cavo una funzione continua, ad esempio polinomiale, del tipo dB=C0*f^0.5+C1*f
- utilizzare sensori la cui incertezza sia <+/-0.5dB (ad esempio power meter) oppure uno Spectrum Analyzer con scala di ampiezza accurata e/o ritarata ad-hoc.

DOCUMENTAZIONE DI RIFERIMENTO

1. Cremonini, Limiti, Orfei “First Conversion Proposal.pdf”, 29/3/2010
2. Jankowski, Limiti “Design of Highly Integrated Mixer and Multiplier Chains for High-Performance Multi-Pixel Cameras.pdf”, 15/9/2010
3. Mariotti, Orfei “Q band block diagram.pdf”, versione 2.2, 15/11/2010
4. MiMeg Group “Q-band Down Converting Modules for Multi Pixel Camera Receivers”, 11/10/2011
5. E. Limiti “Bonded sample.pptx”, 20/3/2012
6. Orfei, Limiti, “Note su misure del bonded sample.doc”, 5-6/4/2012
7. S. Mariotti, “Q-Conv Resoconto dei lavori di ‘problem solving’ eseguiti presso i laboratori INAF-IRA di Bologna”, versioni 22giugno/31agosto/15settembre,