



Rapporti Tecnici INAF INAF Technical Reports

Number	31
Publication Year	2020
Acceptance in OA@INAF	2020-07-15T15:48:01Z
Title	Ricevitore multifeed banda 33-50GHz: stima delle prestazioni stand alone e con il collegamento fibra ottica
Authors	ORFEI, ALESSANDRO; SCALAMBRA, ALESSANDRO; NESTI, Renzo; MARIOTTI, SERGIO
Affiliation of first author	IRA Bologna
Handle	http://hdl.handle.net/20.500.12386/26457 ; http://dx.doi.org/10.20371/INAF/TechRep/31

Data			09/01/2020
Autori	A. Orfei, A. Scalambra, R. Nesti, S. Mariotti	Rev.	02

**RICEVITORE MULTIFEED BANDA 33-50GHz:
STIMA DELLE PRESTAZIONI *stand alone*
E
CON IL COLLEGAMENTO FIBRA OTTICA**

Sommario

<i>INTRODUZIONE</i>	3
<i>1. SCHEMA a BLOCCHI</i>	5
<i>2. FEED SYSTEM (misurato)</i>	7
<i>3. AMPLIFICATORE CRIOGENICO (misurato)</i>	13
<i>4. MODULO DI PRIMA CONVERSIONE (misurato)</i>	15
<i>5. GAP TERMICO (misurato)</i>	19
<i>6. CAVI DI CONNESSIONE AL LINK OTTICO (calcolato)</i>	23
<i>7. LINK FIBRA OTTICA LARGA BANDA, RFoF20 (calcolato)</i>	25
<i>8. PRESTAZIONI COMPLESSIVE</i>	31
<i>9. TEMPERATURA DI RUMORE AI VARI STADI DELLA CATENA RICEVENTE</i>	37
<i>10. INIEZIONE DELLA MARCA DI RUMORE CALIBRATO (calcolato da misure)</i>	39
<i>11. TABELLA DI SPECIFICHE DEL RICEVITORE Q-band</i>	45
<i>12. LINEARITA' E COMPRESSIONE DEL RICEVITORE</i>	47
<i>RIFERIMENTI</i>	50

Acronimi

1IF = Prima conversione di frequenza
 2IF = Seconda conversione di frequenza
 BW = Bandwidth
 CW = Continuous Wave
 CED = Centro Elaborazione Dati
 DBE = Digital Back-End
 ENR = Excess Noise Ratio
 FBCB = Full Band Conversion/Continuum Board/Back-end
 IF = Intermediate Frequency
 IL = Insertion Loss
 LNA = Low Noise Amplifier
 LCP = Polarizzazione circolare left
 MJ = Marker Injector
 NG = Noise generator
 OL = Oscillatore Locale
 OMT = Orthomode transducer
 PON = Piano Operativo Nazionale
 Qconv = prima conversione di frequenza del ricevitore banda Q
 RCP = Polarizzazione circolare right
 RF = Radiofrequenza
 RFI = Radio Frequency Interference
 RFoF20 = Radiofrequency over fiber link a 20 GHz
 SSB = Single Side Band
 TP = Total power
 VNA = Vector Network Analyzer

INTRODUZIONE

Questo documento contiene i calcoli effettuati per valutare le prestazioni dei vari blocchi che compongono il ricevitore Q-band multifeed da montare sul fuoco Gregoriano ($f/D=2.35$) di SRT, così come le sue prestazioni complessive. Viene presentato un calcolo di simulazione considerando anche una ipotesi di link fibra ottica larga banda: questo, insieme alle specifiche del modulo FBCB di seconda conversione e condizionamento di segnale, consente di individuare le specifiche di guadagno, rumore e compressione del link ottico che farebbero al caso nostro.

I calcoli derivano da dati di origine diversa, non essendo ancora stati prodotti e misurati tutti i vari blocchi componenti:

- il *feed system* è completo in 19 esemplari ed è stato caratterizzato con VNA;
- l'*amplificatore criogenico* (LNA) è un prodotto commerciale di cui sono note le prestazioni dal dataheet del costruttore;
- il *modulo di prima conversione* (Qconv o, equivalentemente, 1F) è stato misurato in numero di due prototipi: di esso si considereranno i primi risultati, che dovranno poi essere confermati dalla costruzione di altri prototipi;
- il *link fibra ottica a larga banda* (RFoF20) verrà costruito in forma *custom* per la nostra applicazione e al momento abbiamo dati di link ottici commerciali larga banda non preamplificati. Verrà inserito un preamplificatore adeguato per mascherare l'alto valore di cifra di rumore del prodotto e con dinamica adeguata per osservare il Sole senza bisogno di interporre un attenuatore: naturalmente la dinamica va verificata anche per tutti i moduli della catena ricevente. Non avendo ancora le prestazioni del modulo ottico si è considerato un preamplificatore di nostra scelta che soddisfi i requisiti funzionali.

Lo scopo di questo documento è anche quello di definire i parametri salienti necessari al progetto dello stadio chiamato FBCB (Full Band Conversion/Continuum Board/Back-end) che, come il link ottico, avrà la particolarità di essere comune a tutti i ricevitori alta frequenza di SRT (K-, Q-, W-, 3-band). Da questo punto di vista, il presente lavoro può fare da battistrada alle specifiche degli altri ricevitori diversi dal Q-band, in modo da potersi adeguatamente interfacciare con il FBCB.

I capitoli che seguono sono strutturati come segue: il capitolo 1 mostra lo schema a blocchi del ricevitore Q-band; i capitoli da 2 a 7 mostrano le prestazioni di ogni blocco costituente la catena ricevente fino all'ingresso del FBCB; il capitolo 8 determina le prestazioni complessive del Q-band e, nello stesso tempo, le specifiche del segnale di ingresso al FBCB; il capitolo 9 riassume se e come la temperatura di rumore della catena ricevente venga peggiorata dalla sequenza dei vari stadi; il capitolo 10 fornisce indicazioni sull'andamento del valore di marca di rumore iniettata; il capitolo 11 riassume in forma di tabella le prestazioni del ricevitore e, infine, il capitolo 12 fa il punto del problema della compressione quando si vada a osservare il Sole.

1. SCHEMA a BLOCCHI

In fig. 1.1 viene mostrato lo schema a blocchi del ricevitore Q-band, ove la parte di Feed System (horn, iniettore di marca, polarizzatore e omt) insieme con LNA verranno raffreddati a 20K, mentre la prima conversione (Qconv) sarà dentro il criostato ma in parte calda.

La presenza di gap termici ha lo scopo di mantenere isolati termicamente il mondo a 20K con quello a 300K senza interrompere la continuità elettrica.

Fino all'uscita del blocco Qconv tutte le connessioni sono in guida d'onda, dopodiché un cavo coassiale ad elevate prestazioni (deve trattare un segnale fino a 18GHz) collega l'uscita del ricevitore vero e proprio, montato sul tamburo in fuoco Gregoriano, al relativo link ottico per inviare il segnale alla sala CED del telescopio dove è collocato il modulo FBCB [1].

Come si nota dalla fig. 1.1, il ricevitore ha due uscite, costituite dalla polarizzazione sinistra e destra (LCP e RCP). L'insieme dei 38 link ottici, come già detto in comune a tutti i ricevitori alta frequenza di SRT (K-, Q-, W-, 3-band), verrà localizzato nelle vicinanze per mantenere più corti possibile i cavi coassiali menzionati.

Pur non facendo tecnicamente parte del ricevitore, il link ottico va considerato nella catena perché le prestazioni complessive dipendono anche da come viene progettato e, appunto, tali simulazioni vogliono individuare anche le sue caratteristiche al fine di farle corrispondere adeguatamente alle specifiche del ricevitore. L'insieme della catena ricevente deve soddisfare le seguenti necessità,

1. il più basso rumore possibile
2. alta dinamica per poter osservare dalle tipiche e flebili sorgenti radioastronomiche fino al Sole, che in questa banda di frequenza mostra temperature di circa 9000 K con Sole quieto
3. bassa crosspolarizzazione
4. disponibilità di tutta la banda cielo, da 33 a 50 GHz, da digitalizzare
5. possibilità di misura della polarizzazione lineare delle sorgenti, di qui la scelta di produrre LCP e RCP
6. separazione in cielo dei 19 beam quanto più piccola possibile

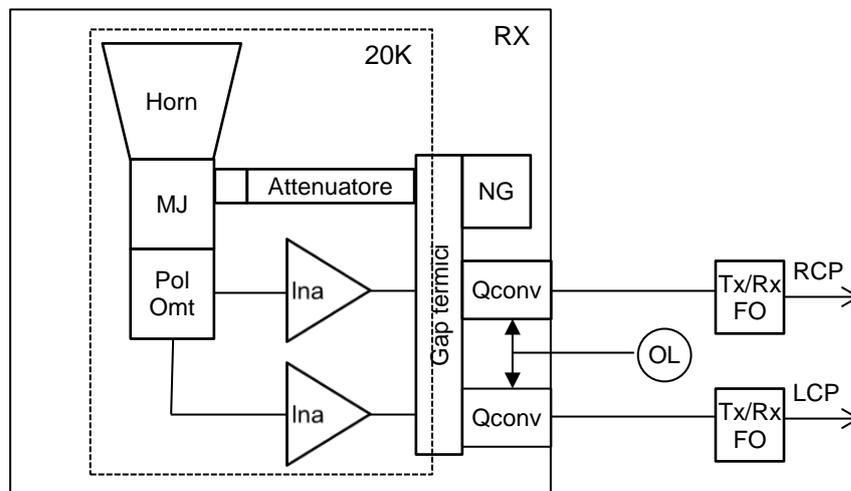


Fig. 1.1 Q-band: schema a blocchi

Verranno costruite 19 di queste catene, nominalmente identiche, e ognuna delle coppie di uscita verrà collegata a una scheda FBCB, fig. 1.2. Quest'ultima opererà la duplice funzione principale di rivelare *full stokes* la banda, pressochè completa, del ricevitore e di instradare coi livelli appropriati le sottobande non rivelate a back-end digitali di varia natura. Per una descrizione delle caratteristiche del FBCB si veda [1].

A rigore, prima di essere connessi ai link ottici, ogni uscita del Q-band, così come quella degli altri ricevitori alta frequenza, passerà da una matrice di commutatori [1]. Al momento però si può affermare che da tutti i punti di vista che interessano questo rapporto tale interposizione può essere considerata ininfluyente e quindi non verrà considerata nelle simulazioni.



Fig. 1.2 I 19 ricevitori connessi ad altrettante schede del FCB

2. FEED SYSTEM (misurato)

In fig. 2.1 è mostrata l'immagine dei 19 sistemi passivi progettati, costruiti e misurati. I feed sono posti direttamente sul fuoco Gregoriano di SRT, senza ottica di re-imaging, e progettati per ottimizzare il rapporto G/T_{sys} , (con G guadagno di antenna e T_{sys} temperatura di sistema comprendente il rumore del ricevitore, dello spillover, ecc.). Sia l'horn che l'omt sono stati costruiti in alluminio con tecnica *platelet*, cioè affidandosi a una sovrapposizione di lamine o anelli (45 per l'horn, 9 per l'omt) mantenute a stretto contatto meccanico ed elettrico tramite apposite viti e flange. Questa tecnica permette una riduzione dei costi. Mentre l'omt, di tipo *turnstile junction*, sagomato per avere cammini equifase tra le polarizzazioni, ha un diametro di 45mm. Il diametro alla bocca dell'horn è di 44mm. L'iniettore di marca verrà introdotto al capitolo 10. Il polarizzatore è stato ottenuto con un progetto originale che sfrutta la teoria di Pancharatnam (un metodo di sintesi usato in ottica) per ottenere un dispositivo con prestazioni senza precedenti [2] in termini di crosspolarizzazione. Il progetto dei vari moduli costituenti il feed system è congegnato in modo tale che lo sviluppo lineare del susseguirsi dei quattro dispositivi passivi, insieme con i due attivi, LNA e Qconv, sia dimensionalmente contenuto entro l'ombra della bocca dell'horn, al fine di evitare interferenza meccanica tra i 19 ricevitori appaiati.



Fig. 2.1 Le 19 catene passive costituite da horn, iniettore di marca, polarizzatore, omt

Sono state effettuate estese misure di questo insieme, sia di illuminazione che di parametri S della catena che va dall'iniettore di marca alle due uscite del omt.

Le misure di *illuminazione* hanno caratterizzato tutti i 19 horn su quattro piani in copolare e due in crosspolare alle frequenze di 33, 37.25, 41.5, 45.75, 49, 50 GHz. Per i dettagli si rimanda al corposo rapporto [3], qui se ne evidenzia la ripetibilità nelle figure 2.2a,b,c che mostrano i diagrammi copolare dei 19 horn a 33, 41.5 e 50 GHz

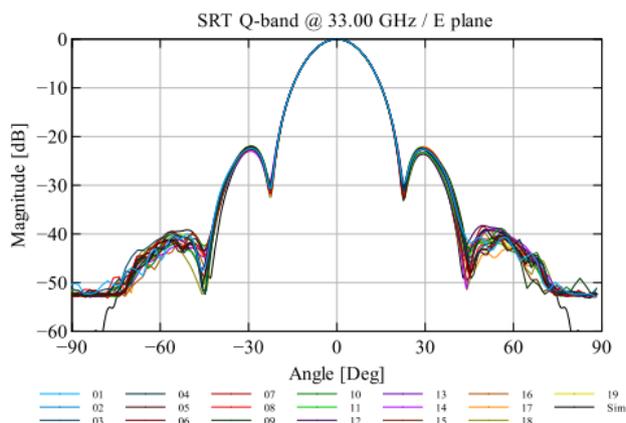


Fig. 2.2a E-plane 33GHz, 19 horn

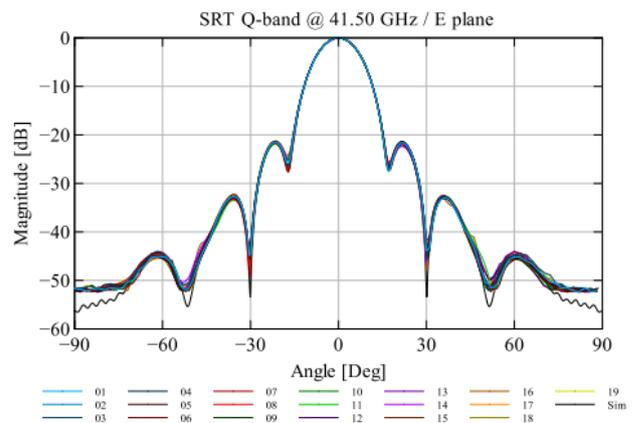


Fig. 2.2b E-plane 41.5GHz, 19 horn

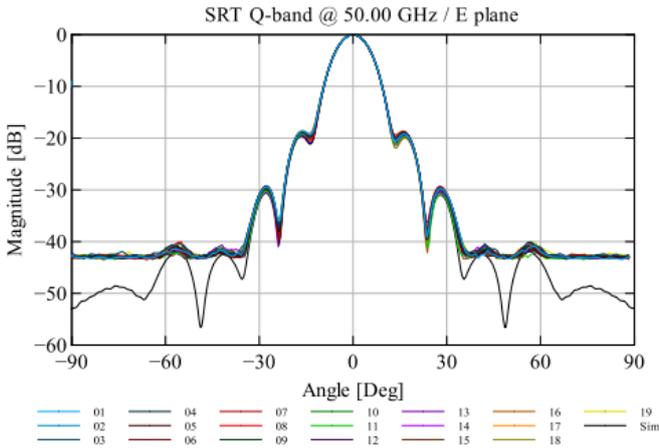


Fig. 2.2c E-plane 50GHz, 19 horn

I piani H non vengono riportati perché identici a questi. Analogamente, le figure 2.3a,b,c indicano le crosspolari a 45° dei 19 dispositivi.

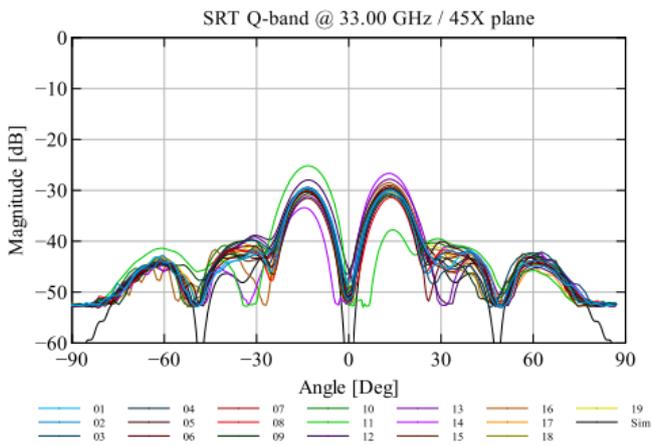


Fig. 2.3a 45°-plane 33GHz, 19 horn

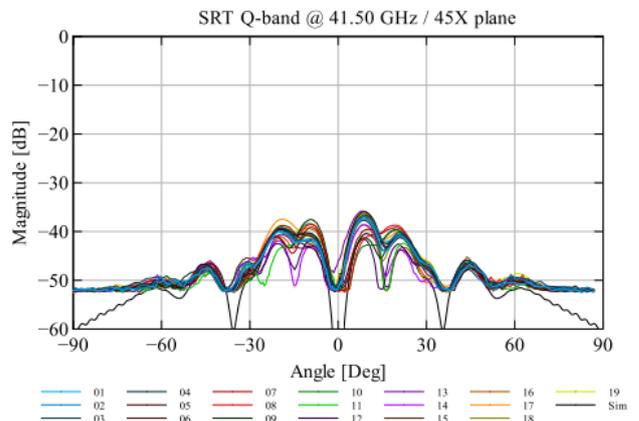


Fig. 2.3b 45°-plane 41.5GHz, 19 horn

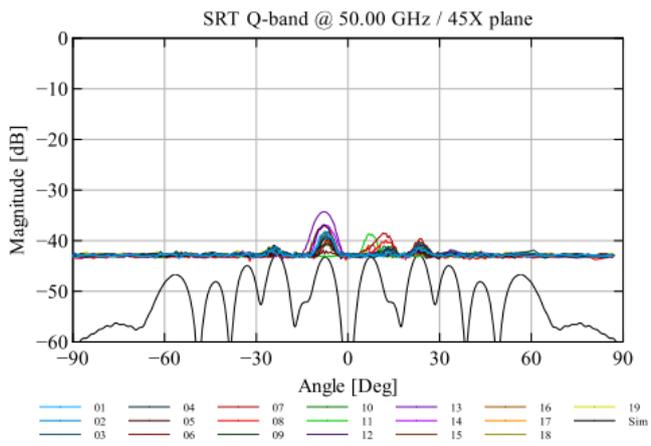


Fig. 2.3c 45°-plane 50GHz, 19 horn

In fig. 2.4 è mostrata una interpolazione sulla misura di S_{21} , che dà una indicazione dell'insertion loss, eseguita su uno dei 19 horn costruiti. La misura è stata fatta con la tecnica del corto circuito alla bocca del feed.

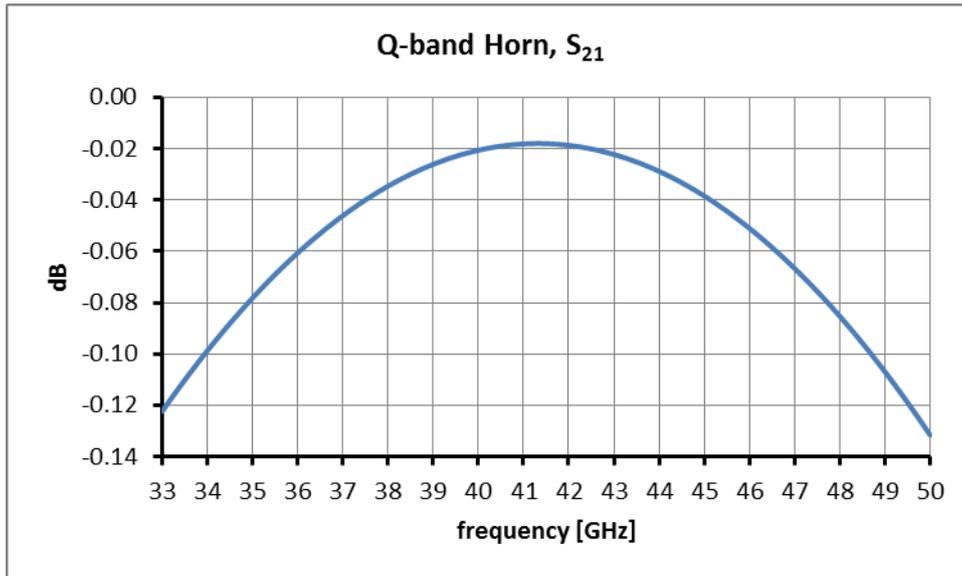


Fig. 2.4 Insertion loss interpolato sulla misura di uno dei 19 horn

In fig. 2.5 sono mostrate le *perdite di inserzione* delle 19 catene dalla porta d'ingresso del marker injector (MJ) all'uscita omt, misurate a temperatura ambiente (300 K). La polarizzazione LCP, che per come è orientato il polarizzatore coincide con l'uscita X del OMT, è sostanzialmente simile alla RCP. Il valore di perdita cambia con la frequenza, ma rimane inferiore a 0.82 dB nell'intervallo 33-50GHz. Sul solo omt, per ragioni di calcolo, viene considerata una interpolazione su ogni curva effettiva di misura. L'andamento reale della perdita dei 19 omt è del tipo riportato in fig. 2.6 in cui si nota che per il particolare setup di misura adottato, che prevede l'utilizzo di un corto costituito da un piatto metallico alla porta comune delle due polarizzazioni che crea una cavità risonante nei due percorsi a singola polarizzazione, c'è un innesco di modi spuri che fanno, localmente, aumentare la perdita in coincidenza con le frequenze di risonanza associate alle cavità: buona parte di questi effetti vengono sostanzialmente eliminati in condizioni operative, rimuovendo il corto, con la catena completa di feed system.

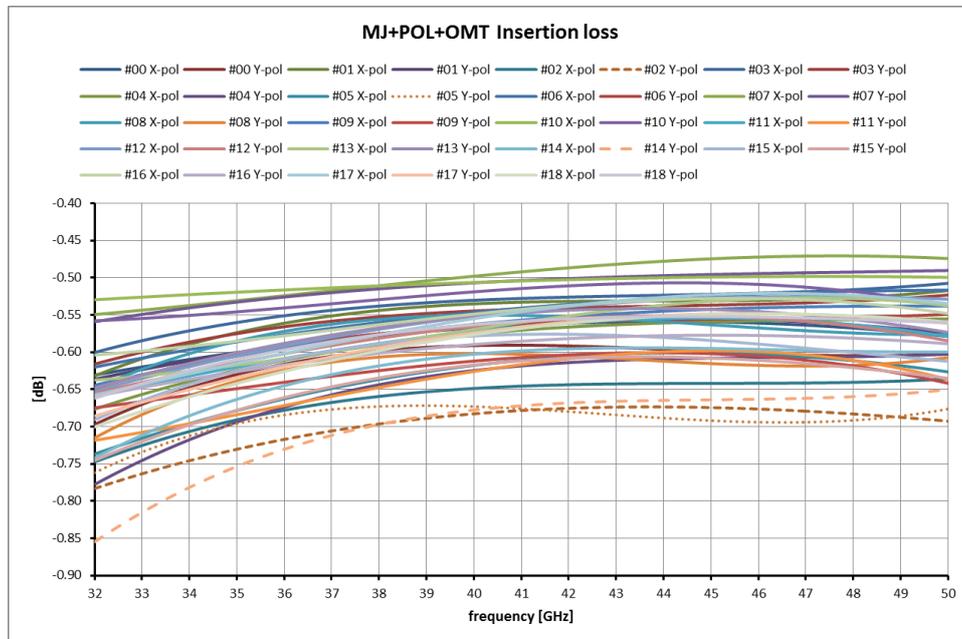


Fig. 2.5 Insertion loss interpolato dei 19 feed system dal MJ al OMT

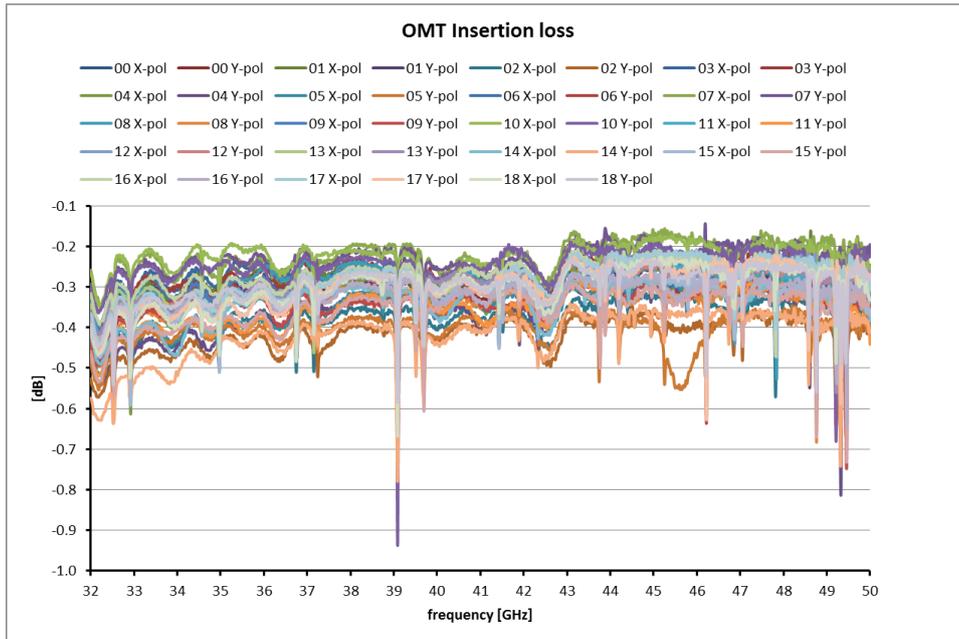


Fig. 2.6 Insertion loss misurato dei 19 OMT

La fig. 2.7 riporta i risultati di misura del *phase unbalance* sui 19 polarizzatori, che è la causa principale del valore di *crosspolarizzazione* sull'asse di illuminazione. In frequenza lo scarto massimo è $+2^{\circ}/-5^{\circ}$, il che corrisponde a un valore peggiore di *crosspolarizzazione*, a 33GHz, pari a -27dB , cioè un D-term uguale a 4.4%. A centro banda questi valori migliorano a -32dB e 2.6% rispettivamente.

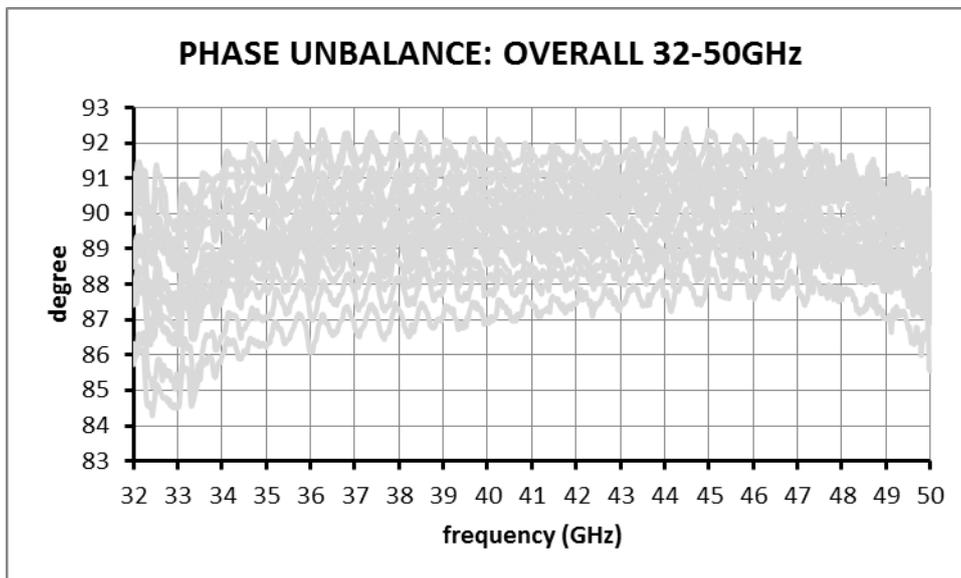


Fig. 2.7 Phase unbalance dei 19 polarizzatori

Il valore di S_{11} misurato alle porte di uscita del omt su tutti i feed system è migliore di -20dB su tutta la banda, a parte un lieve peggioramento alla frequenza iniziale di 33GHz. Un esempio campione di tutta la catena è riportato in fig. 2.8, tutti gli altri diciotto feed system mostrano il medesimo andamento.

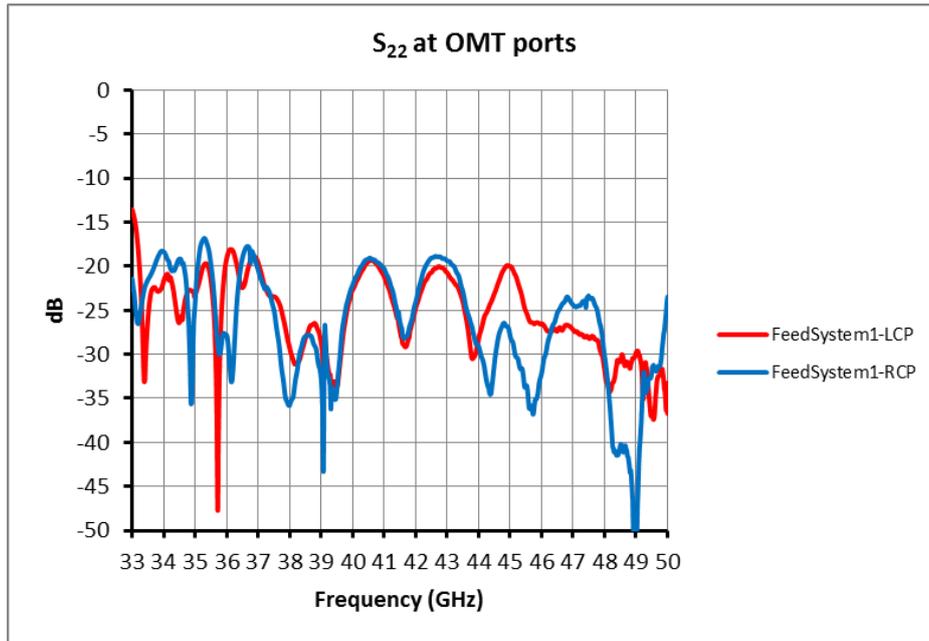


Fig. 2.8 S_{11} del feed system completo alle porte rettangolari del OMT

Da ultimo, per scopi pratici, può essere utile riportare come cambia la posizione del centro di fase dell'horn in funzione della frequenza, fig. 2.9. I valori in millimetri sono valutati rispetto alla bocca dell'horn. Un montaggio in antenna che faccia coincidere il fuoco secondario con il centro di fase alla frequenza di 45GHz permette di avere una escursione simmetrica di ± 6 mm. Pur essendo la variazione mostrata non compensabile, la perdita di efficienza d'antenna ad essa dovuta è sostanzialmente nulla in un montaggio in fuoco secondario. In fig. 2.10 sono riportate le prestazioni di rilevanza del feed system passivo non raffreddato. Il raffreddamento criogenico da 300 a 20K smorzereà di quindici volte il rumore introdotto dalla attenuazione del feed system.

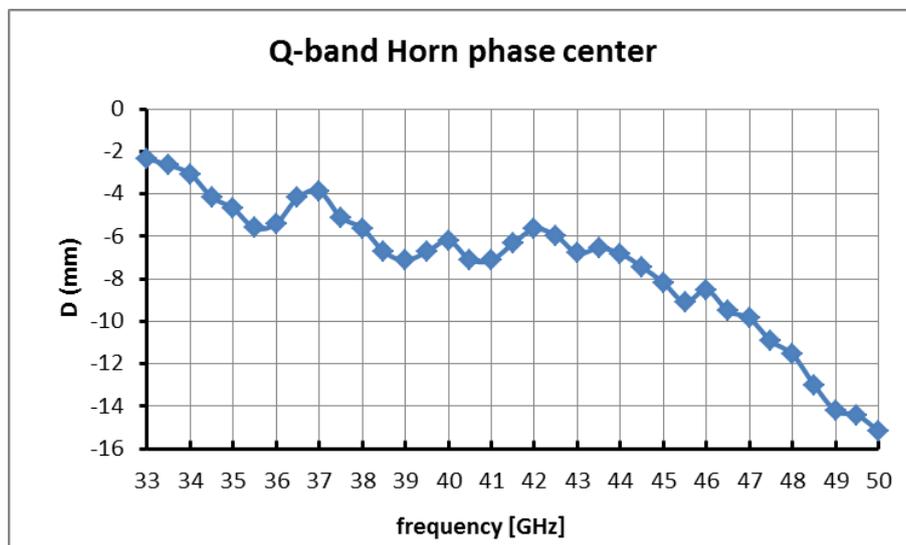


Fig. 2.9 Variazione del centro di fase dell'horn

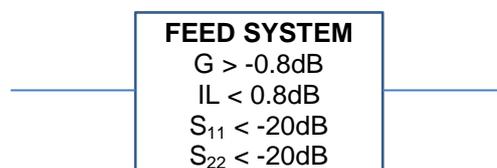


Fig. 2.10 Principali prestazioni del modulo Feed System

In riferimento alla fig. 1.1, nella figura 2.11a ed b sono infine mostrati l'interno del criostato e come apparirà esternamente,

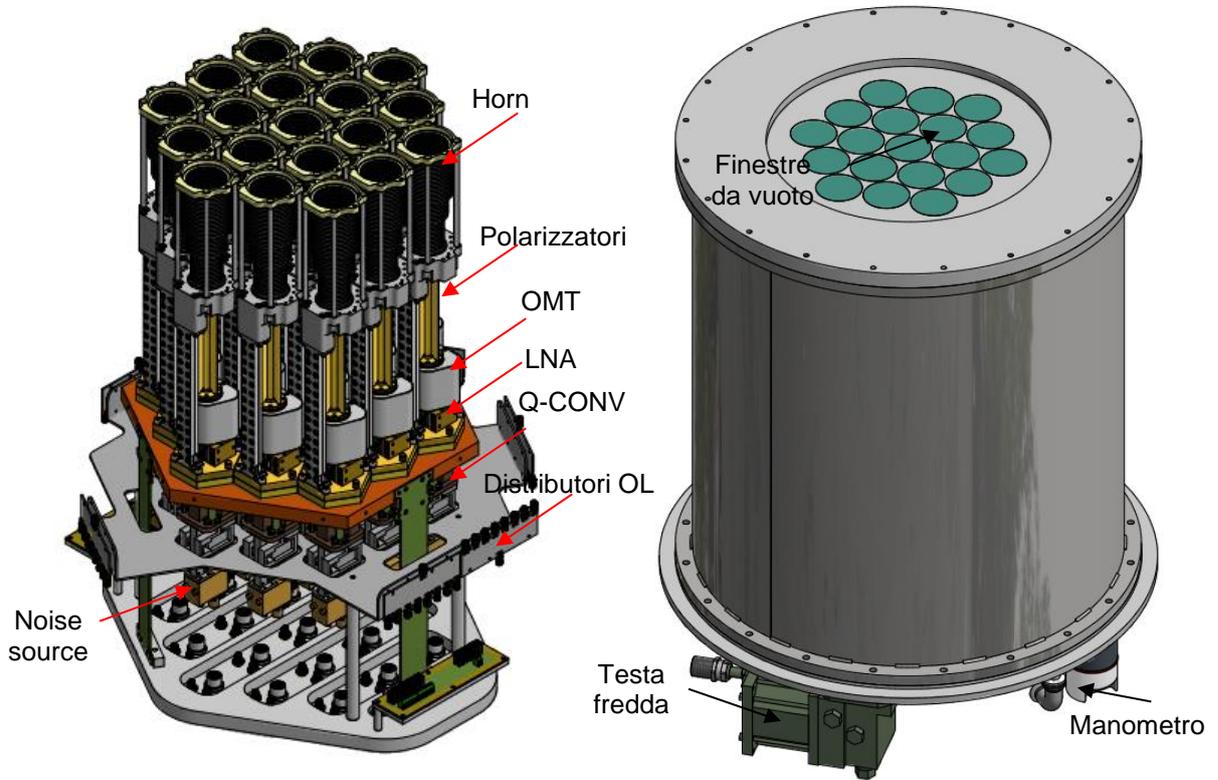


Fig. 2.11a Interno del criostato

Fig. 2.11b Criostato completo

3. AMPLIFICATORE CRIOGENICO (misurato)

L'amplificatore criogenico candidato per questo ricevitore è il modello LNF-LNC28-52WB. Una serie di misure su otto di essi è mostrata in fig. 3.1, ove il costruttore riporta guadagno e rumore degli amplificatori raffreddati a 5K. Le prestazioni a 20K sono le medesime.

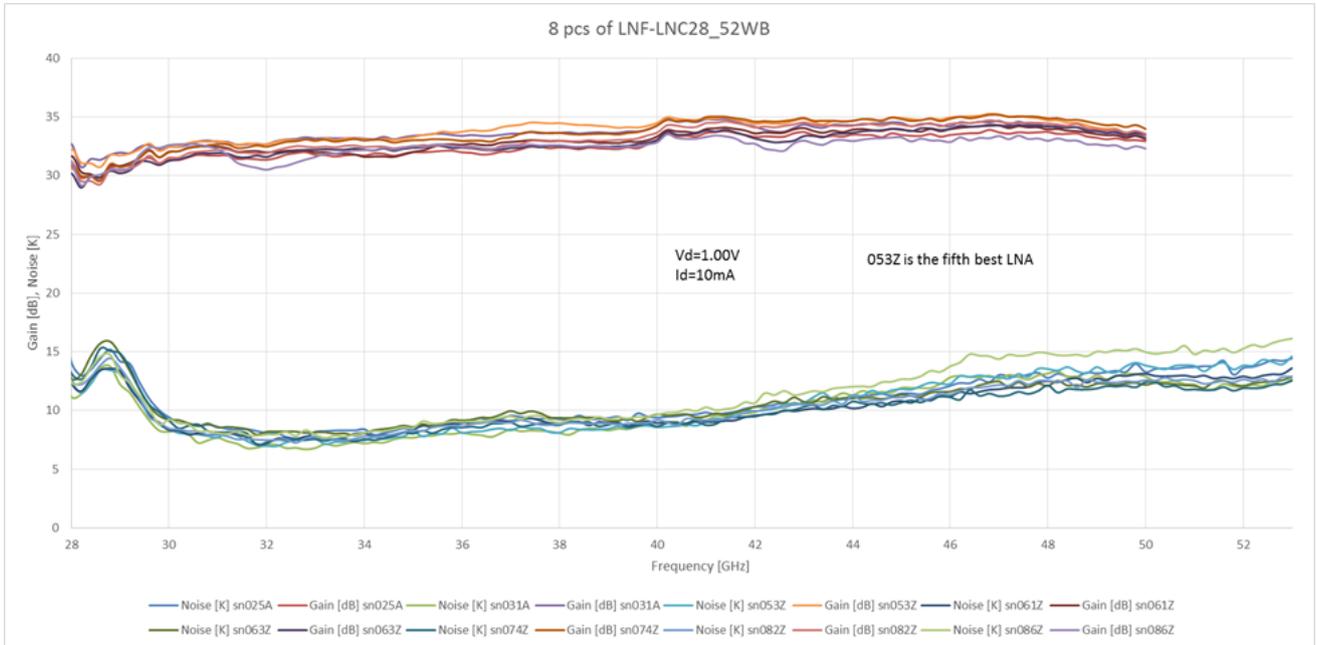


Fig. 3.1 Otto amplificatori Q-band misurati dal costruttore

Da questi dati è possibile estrarre una curva utilizzabile per le simulazioni, sia in termini di guadagno che di temperatura di rumore, fig. 3.2

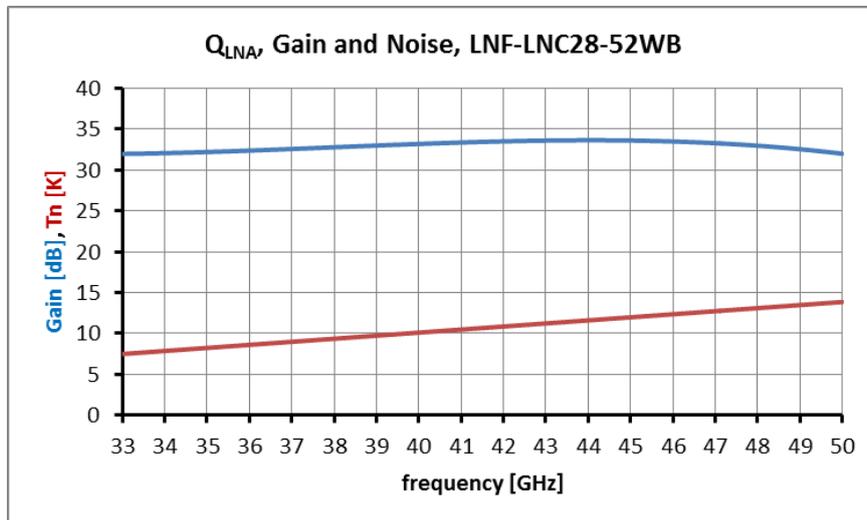


Fig. 3.2 Gain e Noise del LNA criogenico

Per questo amplificatore, il cui consumo è veramente marginale, solo 10mW, il costruttore riporta un valore P_{o1dB} , cioè il valore di **punto di compressione in uscita**, pari a -10dBm, costante a tutte le frequenze. Questo valore è consistente con misure da noi effettuate in casa su un campione di LNA fornitoci dal costruttore [4]. I valori di return loss ingresso/uscita sono riportati in fig. 3.3,

Una particolarità positiva di questo amplificatore è che necessita di solo tre fili per la polarizzazione in continua dei vari stadi amplificatori, evidentemente provvedendo al suo interno una rete di partizione che incanala i corretti valori di corrente di drain e tensione di gate a ognuno di essi. Se, come accade di solito per la generalità degli amplificatori usati in questo campo, la polarizzazione per ogni stadio dovesse essere fornita

dall'esterno (9 fili per amplificatore, nell'ipotesi esso sia costituito di quattro stadi) si dovrebbero instradare nel criostato $38 \times 9 = 342$ fili del diametro di 0.16mm. In questo caso invece ne basta un terzo.

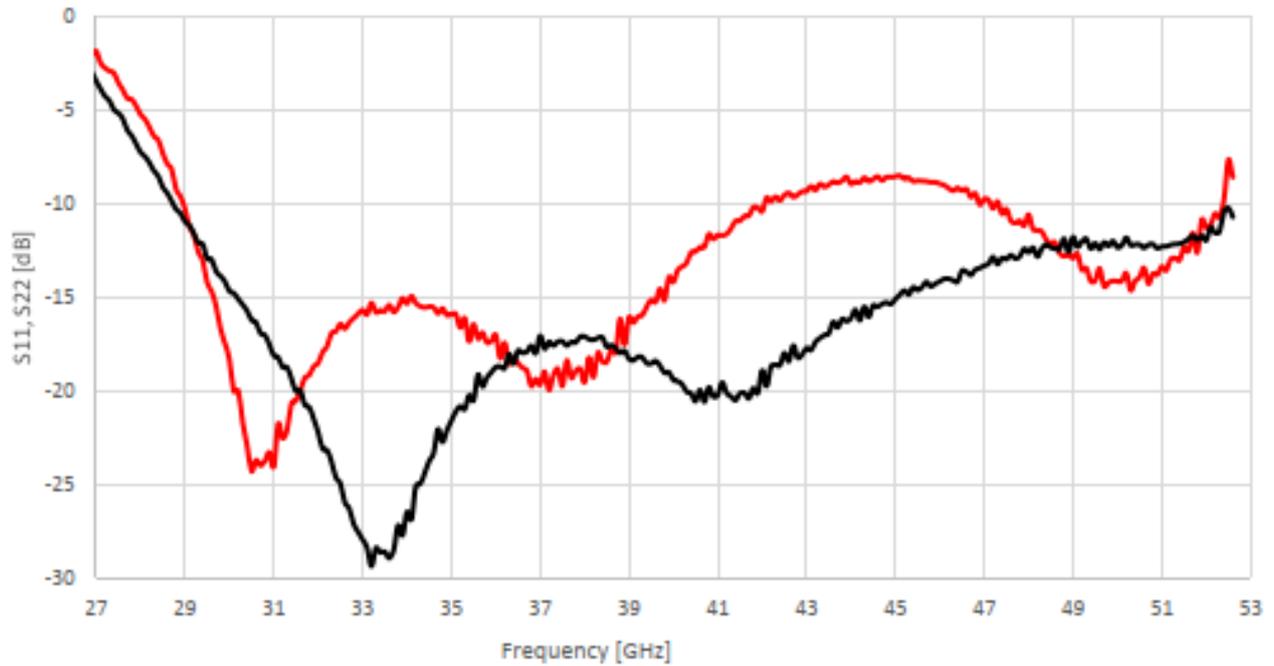


Fig. 3.3 S_{11} (rosso) e S_{22} (nero) del LNA criogenico

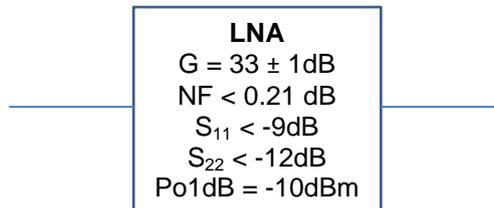


Fig. 3.4 Principali prestazioni del modulo Low Noise Amplifier raffreddato a 20K

4. MODULO DI PRIMA CONVERSIONE (misurato)

Il modulo di prima conversione (cosiddetto Qconv) [5] utilizza chip e circuiti MMIC commerciali, mentre le parti planari e meccaniche sono state progettate in casa. La sua prima, obbligata, fondamentale specifica è quella di essere di piccole dimensioni. Dentro il criostato infatti, assieme ai 38 LNA a cui è collegato, ci sono altrettanti moduli Qconv. Nell'immagine di fig. 4.1 si mostra il primo prototipo. L'ingresso è in guida d'onda e l'uscita in coassiale; si nota anche, di fianco al coassiale d'uscita, il coassiale per l'ingresso del segnale OL.

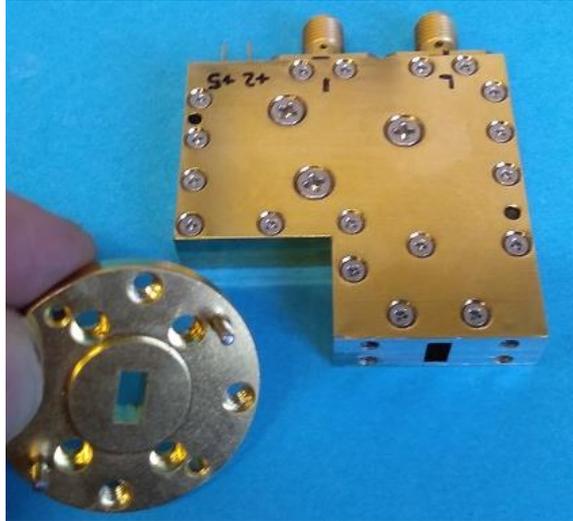


Fig. 4.1 Scatola Qconv. La flangia circolare in guida WR22 è per confronto delle dimensioni

In fig. 4.2 è riportato lo schema a blocchi del modulo di prima conversione,

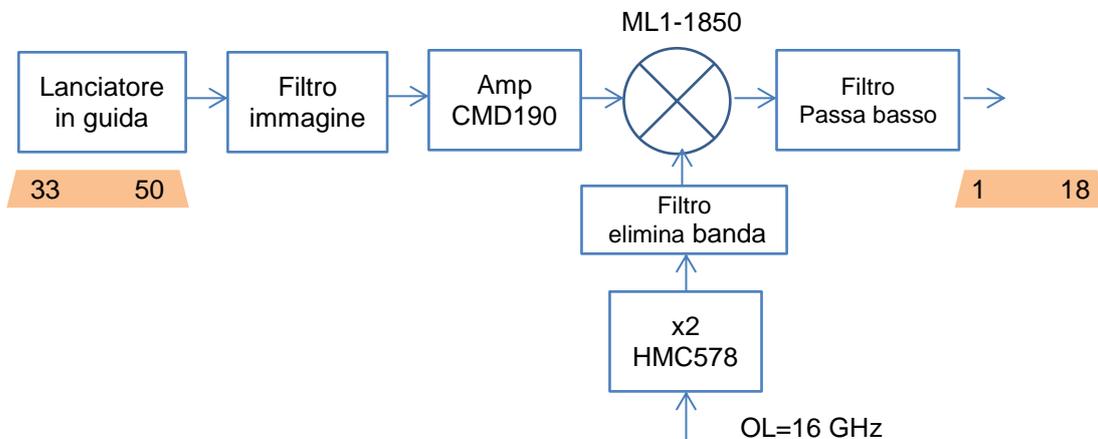


Fig. 4.2 Schema a blocchi modulo Qconv (11F)

La fig. 4.3 mostra il guadagno del modulo e la sua cifra di rumore. Si fanno notare due aspetti, il primo è che il guadagno differenziale in banda (di seguito "disequalizzazione") presenta una pendenza di ben 9 dB, a cui inevitabilmente si aggiungerà quello degli stadi successivi, cioè il cavo e il link ottico. Tutti disequalizzeranno le alte frequenze rispetto alle basse e tale variazione si ripercuoterà nelle sottobande che il modulo FBCB deve creare. Per recuperare la disequalizzazione, di questo come degli altri ricevitori, il FBCB sarà dotato, in ingresso, di un opportuno stadio equalizzatore. Il secondo aspetto riguarda la presenza di un picco di rumore in centro banda, nell'intervallo 41-43 GHz: la causa di ciò è stata individuata nell'aumento di attenuazione della sezione probe-filtro immagine compreso nell'intervallo 41-42GHz, fig. 4.4 marker 3. L'effetto della presenza di questo picco di rumore verrà affrontato ai cap. 7 e 8; dal punto di vista pratico i tempi del progetto PON non consentono purtroppo di andare a fondo del problema per trovare una possibile soluzione, tuttavia diciamo fin d'ora che il picco di rumore non pregiudica le prestazioni del ricevitore nel suo complesso se non un piccolo avvallamento di 2dB sulla traccia della sottobanda n°4 della FBCB.

In fig. 4.5 viene mostrato l'andamento del punto di compressione in uscita relativo al secondo prototipo, denominato SN2. La figura 4.6 riporta la misura del guadagno anche fuori banda, il che consente di valutare i valori di reiezione d'immagine: a $f=31\text{GHz}$, prima frequenza dell'immagine, la reiezione è circa 38dB. La figura 4.7 mostra i valori S_{11} e S_{22} e la 4.8 riassume le prestazioni principali del Qconv.

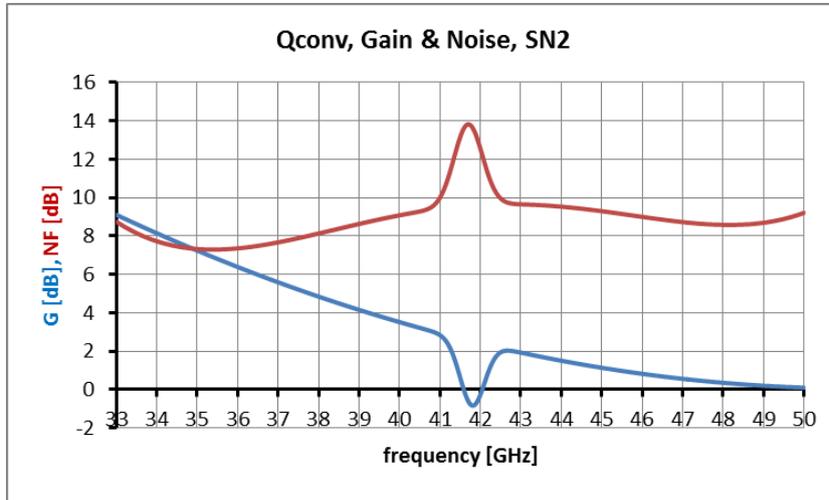


Fig. 4.3 Guadagno e cifra di rumore del Qconv

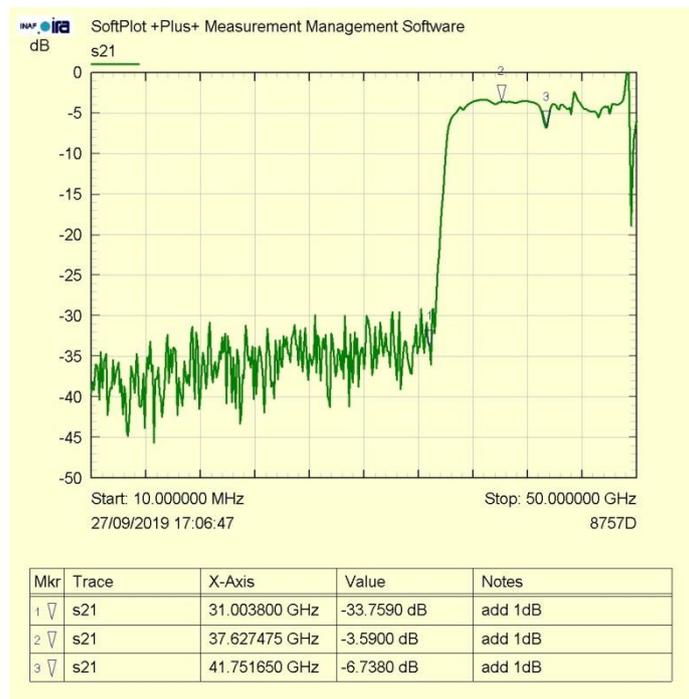


Fig. 4.4 Guadagno del filtro immagine. Le risonanze che si vedono dai 45 GHz in poi sono dovute a risonanze dovute ai connettori K del setup di misura.

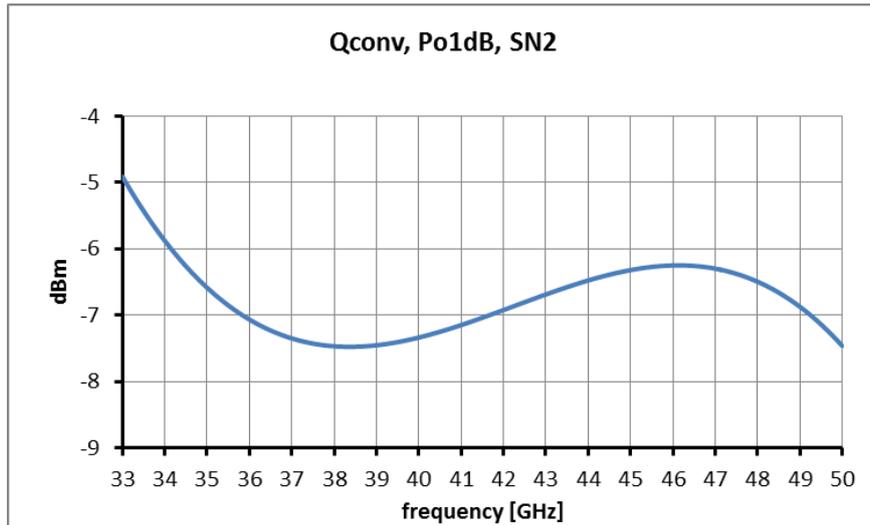


Fig. 4.5 Po1dB del Qconv

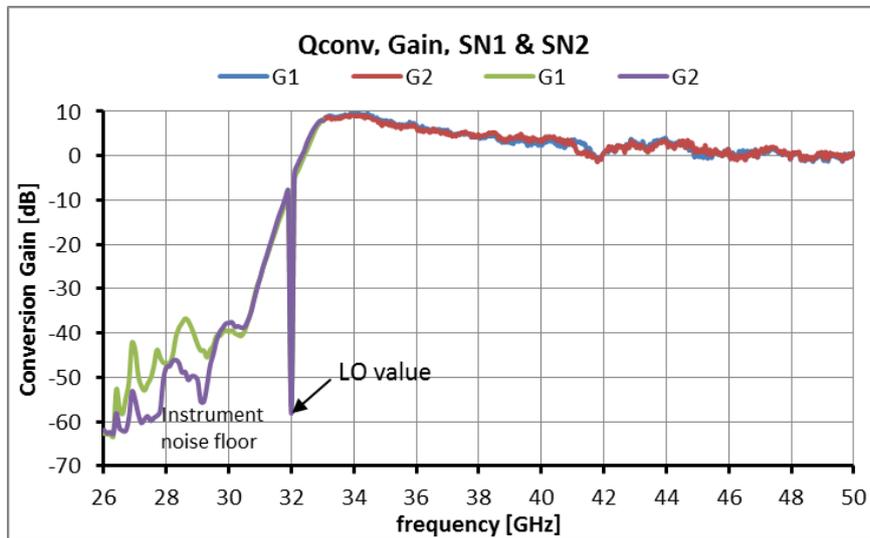


Fig. 4.6 Reiezione di immagine del Qconv in due prototipi SN1 e SN2



Fig. 4.7 S_{22} (a sinistra) e S_{11} (a destra) del Qconv

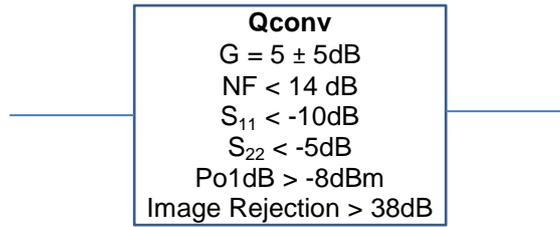


Fig. 4.8 Principali prestazioni del modulo di prima conversione di frequenza

5. GAP TERMICO (misurato)

Come accennato nel capitolo 1 le uscite degli LNA e quella del generatore di rumore vanno connesse rispettivamente ai Qconv e all'attenuatore del circuito di marca di rumore (blocco NG). Questi tre blocchi sono a temperatura ambiente dentro il criostato, mentre gli LNA e l'attenuatore sono raffreddati. Da un lato, quindi, occorre un collegamento che non porti calore dentro la zona fredda da parte di quella calda, dall'altro occorre mantenere la continuità elettrica al fine di far procedere il segnale verso gli stadi caldi del ricevitore.

Essendo le connessioni tutte in guida d'onda (quella del LNA con quella del Qconv, quella del NG con quella dell'attenuatore) è prassi sfruttare questa situazione per interporre un blocco meccanico tra le due guide rettangolari che devono essere collegate; questo blocco è a sua volta costituito, nella sua parte funzionale, da guide d'onda passanti che vengono *avvicinate* alla guida fredda, ma *non poste a contatto fisico*. Ciò consente all'onda elettromagnetica di proseguire il suo percorso attraversando la successione di mezzi trasmissivi metallo/aria/metallo evitando nello stesso tempo il contatto termico (fisico) tra due superfici poste a temperature molto diverse. Affinché un *gap termico* abbia successo occorre che mostri,

- i. un ottimo adattamento d'impedenza
- ii. un valore di perdita di inserzione la più bassa possibile
- iii. una sensibilità ai disallineamenti tra le guide affacciate (piano x,y) sufficientemente bassa da rendere fattibile il montaggio del sistema
- iv. un valore di crosstalk di un gap termico sugli altri due presenti nel blocchetto più basso possibile
- v. una conducibilità termica residua (per irraggiamento) più bassa possibile

La fig. 5.1 mostra tre diverse possibili realizzazioni di gap termico: a guide lisce, a guide con choke e con quadrati. Tutte hanno in comune la posizione delle tre guide rettangolari: le due allineate in basso sono le connessioni LNA-Qconv, quella in alto provvede alla connessione NG-attenuatore. Ognuna di queste è stata caratterizzata su banco per evidenziarne le prestazioni, i), ii), iii), iv) nella banda di lavoro 33-50 GHz in funzione della dimensione del gap (direzione z) e del disallineamento (direzione y). Valori delle dimensioni gestibili nella pratica sono dell'ordine del decimo di millimetro e dunque gli intervalli di variazione per z ed y saranno di questo ordine di grandezza.



Fig. 5.1 Tre tipi di gap termico: a guide lisce, a guide con choke, a guide con quadrati

Il banco di misura, fig. 5.2, è costituito da un blocchetto con guide lisce (etichettato con 1) che rimane fisso, da micro-posizionatori per spostare nelle direzioni assiali z,y il blocchetto sotto test (questi ultimi etichettati con i

numeri 2, 3 e 4) e dall'attrezzatura per iniettare e rivelare il segnale che passa attraverso i due blocchetti affiancati.



Fig. 5.2 Setup di misura dei tre tipi di gap termico

Nelle figure che seguono, 5.3, 5.4 e 5.5, sono mostrati i risultati delle misure sui tre tipi di blocchetti per un gap di 0.4mm nei due casi di allineamento e per disallineamento pari a 0.2mm.

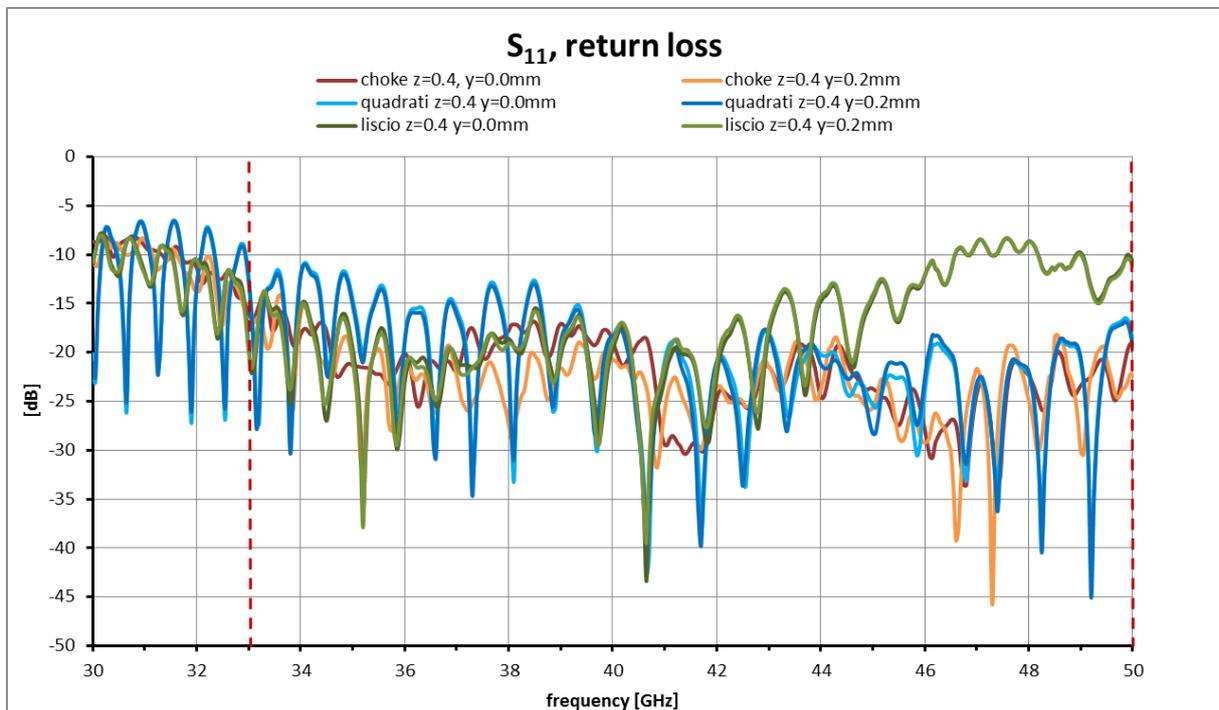


Fig. 5.3 Return loss dei tre tipi di gap termico

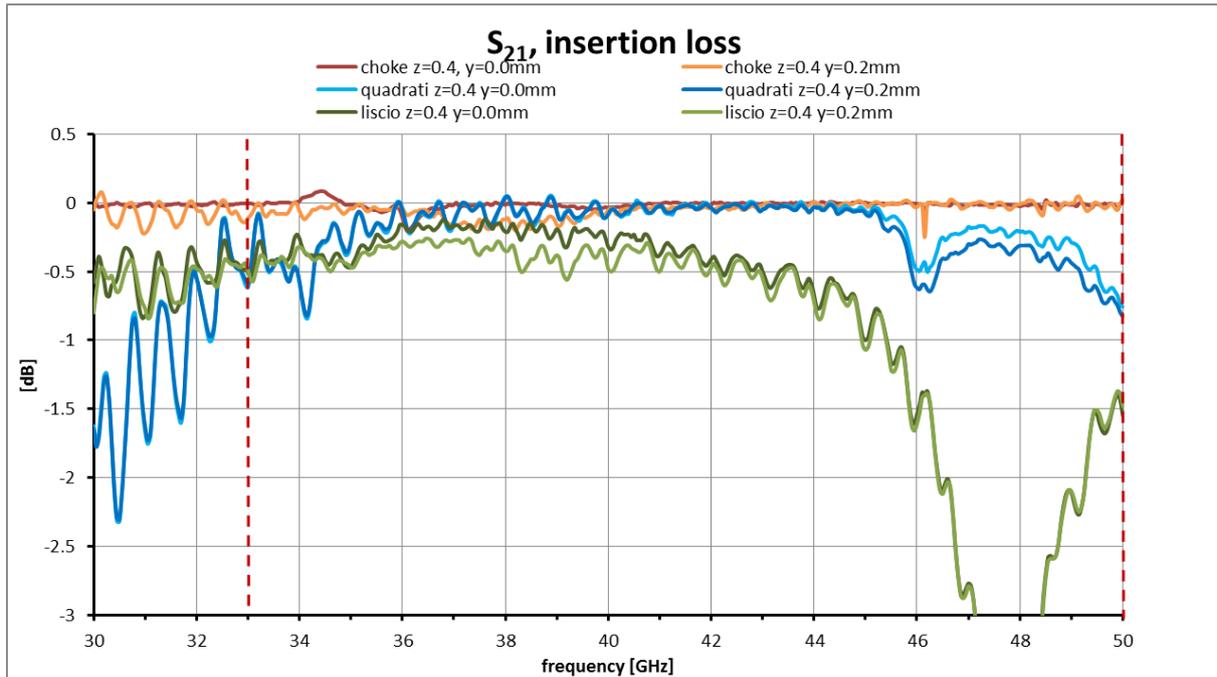


Fig. 5.4 Insertion loss dei tre tipi di gap termico

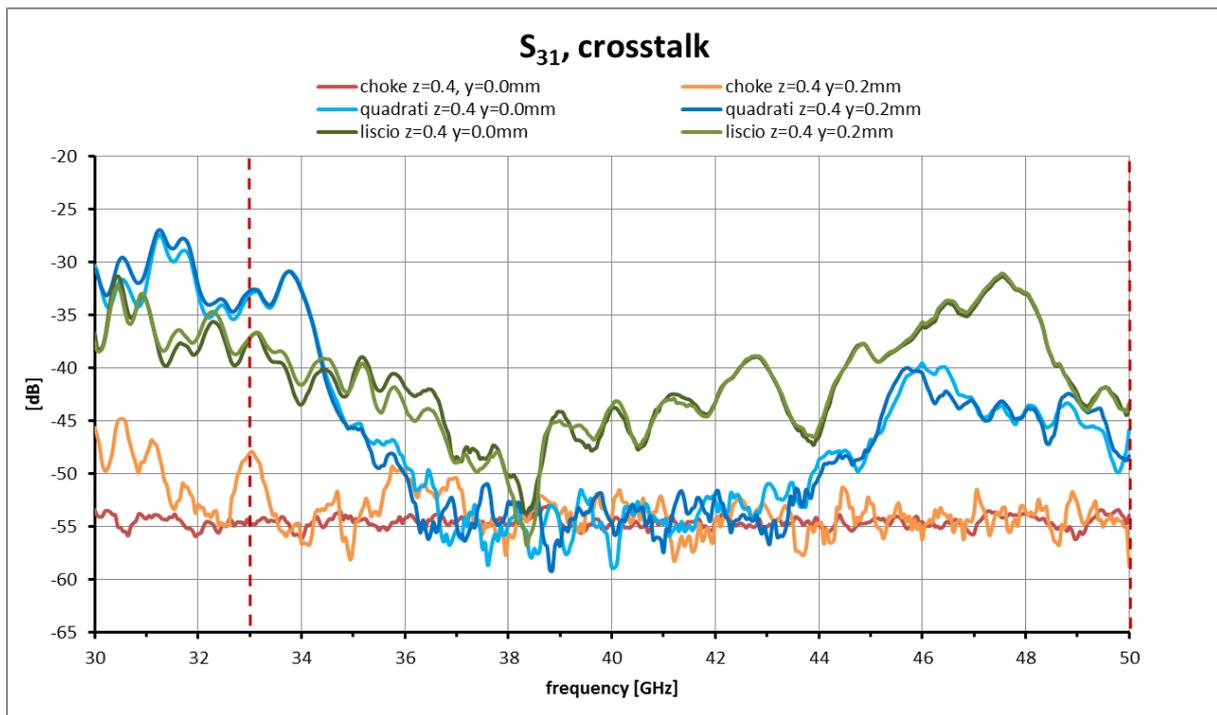


Fig. 5.5 Crosstalk nei tre tipi di gap termico

E' evidente da questi risultati come la configurazione più performante sia quella a choke e che un gap, fattibile in pratica, di 0.4mm permetta di soddisfare tutti e quattro i requisiti anzidetti fornendo accettabili risultati sul crosstalk con un disallineamento dello stesso ordine di grandezza del gap. Per la scelta con choke si ottiene un valore di return loss < -15 dB nella banda di interesse (33-50 GHz), un valore medio di insertion loss pari a 0.013 dB e un crosstalk < -53 dB.

La prestazione di basso trasferimento termico fra le guide d'onda calde e quelle fredde viene realizzata riducendo il più possibile le superfici affiancate e riducendo il valore di emissività termica. Cio' si ottiene provvedendo una finitura superficiale lucida. L'uso della lega di alluminio appare una buona scelta sia per

facilità di lavorazione sia per la possibilità offerta di venire lucidato superficialmente. In tal modo, il valore di emissività rimane contenuto ad un valore considerato sufficientemente basso, $\epsilon < 0.05$. Si tenga presente che il miglior valore ottenibile (da letteratura) è $\epsilon = 0.025$.

6. CAVI DI CONNESSIONE AL LINK OTTICO (calcolato)

Nel progetto originale del multifeed banda Q il modulo FBCB nasceva per essere integrato nello stesso rack del ricevitore. A seguito del finanziamento PON si è rivelata necessaria la progettazione del sistema di interconnessione ai back-end, presenti all'estremo remoto rispetto all'antenna, di tutti i ricevitori futuri. La valutazione delle varie opzioni disponibili ha portato alla decisione di condividere il modulo FBCB tra tutti i ricevitori alta frequenza collocati in fuoco gregoriano dell'antenna SRT. L'invio delle uscite 1IF (fig. 1.1) al CED, distante 600m dall'antenna, è demandato a 38 link ottici i cui relativi ricevitori avranno le uscite collegate agli ingressi del FBCB.

In fuoco gregoriano i moduli ottici saranno preceduti da un'opportuna matrice di commutazione che indirizzerà verso l'FBCB il ricevitore voluto. Ne consegue che ogni ricevitore alta frequenza, dovendo condividere con gli altri tale matrice, verrà collegato ad essa con cavi coassiali [6, fig. 7.1] che, per forza di cose saranno,

- più lunghi di quanto sarebbero stati senza questo sistema di commutazione condiviso
- con un segnale di frequenza max da trasportare di alto valore, 18GHz

Per dettagli sulle possibilità di scelta di cavi vari adatti allo scopo si rimanda al documento [6]. Per lo scopo di questo capitolo interessa solo riportare le prestazioni di attenuazione di un possibile cavo utilizzabile, il Sucoflex 229 della Huber-Suhner. Di seguito viene quindi riportata l'attenuazione di 4 metri connettorizzati di questo tipo di cavo, stimando essere questa la lunghezza necessaria per collegare le uscite 1IF del ricevitore alla matrice di commutazione (fig. 6.1). La disequalizzazione aggiuntiva in banda è di 3.2dB.

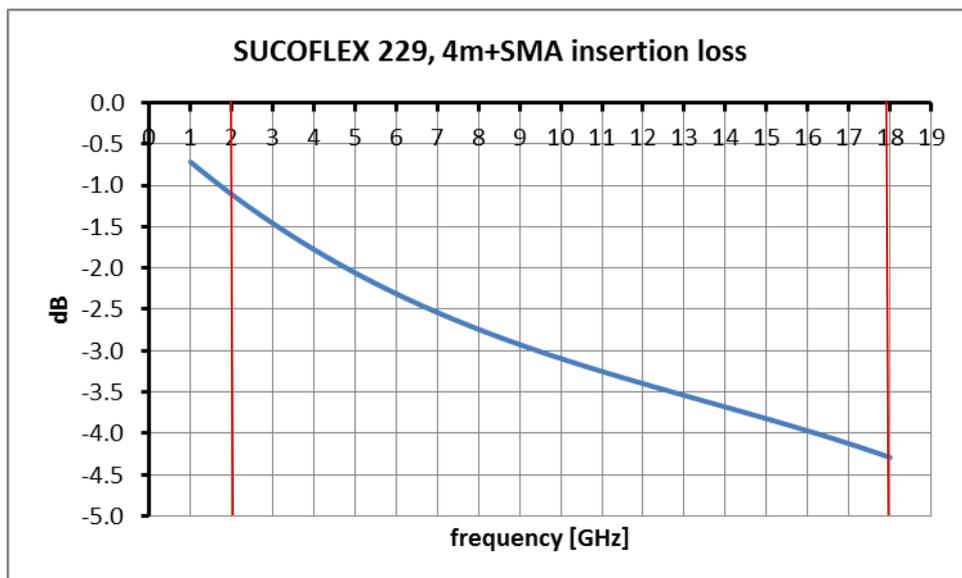


Fig. 6.1 Attenuazione di 4m connettorizzati SMA del cavo Sucoflex 229.
Le righe rosse indicano la banda di interesse

Per quel che riguarda invece la perdita dello switch che il segnale deve attraversare dopo questo cavo essa è pari a 0.5dB, valore che verrà trascurato nei calcoli che seguiranno.

7. LINK FIBRA OTTICA LARGA BANDA, RFoF20 (calcolato)

In questo capitolo verrà descritta la tipologia del link ottico scelto per trasferire le uscite dei ricevitori alta frequenza ai DBE posizionati nel centro calcolo della camera schermata, circa 600m distante dall'antenna. Per dettagli sui risultati dello studio di sistema che ha portato alla scelta proposta ci si riferisca a [6], qui si daranno indicazioni sui parametri di interesse del link a larga banda per ciò che concerne l'obiettivo del presente rapporto, cioè dare valutazioni sulle prestazioni della catena ricevente del multifeed banda Q per SRT.

Il link ottico a larga banda è caratterizzato da un sistema di modulazione del laser in cui il segnale elettrico a radiofrequenza non va a modulare la corrente di polarizzazione del diodo, configurazione a cui siamo abituati nei link 2GHz correntemente installati sui radiotelescopi italiani, bensì modula l'indice di rifrazione di un dispositivo al niobato di litio che ha al suo ingresso la radiazione a 1550nm emessa dal laser. La variazione dell'indice di rifrazione consente la modulazione, a questo punto indiretta, della radiofrequenza sulla luce emessa dal laser.

Le due caratteristiche positive fondamentali di questo tipo di trasmettitore ottico utili per la nostra applicazione sono,

- a) cifra di rumore ben inferiore a quella dei link a modulazione diretta (20-25dB in confronto a 35-40dB)
- b) banda RF molto più larga dei link a modulazione diretta (20GHz in confronto a 2 o 4GHz)

Pur essendo un miglioramento di oltre un ordine di grandezza, la cifra di rumore risulta ancora di valore alto nel contesto della catena ricevente e dunque il link ottico ha bisogno di un preamplificatore al suo ingresso. La scelta dell'amplificatore è delicata perché, per la posizione in cui è collocato nella catena ricevente, deve mostrare almeno quattro caratteristiche importanti per il progetto complessivo di catena,

1. banda di lavoro almeno 1-18GHz
2. guadagno adeguato fino ad almeno 18GHz per mascherare il rumore del link ottico
3. cifra di rumore che non peggiori il rumore accumulato dagli stadi precedenti
4. punto di compressione adeguato quando il ricevitore avrà al suo ingresso il segnale dal Sole (ed eventuali RFI ad alta frequenza)

Un link ottico preamplificato con tutte le prestazioni elencate che faccia al caso nostro non esiste attualmente sul mercato. E' altrettanto vero però che, dal nostro punto di vista, è necessario cercare di scoprire se le specifiche cercate possano essere raggiunte con componenti commerciali facilmente reperibili. A tale scopo allora, al fine di fissare, da un lato, dei numeri utili alla simulazione e dall'altro di stilare ragionevoli prestazioni del link ottico a noi conveniente, si è considerato inizialmente un modello presente sul mercato lavorando poi sulle prestazioni trovate. Il link in questione, della ditta APIC Co. (si veda l'indagine di mercato in [6] al capitolo 4), usa come trasmettitore il modello BBATX20 e come ricevitore il modello ARX: documentazione varia che si è riusciti a reperire ha fornito la possibilità di stilare i due grafici riportati in fig. 7.1, la cifra di rumore, e in fig. 7.2, il guadagno, che si riferiscono a un link non preamplificato (da qui la dicitura nei titoli dei grafici "w/o preAMP").

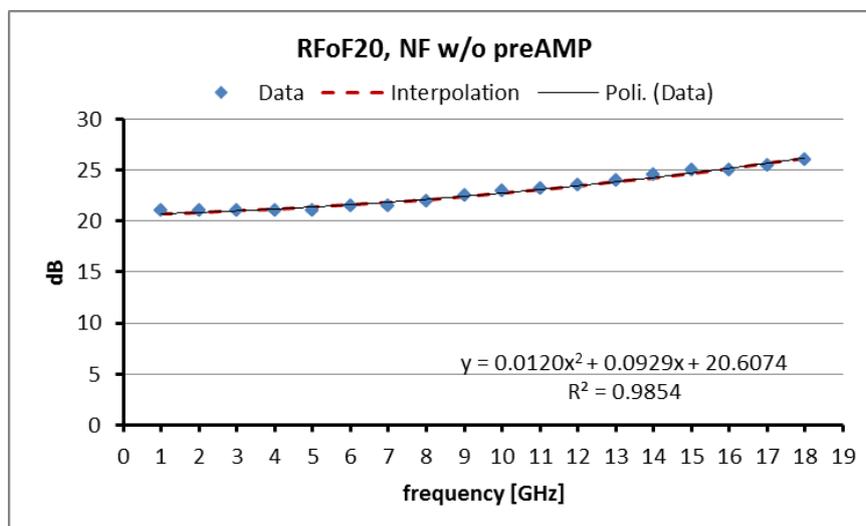


Fig. 7.1 Andamento di NF(f) del link ottico senza preamplificatore, modello BBATX20+ARX

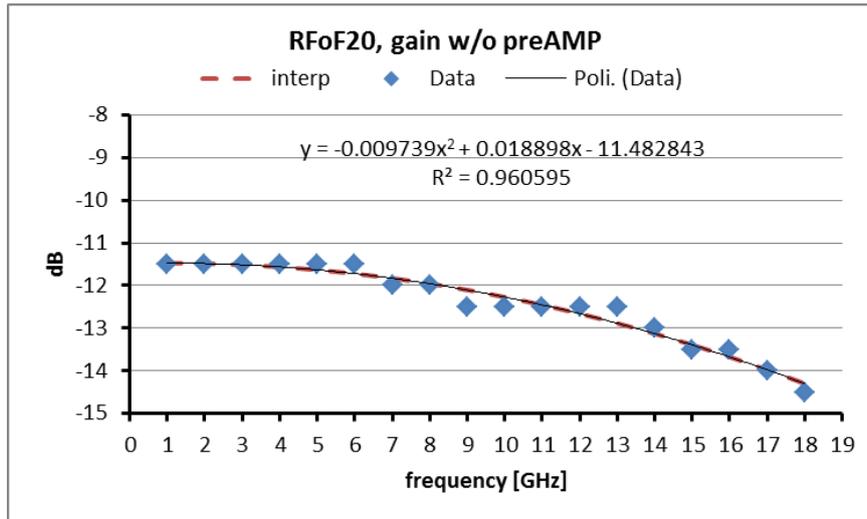


Fig. 7.2 Andamento di G(f) del link ottico senza preamplificatore, modello BBATX20+ARX

Per quanto riguarda la prestazione in termini di punto di compressione in uscita il datasheet dell'insieme BBATX20+ARX indica un valore minimo di 10dBm, valutato però alla sola frequenza di 10GHz; non essendo disponibile un andamento in tutta la banda si manterrà questo valore costante in frequenza confidando sul fatto che la variazione sia minima, affermazione questa parzialmente confortata dal grafico di OIP3 relativo a un altro modello della stessa ditta, che mostra appunto poca variazione.

Il preamplificatore è stato "costruito" ponendo in cascata due modelli di amplificatore diversi, il HMC8401 come primo stadio e il HMC5805A come secondo, entrambi della ditta Hittite. La fig. 7.3 riporta il guadagno, la cifra di rumore e il punto di compressione del preamplificatore così costruito.

Da qui in avanti, nei grafici che verranno presentati, oltre alla banda di lavoro indicata in precedenza è messa in evidenza con barre verticali in verde anche la 2-18GHz che è quella su cui in realtà opererà il modulo FBCB.

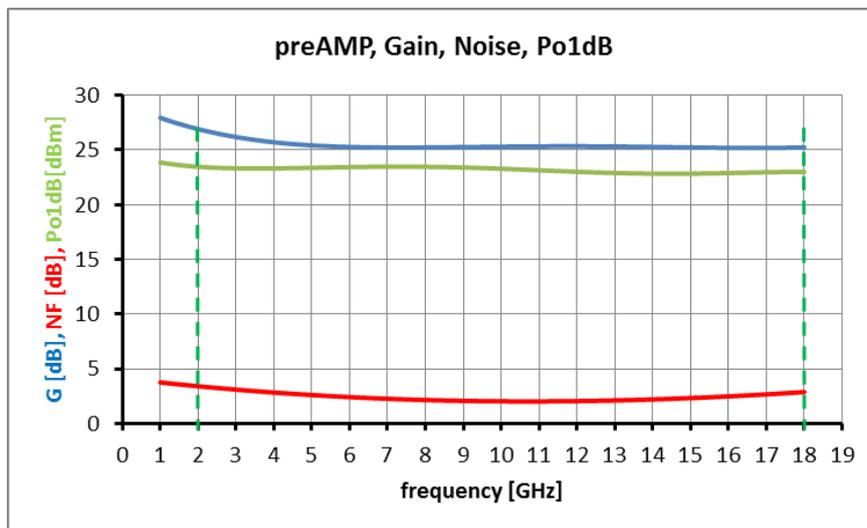


Fig. 7.3 G(f), NF(f) e Po1dB(f) per il preamplificatore Hittite del link ottico

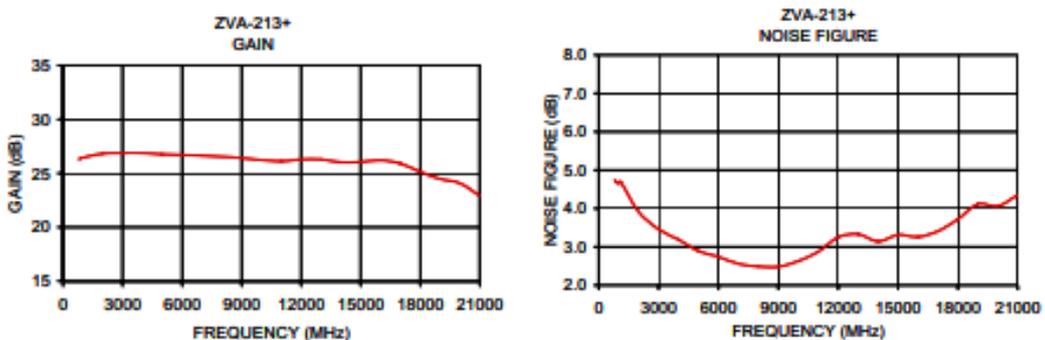
Questa soluzione con guadagno complessivo di circa 25dB presenta cifra di rumore e piatezza in banda ottimi, l'aspetto negativo è di natura pratica: necessita di particolari competenze nella costruzione di circuiti stampati e l'utilizzo di collegamenti a "bondare"; non è detto che i costruttori di link ottici le possano avere o possano cimentarsi in uno sviluppo di questo genere. Si segnala tuttavia che in commercio esistono più costruttori che possono fornire amplificatori connettorizzati SMA di prestazioni che si collocano nell'intorno di questa soluzione ideale; al solo fine di fornire un'idea in merito, nella tabella 7.1 è riportata una serie di preamplificatori della *Minicircuits*.

Se si confrontano i numeri di fig. 7.3, che porgono $G = 25\text{dB}$; $NF < 5\text{dB}$; $Po1\text{dB} = 23\text{dBm}$, con questa tabella si vede che i modelli ZVA-183-S+, ZVA-183X-S+, ZVA-213-S+, ZVA-213X-S+, corrispondono perfettamente. Si potrebbero prendere in considerazione anche i modelli ZVA-183W-S+ e ZVA-183WX-S+, ma questi con *Case Style* tipo CP1755 sono troppo ingombranti perché richiedono una ventola di raffreddamento, benché i modelli candidati abbiano bisogno del dissipatore di calore. Troppo guadagno, infine, mostrano i modelli rimanenti.

Model Number	f min (MHz)	f max (MHz)	Gain (dB) Typ.	NF (dB) Typ.	P1dB (dBm) Typ.	OIP3 (dBm) Typ.	Input ret. loss (dB) Typ.	Output ret. loss (dB) Typ.	Voltage (V)	Current (mA)	Case Style	Connector Type	Option
ZVA-183-S+	700	18000	26	3	24	33	-16	-19	12	400	AV1280	SMA	Heat Sink
ZVA-183G-S+	500	18000	38	3	25	36	-10	-9	15	770	CP1755	SMA	Heat Sink
ZVA-183W-S+	100	18000	28	3	26	34.5	-18	-13	15	625	CP1755	SMA	Heat Sink
ZVA-183X-S+	700	18000	26	3	24	33	-16	-19	12	400	AV1280	SMA	-
ZVA-183GX-S+	500	18000	38	3	25	36	-10	-9	15	770	CP1755	SMA	-
ZVA-183WX-S+	100	18000	28	3	26	34.5	-18	-13	15	625	CP1755	SMA	-
ZVA-213-S+	800	21000	26	3	24	33	-16	-19	12	400	AV1280	SMA	Heat Sink
ZVA-213X-S+	800	21000	26	3	24	33	-16	-19	12	400	AV1280	SMA	-

Tab. 7.1 Lista di possibili preamplificatori *Minicircuits* per il link RFoF20

Una scelta oculata ha comunque bisogno di andare a verificare non solo i valori tipici, ma le curve di risposta in frequenza, come quelle raffigurate in fig. 7.4 relative al modello ZVA-213X-S+,



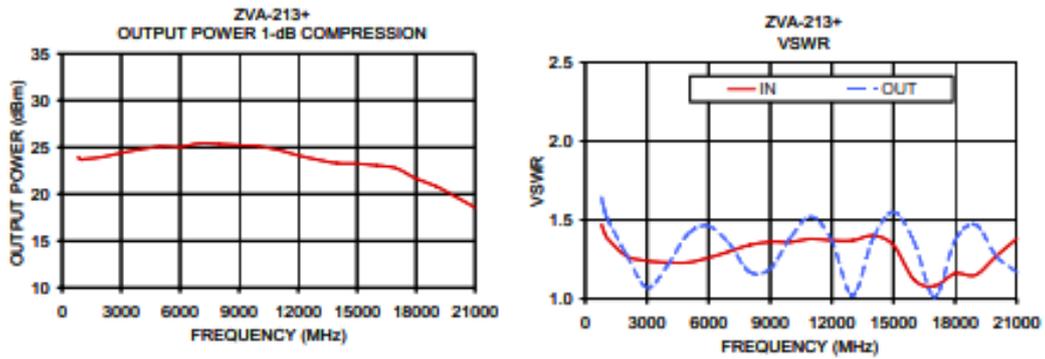


Fig. 7.4 Prestazioni in banda di un preamplificatore Minicircuits connettorizzato

Se anche la disequalizzazione in banda dell'amplificatore scelto non fosse ottimale, la FCB con l'equalizzatore montato e la suddivisione in 8 sottobande è progettata per sopperire a tale mancanza.

Con le figure 7.1, 7.2 e 7.3 è dunque possibile delineare la prestazione complessiva di un link ottico RFoF20 potenzialmente adeguato alle nostre esigenze. Il link ottico di per sé, senza preamplificatore, aggiunge quasi 4 dB di disequalizzazione.

Le prestazioni complessive del link ottico RFoF20 sono mostrate in fig. 7.5 e 7.6. L'aggiunta del preamplificatore porta la disequalizzazione in banda a 4.5 dB.

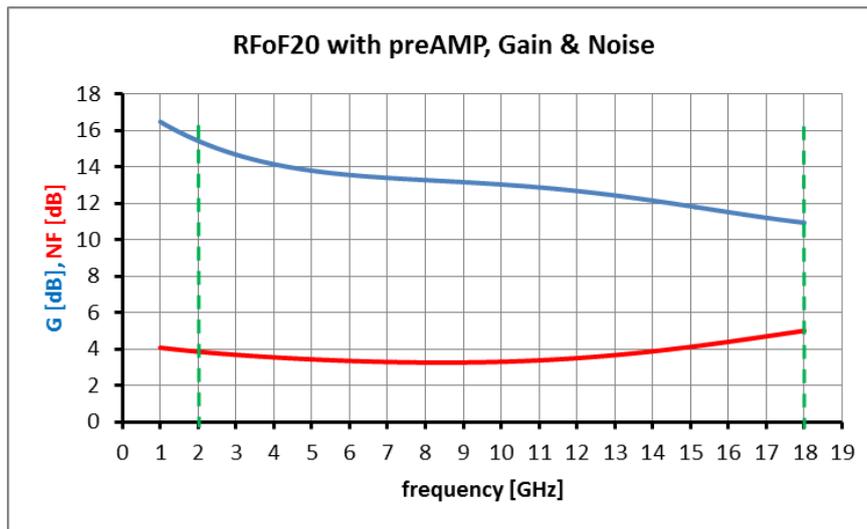


Fig. 7.5 G(f) e NF(f) del link RFoF20 BBATX20+ARX preamplificato

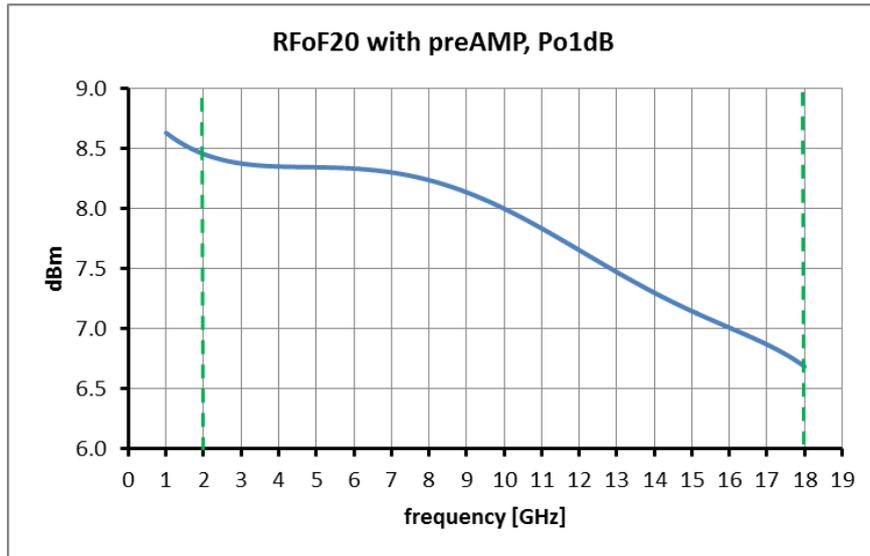


Fig. 7.6 Po1dB(f) del link RFoF20

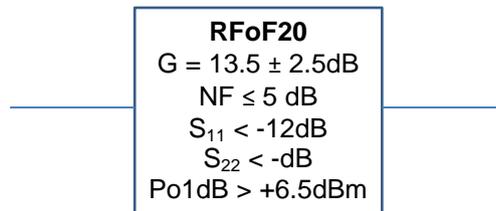


Fig. 7.7 Principali prestazioni del modulo fibra ottica completo di preamplificatore

In fig. 7.7 non è indicato il valore di S_{22} perché non noto al momento, in quanto non indicato nelle specifiche date dal costruttore.

Essendo il vettore di trasmissione verso il FBCB comune ai diversi ricevitori può essere utile fornire una indicazione sulla forma e entità del ritardo di gruppo di questo modulo. In fig. 7.9 a,b è riportata la misura di ritardo di gruppo per due link ottici preamplificati operanti fino a 18GHz, nominalmente identici. Il setup di misura è schematicamente indicato in fig. 7.8.

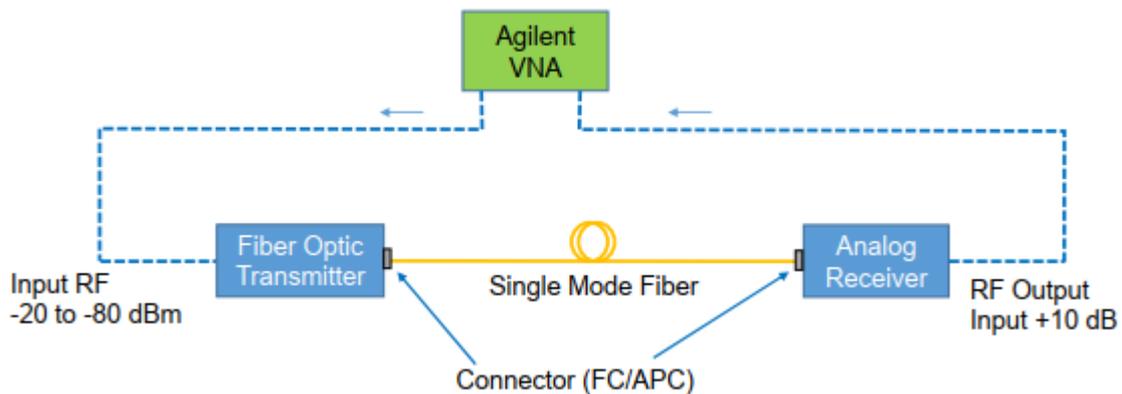


Fig. 7.8 Schema del setup di misura

Come si vede, nella banda 1-18GHz l'andamento è costante in frequenza, il che dice che il link è del tipo "linear phase", cioè non distorce il segnale. Inoltre, il valore di ritardo di gruppo è sostanzialmente uguale tra i due moduli, il che significa che la funzione della fase di S_{21} è uguale nei due moduli o, tutt'al più, con differenza costante. C'è da aggiungere che tali link non fanno al caso nostro in termini di cifra di rumore, ma sono utili nel definire la fattibilità di link tipo "linear phase".

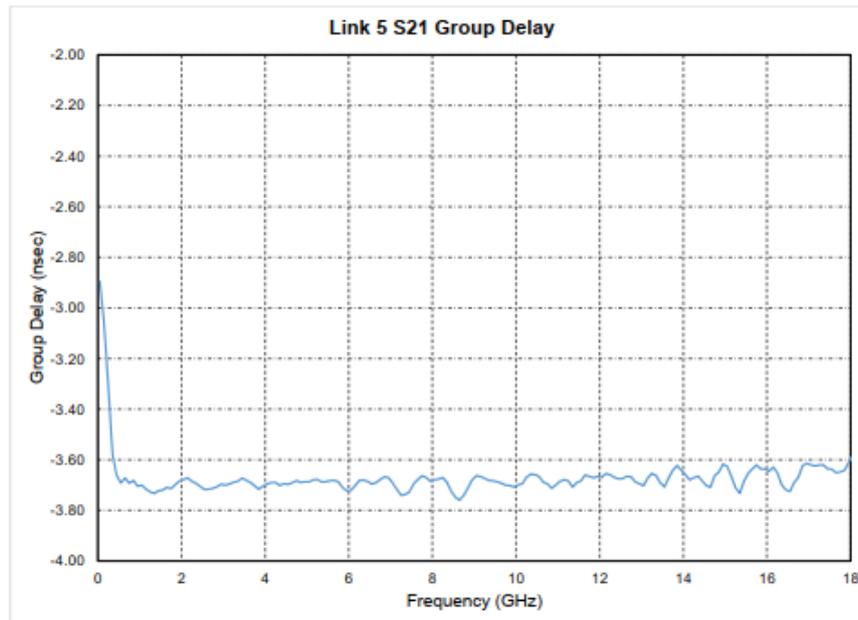


Fig. 7.9a Ritardo di gruppo di un link ottico 18GHz preamplificato

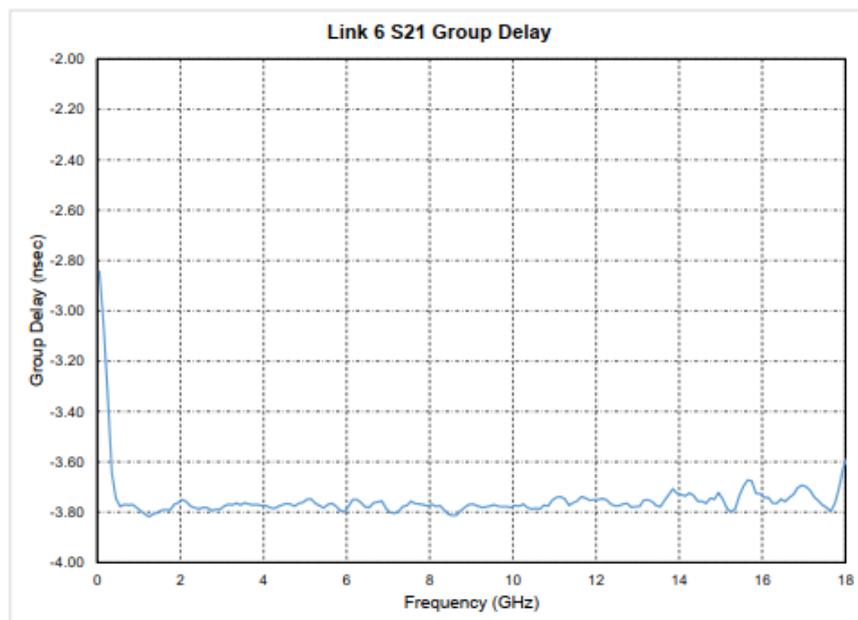


Fig. 7.9b Ritardo di gruppo di un link ottico 18GHz preamplificato, nominalmente identico al primo

8. PRESTAZIONI COMPLESSIVE

In questo capitolo si usano i valori misurati e calcolati per ogni blocco componente la catena ricevente al fine di valutare le prestazioni all'ingresso del FBCB. Ciò consente di dettare delle specifiche all'ingresso di quest'ultimo importante modulo. E' utile mostrare anche le prestazioni all'uscita del ricevitore in quanto tale, cioè all'uscita del cavo che collega il banda Q con la matrice di commutazione; questa valutazione può aiutare a definire specifiche uguali per gli altri tipi di ricevitori che utilizzeranno il medesimo FBCB. A questo proposito, alla fine di questo capitolo saranno riportati i dati salienti del Q-band in tre distinti casi, fig. 8.8, 8.9 e 8.10.

Prestazioni Q-band + link ottico

In riferimento alla catena ricevente di fig. 1.1 ciò che verrà mostrato sarà,

- Guadagno e rumore complessivo
- Potenza di uscita del ricevitore con ingresso T_{sys} e Sole
- Punto di compressione all'uscita, P_{o1dB}
- Margine di compressione all'uscita con ingresso Sole

La fig. 8.1 mostra i risultati per il punto A, la fig. 8.2 e 8.3 per i punti B e C, la fig. 8.4 per il punto D

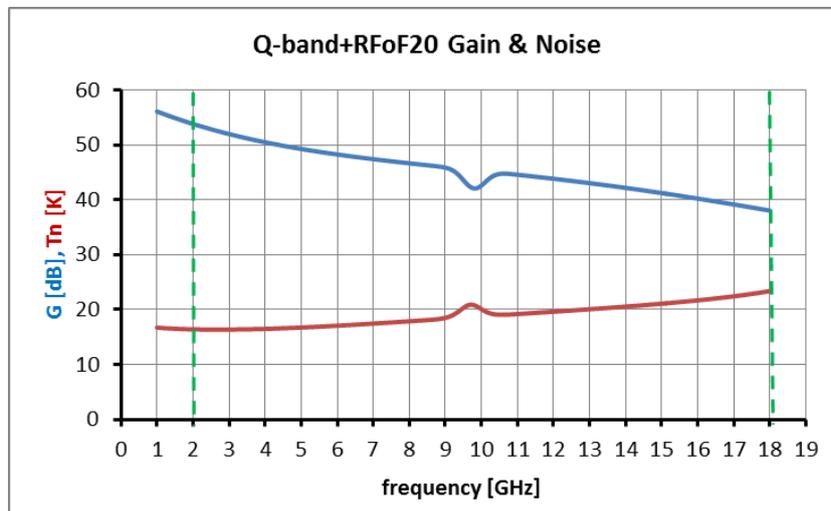


Fig. 8.1 $G(f)$ e $T_n(f)$ del ricevitore Qband + link ottico

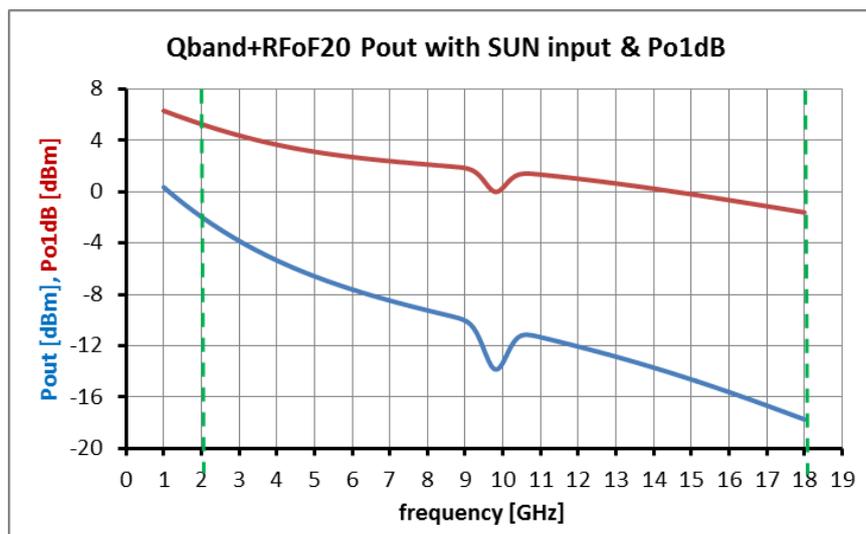


Fig. 8.2 $P_{out}(f)$ con ingresso Sole e $P_{o1dB}(f)$ del ricevitore Qband + link ottico

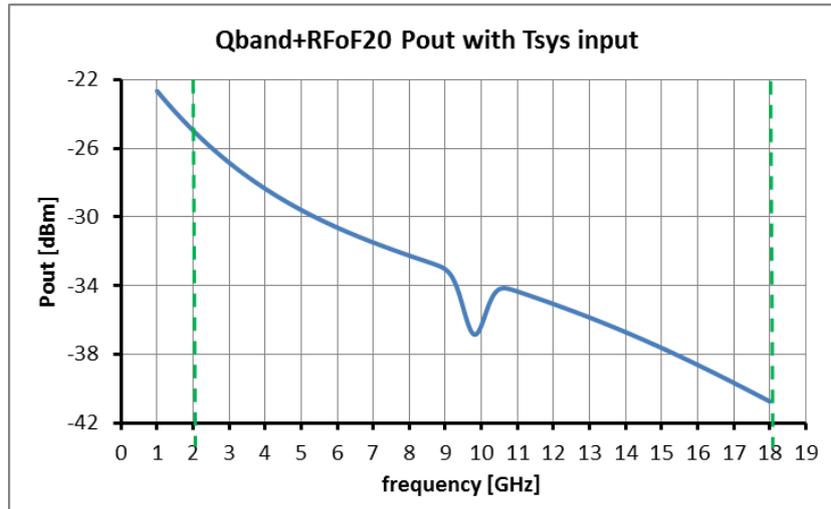


Fig. 8.3 Pout(f) con ingresso Tsys del ricevitore Qband + link ottico

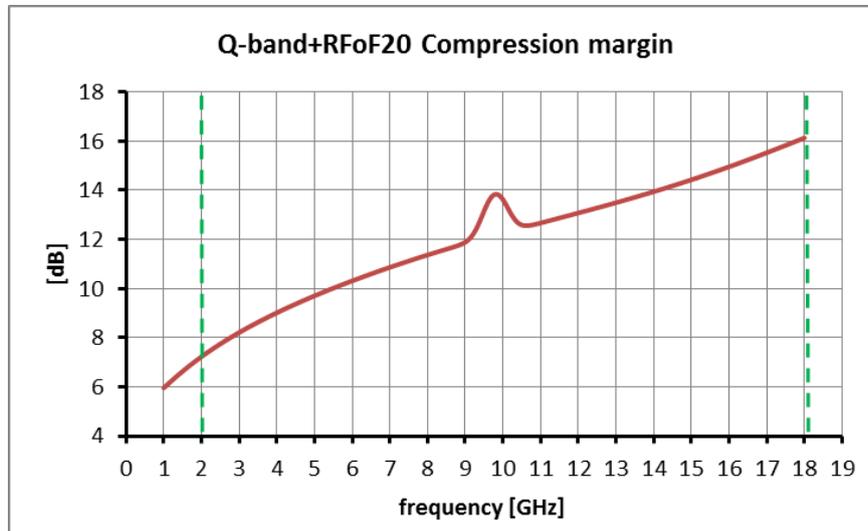


Fig. 8.4 Margine di compressione all'uscita del ricevitore Qband + link ottico con ingresso Sole

La notevole disequalizzazione di guadagno che si vede in fig. 8.1, è dovuta alla cascata di svariati moduli con guadagno non costante (RFoF20, cavo, Qconv) e verrà per la maggior parte recuperata dal FCB.

Il margine di compressione di 10dB con ingresso Sole non è soddisfatto fino alla frequenza di circa 5GHz (37GHz in frequenza cielo), fig. 8.4. A questo proposito va detto che il Sole è ipotizzato investire il ricevitore con i suoi 9000K circa, nella realtà occorre applicare a questo valore la *beam efficiency* dell'antenna che, per SRT a queste frequenze, abbassa di circa 2 dB il livello del segnale, il che si traduce in una pari aggiunta in termini di margine di compressione.

Il valore di potenza proveniente dal Sole quieto all'ingresso del ricevitore è pari a -55dBm, così di seguito valutato,

$$P_{sun} = k \cdot T_b \cdot B = -55\text{dBm} \quad \text{con}$$

$$T_b = 8864 \text{ K}$$

$$B = 24\text{GHz, che è la larghezza di banda a -3dB dell'amplificatore criogenico considerato}$$

Il valore della potenza di uscita nel caso Tsys (che è stato calcolato come per il Sole, considerando però la Tsys pari a 50K) va preso solo come riferimento, infatti in questo caso il livello di potenza d'ingresso al ricevitore varia con la frequenza e con l'elevazione dell'antenna. Varia con la frequenza perché il rumore del ricevitore è leggermente variabile, fig. 8.1, ma soprattutto perché è il contributo atmosferico ad essere molto variabile nella banda 33-50GHz. La tabella 8.1 fornisce una stima del risultato di entrambi gli effetti ed è

desunta anche consultando [7]. Nei grafici di fig. 8.3 si è considerata la frequenza centrale di 42GHz ed elevazione di 90°, dal che si desume che la potenza d'ingresso al ricevitore con T_{sys} è -78dBm.

T _{sys} (K)			
Elev.	33GHz	42GHz	50GHz
0	292	309	318
5	136	197	301
10	106	160	268
20	76	106	214
30	46	72	172
40	41	66	153
50	38	62	137
60	36	60	126
70	35	55	120
80	33	52	115
90	33	50	114

Tab. 8.1 Temperatura di sistema Qband con elevazione e frequenza

Prestazioni Q-band (con cavo di uscita)

Si faccia riferimento ancora alla fig. 1.1, ma senza considerare il link ottico, cioè la catena considerata è quella fino all'uscita del blocco di prima conversione 1IF (Qconv) con incluso il coassiale lungo 4m. In fig. 8.5 sono mostrati il guadagno e la cifra di rumore. In fig. 8.6 e 8.7 sono indicati rispettivamente gli andamenti del margine di compressione e della potenza di uscita al cavo con ingresso Sole.

Si vede che,

- il rumore del ricevitore è sempre inferiore a 23K, pertanto la NF di questo modulo è < 0.33dB
- il margine di compressione è ≥ 9 dB anziché 10dB (ma vale la considerazione sulla *beam efficiency*)
- il link RFoF20 non peggiora le prestazioni di rumore del ricevitore (cfr. fig. 8.1 con fig. 8.5)
- la disequalizzazione d'uscita è di 13dB (fig. 8.7)

Il valore di potenza di uscita con ingresso T_{sys} di riferimento è 23dB inferiore a quello di fig. 8.7.

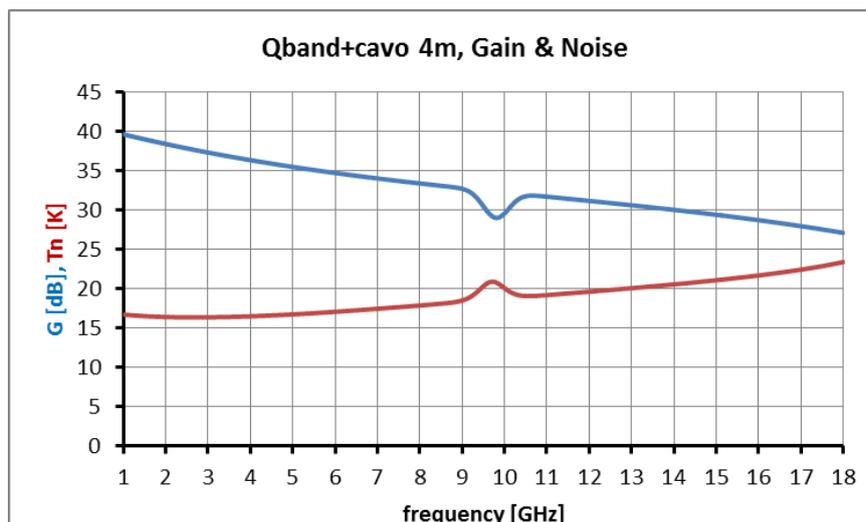


Fig. 8.5 G(f) e Tn(f) ricevitore Qband

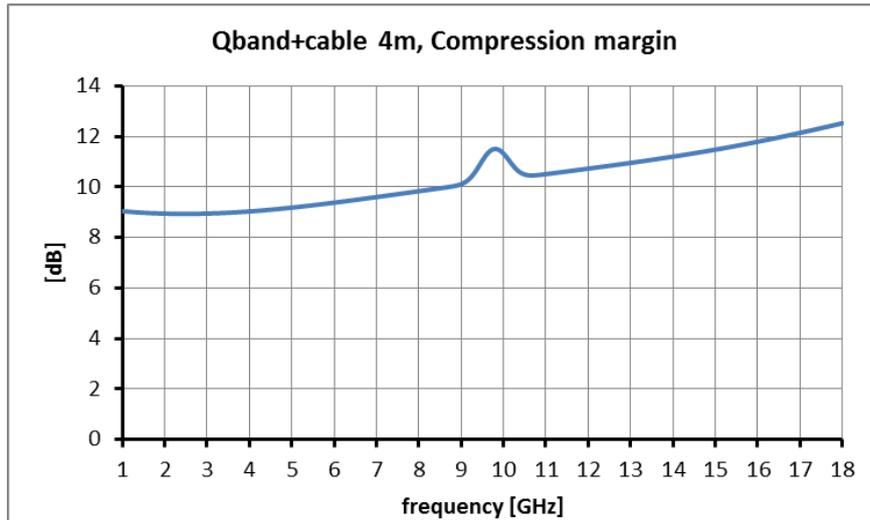


Fig. 8.6 Margine di compressione all'uscita del ricevitore Qband

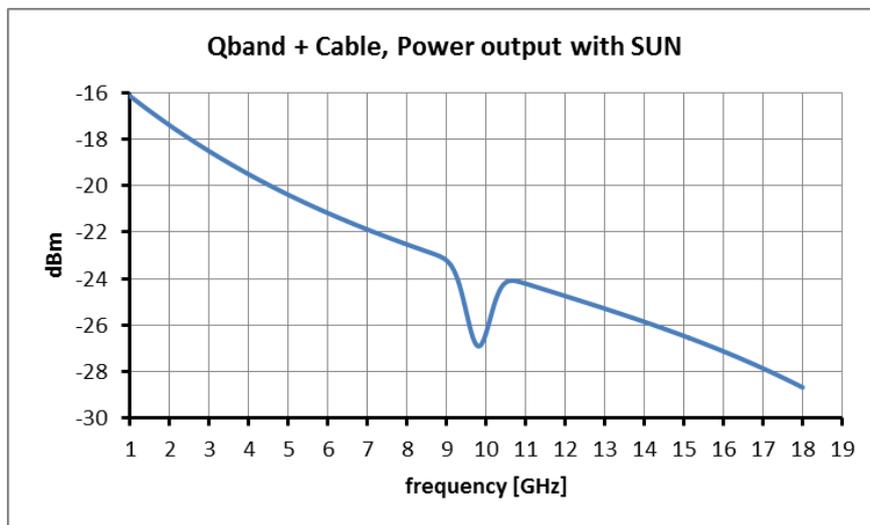


Fig.8.7 Pout(f) del ricevitore Qband con ingresso Sole

Prestazioni Q-band nei tre casi: stand alone, con cavo d'uscita, con link ottico

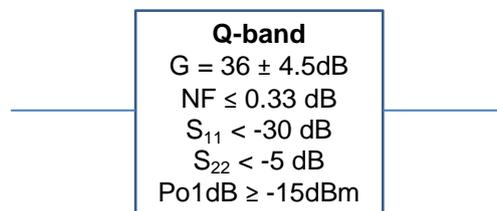


Fig. 8.8 Principali prestazioni del ricevitore Q-band stand alone

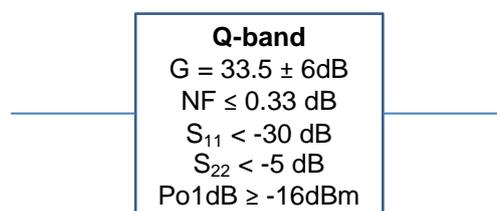


Fig. 8.9 Principali prestazioni del ricevitore Q-band con il cavo di 4m connettorizzato

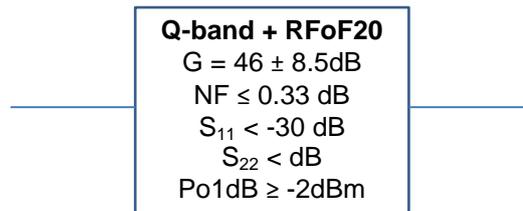


Fig. 8.10 Principali prestazioni del ricevitore Q-band equalizzato incluso di link ottico

Non è indicato il valore di S_{22} in fig. 8.10 perché non noto al momento.

Ancora a proposito dei calcoli sulla compressione

Nei grafici precedenti riguardanti le prestazioni di compressione, fig. 4.5, 7.6, 8.2, e di conseguenza i valori del margine di compressione, fig. 8.4, 8.6, i calcoli sono stati effettuati seguendo la definizione classica di punto di compressione a 1dB. Da essa la misura di $Po1\text{dB}$ viene effettuata iniettando un tono CW, cioè una frequenza, con potenza variabile fino a ottenere in uscita un valore di potenza che comprime di 1dB l'andamento lineare di P_{out} vs P_{input} . La larghezza di banda attorno al tono CW è pari alla risoluzione frequenziale che viene impostata sullo strumento di misura. Nel nostro caso, la totalità della banda Q, da 33 a 50 GHz, è stata campionata con una risoluzione frequenziale pari a 21.25MHz, pertanto la risposta del modulo sotto esame o del ricevitore complessivo dovrebbe prevedere in ingresso non il valore total power di -55dBm su tutta la banda di 24GHz, bensì quello relativo alla banda di 21.25MHz, cioè una potenza di circa 30dB più bassa. E' evidente che tutte le potenze d'uscita nella cascata del ricevitore sarebbero di tanto più basse e i margini di compressione rispetto ai valori di $Po1\text{dB}$ diverrebbero enormi.

Questo modo di operare è utile per confrontare le misure di caratterizzazione di ogni modulo della catena così come del ricevitore complessivo, tuttavia non rispecchia la realtà di ciò che avviene nella catena ricevente.

Di fatto ciò che ogni modulo della catena ricevente sperimenta è effettivamente il total power di -55dBm perché è investito da tutta la banda disponibile a quella sezione, ma laddove il guadagno non sia costante il total power in ingresso viene da esso pesato (per l'LNA la variazione è di poco conto stante la poca variabilità del guadagno, non così invece per il Qconv, fig. 4.3). Ne consegue che un giudizio più realistico sul margine di compressione dovrebbe confrontare $Po1\text{dB}(f)$ con P_{medio} e non con $P_{out}(f)$.

Nella tabella che segue vengono indicati i valori medi di potenza in banda all'uscita di ciascuna sezione della catena ricevente:

Dispositivo	P_{out} media (dBm)
LNA	-23
QCONV	-20.6
CAVO	-22.8
RFoF20	-8.5

Tab. 8.2 Potenze medie all'uscita di ogni modulo dovute a ingresso Sole

Verificando il margine di compressione si ottiene che per l'LNA è pari a 13dB, costante in frequenza perché $Po1\text{dB}$ di questo dispositivo era stato assunto costante. Per gli altri moduli i grafici diventano come in fig. 8.11, 8.12 e se si confrontano questi con i rispettivi di fig. 8.6 e 8.4 si vede che si ha una inversione nell'andamento, cioè ora le frequenze più penalizzate sono le alte, ma in ogni caso il peggioramento o miglioramento, quando c'è, è al massimo di un paio di dB.

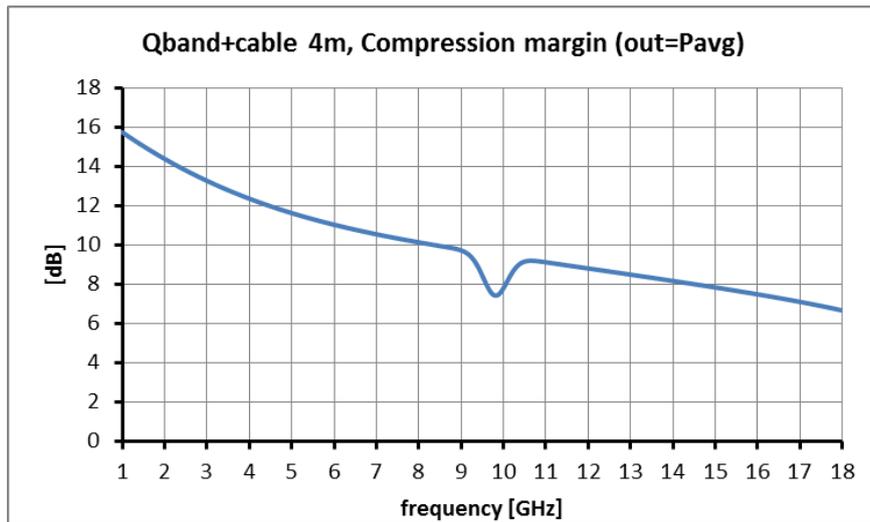


Fig. 8.11 Margine di compressione all'uscita del cavo, $P_{out}=P_{media}$ da Sole

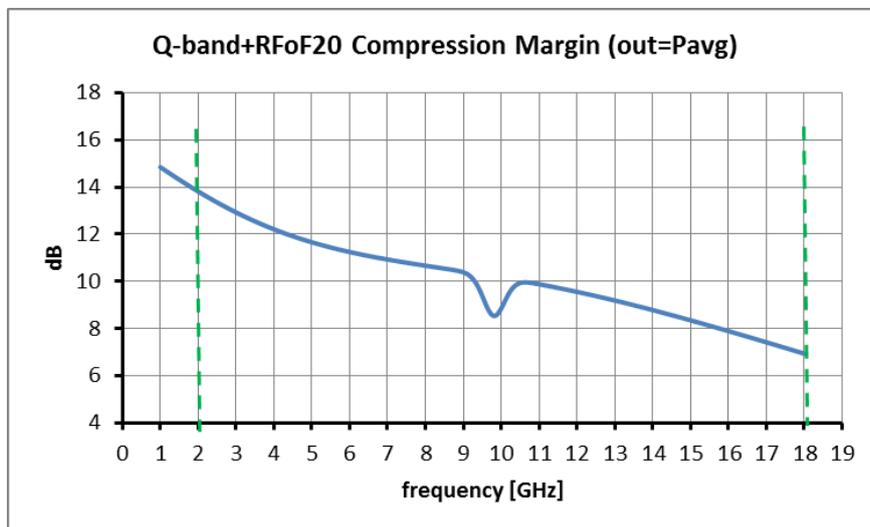


Fig. 8.12 Margine di compressione all'uscita del RFoF20, $P_{out}=P_{media}$ da Sole

9. TEMPERATURA DI RUMORE AI VARI STADI DELLA CATENA RICEVENTE

In questo capitolo si riporta la sequenza del rumore cumulativo valutato col contributo di ciascun stadio della catena. Il rumore è calcolato come temperatura equivalente. Come si può vedere il Qconv incrementa il rumore di circa il 10%, 1.5K, mentre il link RFoF20 non introduce alcun peggioramento. Notare inoltre come l'introduzione del picco di rumore a centro banda, dovuto al Qconv, rimanga comunque al di sotto del valore massimo di rumore della catena ricevente, che si ha a 50GHz. Inoltre, la valutazione di questo rumore cumulativo è stata fatta con il Feed system n.ro 3, che mostra il caso peggiore di insertion loss, fig. 2.5.

- 1) Feed system con LNA, raffreddati a 20K

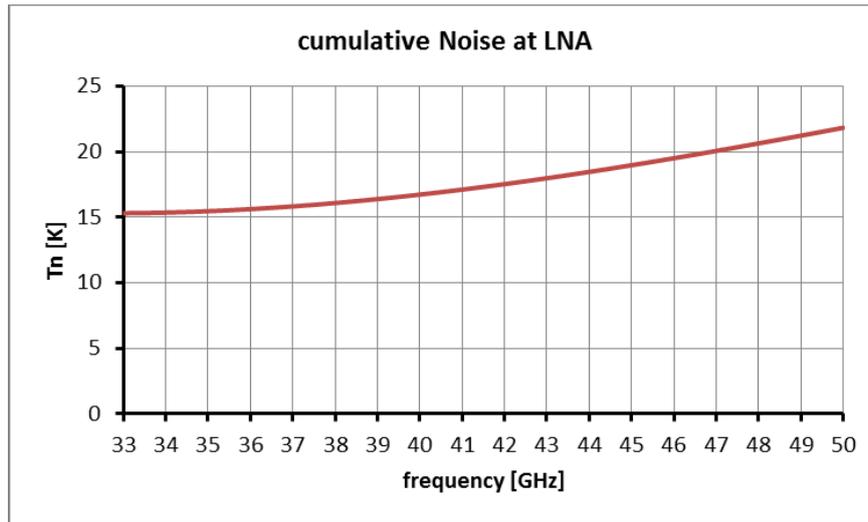


Fig. 9.1

- 2) Feed system con LNA raffreddati a 20K + Qconv

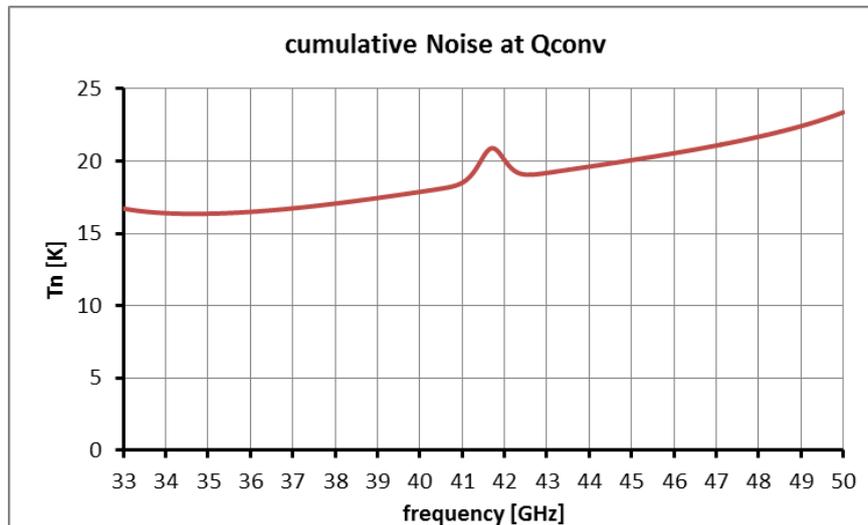


Fig. 9.2

3) Feed system con LNA raffreddati a 20K + Qconv + RFoF20 completo di preamplificatore

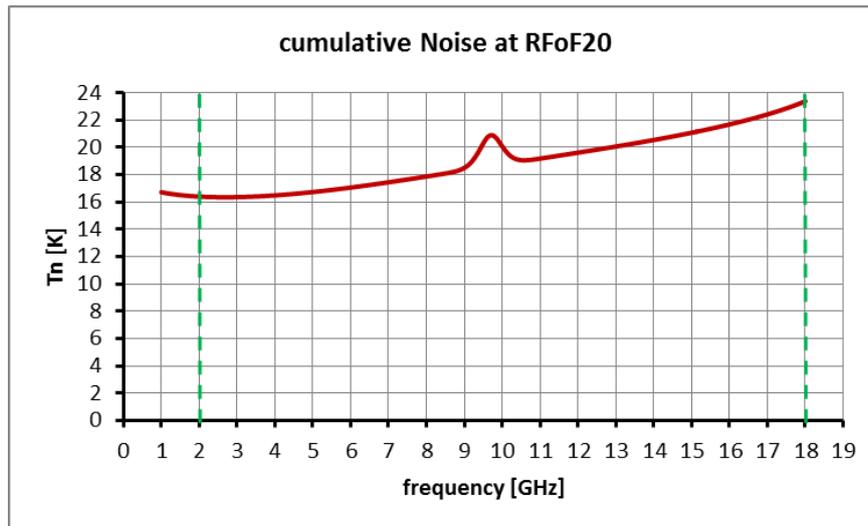


Fig. 9.3

10. INIEZIONE DELLA MARCA DI RUMORE CALIBRATO (calcolato da misure)

Per il multifeed è stato sviluppato un dispositivo del tipo Marker Injector, in guida d'onda, di piccole dimensioni con variazioni contenute di accoppiamento su tutta la banda [8]. Il principio di accoppiamento non si basa sulla direzionalità bensì su un valore di return loss alla porta d'iniezione particolarmente basso (0.6dB), sostanzialmente costante su tutta la banda di lavoro. Il dispositivo è mostrato in fig. 10.1,

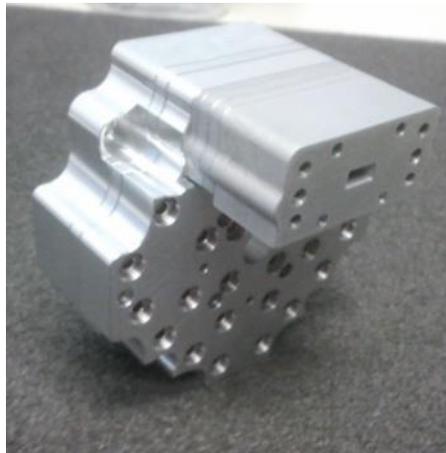


Fig. 10.1 Marker Injector banda Q SRT

Ne sono stati realizzati 20 dispositivi, misurati tutti individualmente e, soprattutto, 19 di essi caratterizzati una volta connessa tutta la struttura feed system, fig. 2.1,

In fig. 10.2 è mostrata la funzione di accoppiamento di ognuno dei 19 marker *stand-alone*, mentre in fig. 10.3 si ha l'accoppiamento incluso polarizzatore e omt. In questo secondo caso le funzioni rimangono sostanzialmente identiche, aggiungendo però circa 3dB di attenuazione dovuti alla separazione delle polarizzazioni operata dal omt. Per il dispositivo *stand-alone* è stato ottenuto (tra parentesi l'accoppiamento che sarà poi misurato all'uscita del omt)

Banda di lavoro= 33-50 GHz

Livello di accoppiamento alla polarizzazione accoppiata x-pol= $-20.2 \pm 0.7\text{dB}$ ($-23.6 \pm 0.9\text{dB}$)

Isolamento tra la porta rettangolare e la polarizzazione non accoppiata y-pol < -58dB

Return loss alle porte circolari < -35dB

Insertion loss tra le porte circolari (segnale di cielo) < 0.08dB

Differenza del S_{21} per la x-pol e y-pol < $0 \pm 0.01\text{dB}$

Isolamento alle porte circolari tra polarizzazioni circolari < -50dB

Isolamento alle porte circolari tra polarizzazioni lineari < -48dB

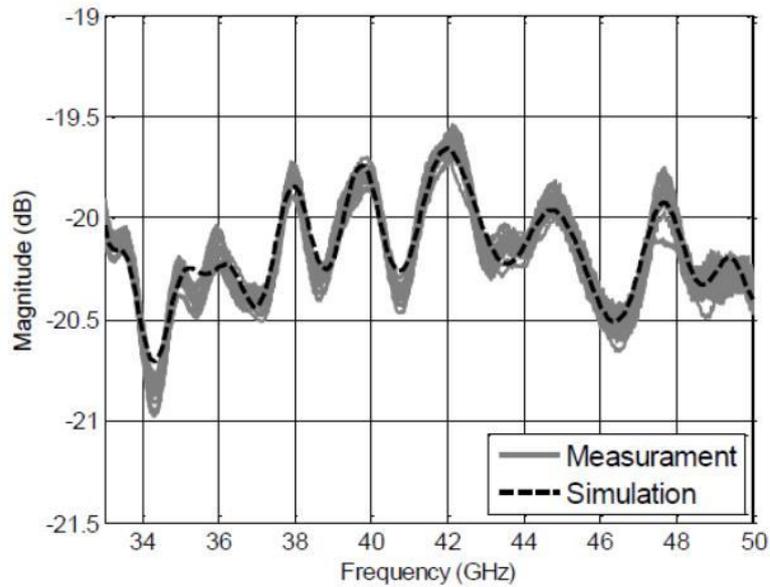


Fig. 10.2 Le 19 funzioni di accoppiamento misurate del marker *stand-alone* del banda Q SRT

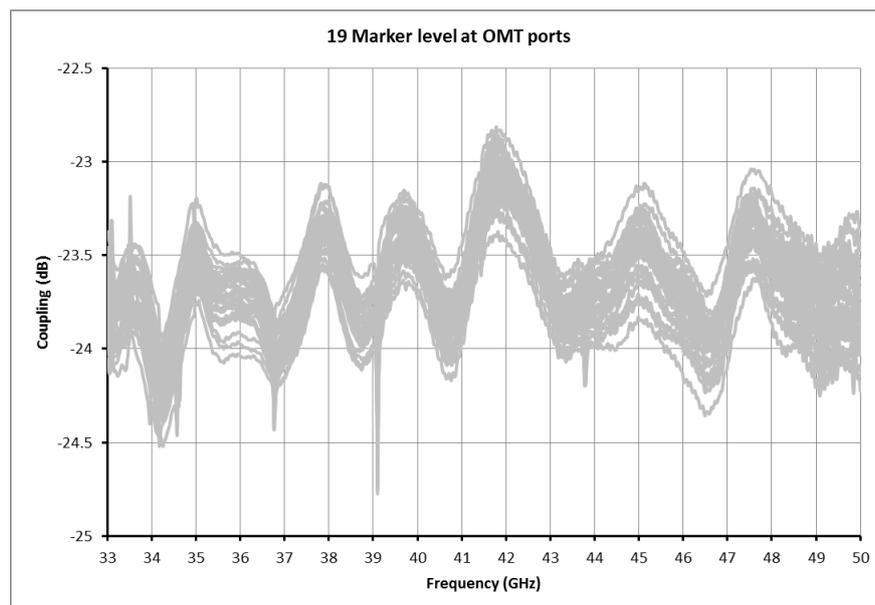


Fig. 10.3 Le 19 funzioni di accoppiamento misurate alle uscite omt del banda Q SRT

Il circuito d'iniezione è come in fig. 10.4. Tutta la connessione è fatta in guida d'onda e dalla guida fredda in poi i dispositivi sono raffreddati a 20K. La continuità elettromagnetica, ma non termica, è assicurata da un gap termico di meno di 0.4 mm (si veda [9] per simulazioni e misure su un primo prototipo, [10] per misure conclusive sul prodotto finale e il capitolo 5 per un riassunto). La misura della perdita di inserzione della coppia di guide con gap ha mostrato un valore medio di 0.013dB. La temperatura fisica a cui la coppia di guide si troverà è variabile, diminuendo da 300K fino a 20K: a fini pratici si può considerare una temperatura media di 160K.

Il circuito di marca usa 19 generatori di rumore, uno per ogni catena ricevente, ognuno dei quali verrà caratterizzato, nel suo valore di ENR(f). E' noto che solitamente la variazione in banda di questi generatori è circa ± 2 dB, con una tipica forma riportata in fig. 10.5a; in fig. 10.5b è mostrato l'interpolante della misura. Avremo quindi a disposizione le 19 funzioni di trasferimento del rumore: sulla base di esse si potrà scegliere l'opportuno valore di attenuatore per raggiungere il valore di T_{cal} voluto.

Adottando un'opportuna realizzazione di attenuatore (che è in realtà un accoppiatore direzionale con fori, il cosiddetto *multi-hole attenuator*) non a massima piatezza, ma variabile in frequenza, si può tentare di equalizzare anche le variazioni del generatore di rumore, riducendo le variazioni di accoppiamento al solo

ripple della funzione di *coupling* del Marker Injector [11, 12]. Il risultato sul primo prototipo è mostrato in fig. 10.6a.

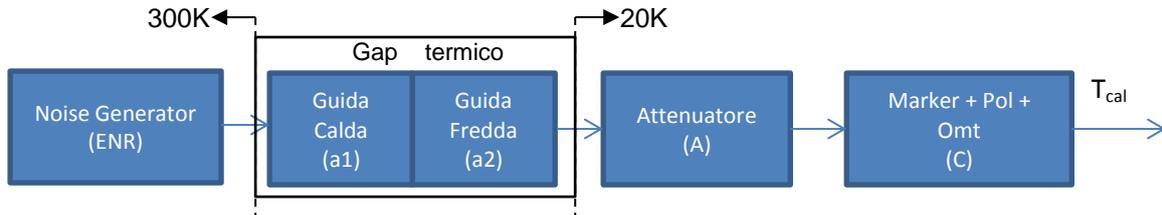


Fig. 10.4 Circuito di iniezione del rumore del ricevitore banda Q SRT

Alcuni dati dei componenti il circuito:

Componente	Costruttore	Modello	Frequenza	ENR
Noise Generator	NoiseCom	NC5322	33-50 GHz	22 dB typ

Componente	Costruttore	Materiale	Frequenza	Ins. loss
Gap termico	In casa	Al 6082	33-50 GHz	0.013 dB

Componente	Costruttore	Materiale	Frequenza	Attenuazione
Attenuatore	In casa	Al 6082	33-50 GHz	Misure disponibili

Componente	Costruttore	Materiale	Frequenza	Accoppiamento
Marker Injector	CNR-IEIIT	Al 6061	33-50 GHz	-20.2 dB typ

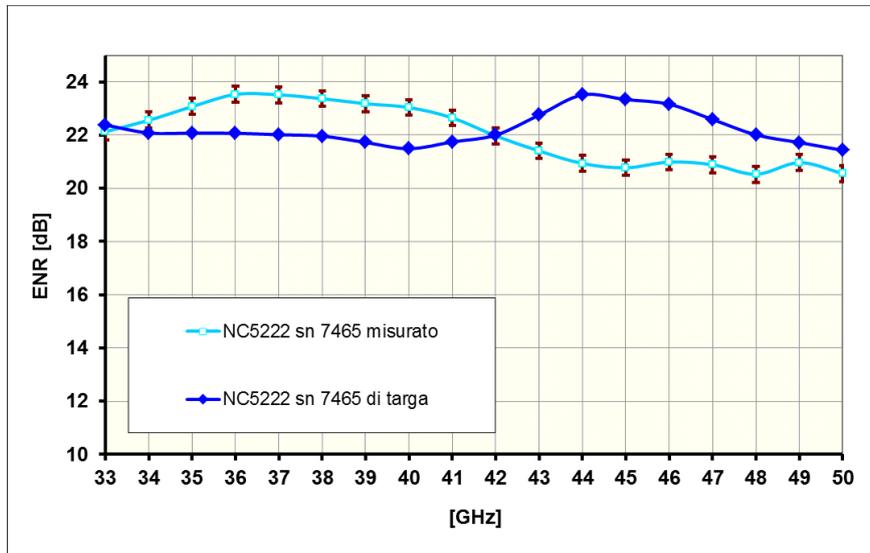


Fig. 10.5a Andamento tipico di ENR(f) del modello indicato

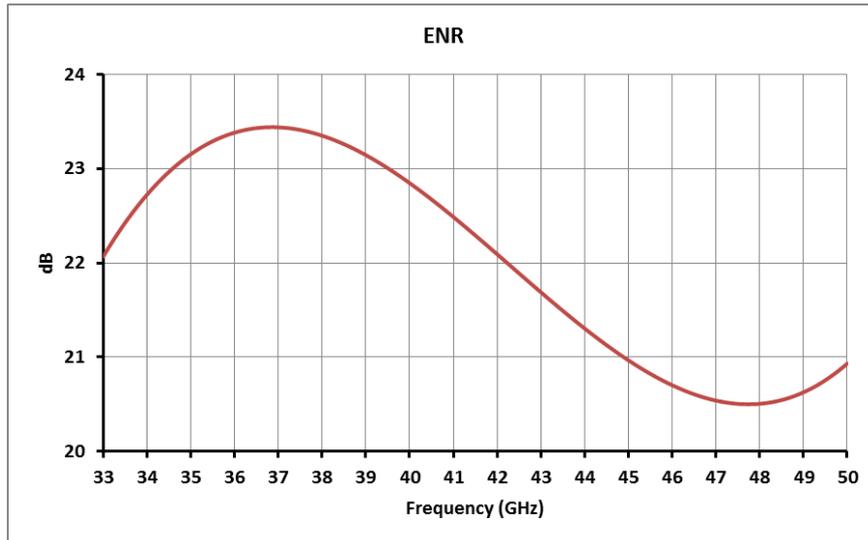


Fig. 10.5b Interpolante del ENR(f) misurato nella fig. 8.5a

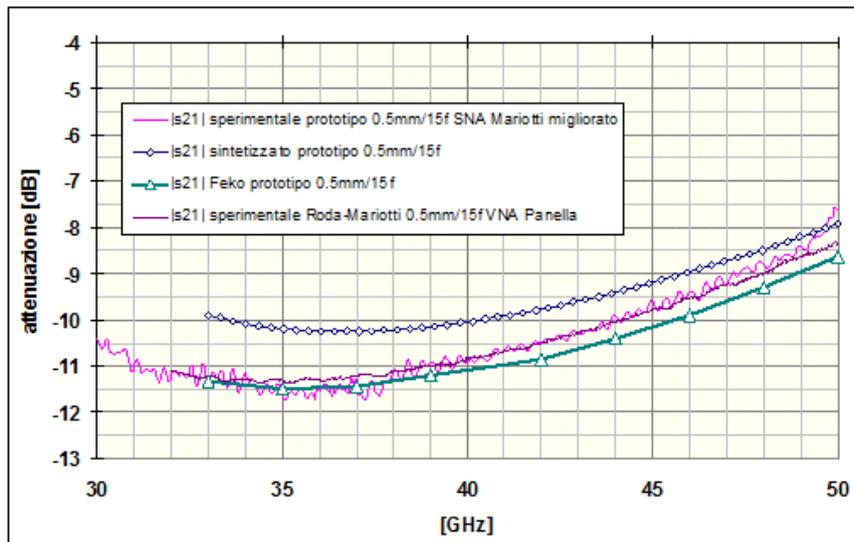


Fig. 10.6a Prototipo di attenuatore multi-hole e confronto con simulazione di progetto

Di norma si sceglie un valore di marca di rumore T_{cal} pari a circa un decimo della temperatura di sistema; prevedendo una temperatura di sistema di 50K l'obiettivo per il valore di T_{cal} è dunque 5K. Per calcolare T_{cal} e T_{off} (quest'ultimo è l'iniezione di rumore aggiuntivo con generatore di rumore spento, che idealmente dovrebbe essere nullo) valgono le seguenti relazioni, la (8.1) con ottima approssimazione.

$$T_{cal} = C * A * a1 * a2 * \left[290 * \left(10^{\frac{ENR}{10}} + 1 \right) + T_{fis}^{NG} \right] \tag{8.1}$$

$$T_{off} = C * A * a1 * a2 * T_{fis}^{NG} + C * A * a2 * (1 - a1) * T_{fis}^{a1} + C * A * (1 - a2) * T_{fis}^{a2} + C * (1 - A) * T_{fis}^A + C * T_{fis}^C * \left(\frac{1}{A_c} - 1 \right) \tag{8.2}$$

In cui C sono le 19 funzioni di accoppiamento di fig. 10.3; a1 e a2 sono le perdite di inserzione delle due guide accoppiate col gap termico, la cui misura ha indicato un valore medio di 0.013 dB per la coppia. La funzione ENR è mostrata in fig. 10.5b ed è stata mantenuta uguale in tutte le 19 catene in quanto a tutt'oggi non abbiamo misure dei 19 NG che verranno utilizzati. La temperatura fisica a cui viene tenuto ogni generatore di rumore è considerata pari a 300K.

Una funzione attenuatore del tipo mostrato in fig. 10.6b consente di ottenere quanto mostrato nelle figure 10.7, 10.8 e 10.9. Valori superiori di marca si ottengono costruendo un attenuatore con valor medio di attenuazione inferiore a quello di fig. 10.6b.

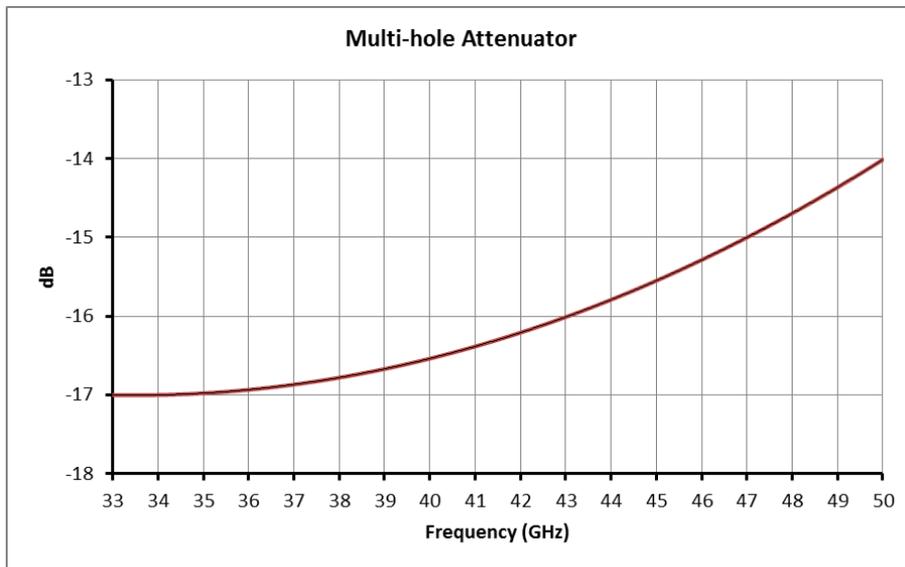


Fig. 10.6b funzione A(f) del *multi-hole attenuator* per avere Tcal=5K

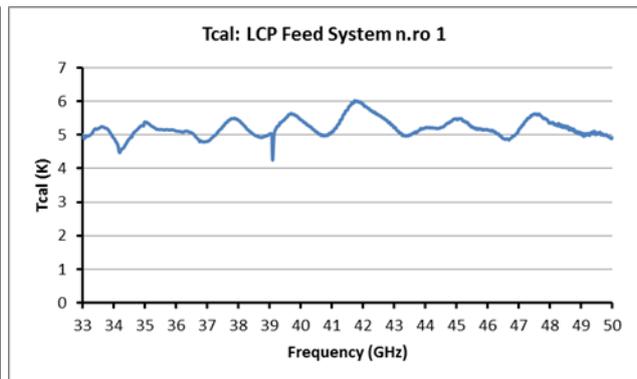
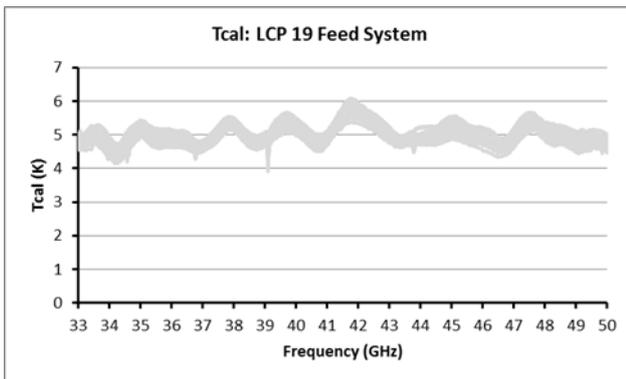


Fig. 10.7 19 feed system, a sinistra. Feed system n.ro 1 a destra. LCP. Equalizzazione con attenuatore.

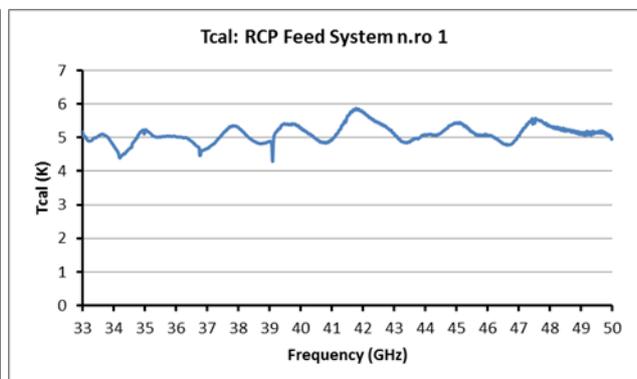
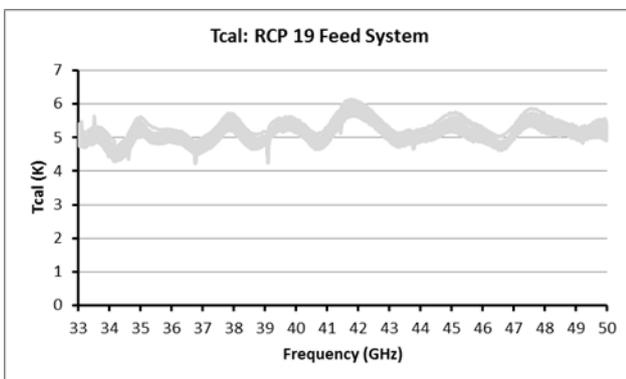


Fig. 10.8 19 feed system, a sinistra. Feed system n.ro 1 a destra. RCP. Equalizzazione con attenuatore.

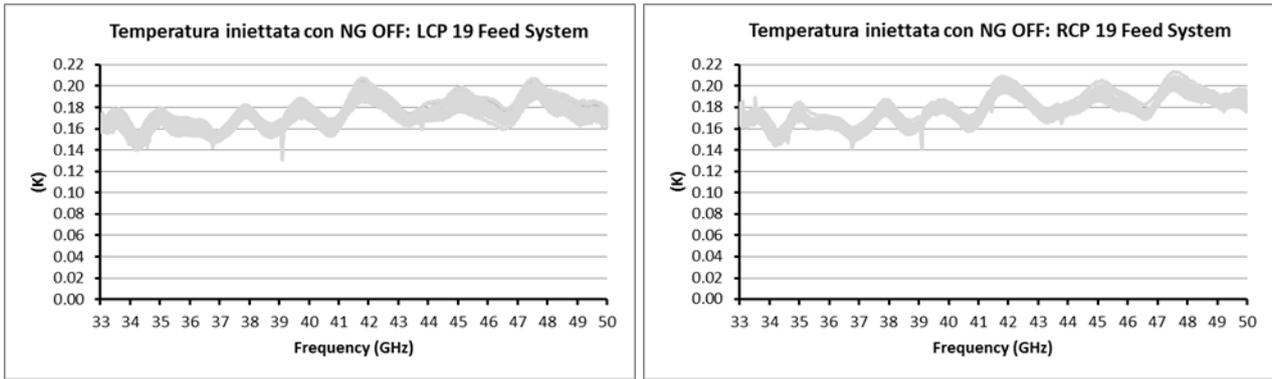


Fig. 10.9 Temperatura iniettata con generatore di rumore spento. Equalizzazione con attenuatore.

11. TABELLA DI SPECIFICHE DEL RICEVITORE Q-band

Al termine di questo documento puo' rivelarsi utile riassumere in forma tabellare le specifiche e prestazioni per buona parte evidenziate nei capitoli che precedono e derivate dal paragrafo 'Prestazioni Q-band' di pag. 33. A questo scopo è stata compilata la tabella 11.1, nella quale sono evidenziati anche dati sui parametri di contorno al ricevitore. La quasi totalità dei valori riportati in tabella derivano da misure, altri sono frutto di calcoli a partire da questi. **Il Qband è considerato col cavo 4m di lunghezza connettorizzato.**

Parameter	Min	Typ	Max	Units	Condition/Comments
Q-band MULTIFEED RECEIVER					
Number of receivers	19			/	
Outputs for each receiver	2			/	
Outputs Polarization	Circular			/	
RF Band	33		50	GHz	
IF Band, SSB	1		18	GHz	
Gain		33.5		dB	Fig. 8.5
Gain flatness		±6		dB	Fig. 8.5
Input return loss			-9	dB	S ₁₁ of the LNA
Output return loss			-5	dB	Fig. 4.7
Illumination edge angle	12			degree	Subreflector half-angle
Illumination edge taper	-6.2	-10.6	-18.2	dB	At 33, 41.5, 50GHz respectively
1 st Side Lobe Level	-20			dB	Ref. [3]
2 nd Side Lobe Level	-32			dB	Ref. [3]
3 rd Side Lobe Level	-42			dB	Ref. [3]
On-axis crosspolarization			-27	dB	fig. 2.7
Out of axis crosspolarization			-25	dB	fig. 2.3a
HPBW	24.5	27.1	32.3	arcsec	At 50, 41.5, 33GHz respectively
Beam to Beam distance	85.4			arcsec	Calculation
Horn to Horn Isolation		-60		dB	Measured
Noise Figure			0.33	dB	Calculation
Noise equivalent temperature			23	K	Fig. 8.5
Image rejection	30			dB	Measured, fig. 4.6
Power output over IF band	-46		-23	dBm	From Tsys up to Sun inputs
Po1dB	-16			dB	Fig. 8.9
Compression margin	9			dB	Fig. 8.6
Noise calibration value		5		K	Calculation. Fig. 10.8 and 10.9
Noise calibration flatness		±1		K	Calculation. Fig. 10.8 and 10.9
Output connectors	SMA m			/	Including output cable
ELECTROMECHANICAL ROTATOR					
See [6] at pag. 29					
VACUUM and CRYOGENICS					
Vacuum level	10 ⁻⁶ ÷10 ⁻⁷			mbar	
Cold head	CTI 350 CP			/	
Temperature at stages	1 st stage : < 70 K typical, 2 nd stage : < 20 K typical				
Temperatures Monitoring	Yes			/	
Vacuum Sensor and Monitor	Remote control			/	
PHYSICAL					
Criostato diameter	≤ 590			mm	
Overall diameter	< 800			mm	
Height	≤ 2400			mm	
Weight	< 250			kg	
ENVIRONMENTAL					
Ambient Temperature and RH	Receiver located in air-conditioned room				
PRIMARY POWER					
Voltage	230			V	
Frequency	50			Hz	
Power consumption	< 500			W	
MONITOR and CONTROL					
Controller board in house made					

Fig. 11.1 Specifiche del multifeed 33-50 GHz per SRT

12. LINEARITA' E COMPRESSIONE DEL RICEVITORE

Si sono visti, nei capitoli precedenti, i valori simulati del punto di compressione a 1dB in uscita. Ciò che si è ottenuto è un margine di compressione intorno ai 10dB, che è quello che solitamente in ambito elettronico si impone come "distanza di sicurezza" del livello di segnale rispetto al valore di compressione. Detto in altri termini, il dispositivo è in zona di linearità pari a un decimo del livello di segnale d'ingresso che invece renderebbe "infedele" l'uscita di una quantità pari al 21% (1dB) dovuta alla compressione di guadagno, fig. 11.1.

Una specifica di non linearità per le osservazioni solari che si intendono eseguire in questa banda è $\leq 5\%$, il che corrisponde a una compressione pari a 0.22 dB.

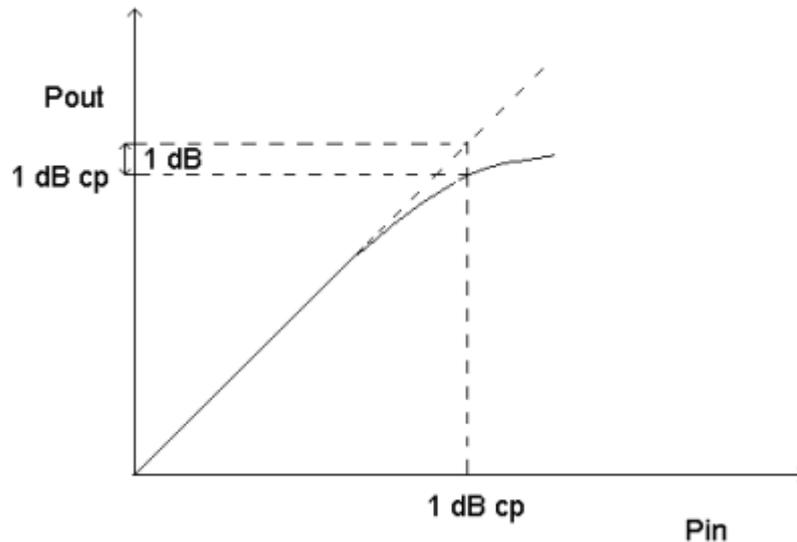


Fig. 11.1 Deviazione dalla zona di linearità (cp=compression point)

Si è anche evidenziato, e lo si ripete qui, che il problema sussiste solo nel caso di osservazioni solari e che il pericolo di compressione non è concentrato su un solo modulo della catena ricevente, ma vale per LNA, Qconv e link ottico: con il crescere della frequenza il primo modulo mostra valori di margine tra 11 e 13dB (valori non riportati in questo documento, ma facilmente valutabili dal valore di P_{01dB} , dal guadagno e dalla potenza all'ingresso, -55dBm), il secondo tra 9 e 12dB (fig. 7.6) e infine il terzo tra 7 e 16dB (fig. 7.4).

Ne consegue che riuscire a migliorare sostanzialmente il margine per un solo modulo è senz'altro positivo, migliora il punto di compressione complessivo del ricevitore, ma non risolve del tutto il problema. A ciò si aggiunge una indicazione di parte scientifica, sollevata in occasione della revisione di questo documento, secondo la quale occorre un margine di almeno 20dB, il che vuole dire migliorare l'attuale prestazione di almeno 10dB su tutti i moduli interessati. Di questi, il modulo di amplificazione è un prodotto commerciale, pertanto le sue prestazioni sono già fissate; dal canto suo il modulo di prima conversione di frequenza è pure esso già prodotto; rimane il link ottico che, essendo un prodotto che verrà costruito intorno alle esigenze del cliente, potrà tenere conto di questa indicazione: ad esempio la fig. 8.7 indica -16dBm la potenza di ingresso al link, una specifica $P_{1dB} > -6dBm$ all'ingresso del link potrebbe fare al caso nostro.

Una soluzione che in linea di principio risolverebbe la questione su tutti i moduli implicati è anteporre un attenuatore variabile all'inizio della catena ricevente, ma in che modo?

Non è possibile farlo ponendolo prima del LNA, per i seguenti motivi,

- si dovrebbero inserire 19 attenuatori in guida d'onda, uno per ogni LNA, in uno spazio ormai pieno di dispositivi e che è già definito.
- gli attenuatori dovrebbero lavorare nella banda 33-50GHz, e non è detto sia facile trovare commercialmente ciò che a noi serve

- c) anche con attenuazione nominale 0dB mostrano una intrinseca insertion loss intorno a 0.5dB. Mettere 0.5 dB prima del LNA fa esplodere la temperatura di rumore del ricevitore, il che non va bene per le usuali osservazioni radioastronomiche
- d) l'attenuatore dovrebbe essere necessariamente criogenico, una guida d'onda lo è, ma sicuramente non lo è la circuiteria che eroga il comando elettrico che predispone l'attenuazione
- e) da una veloce analisi di mercato, pur non esauriente, non compare un dispositivo con i vincoli da noi richiesti.

E' possibile farlo coprendo gli horn con un filtro, cosiddetto filtro solare, metodo utilizzato in ALMA.

Il filtro verrebbe rimosso con comando remoto quando non si osserva il Sole. I dispositivi usati in ALMA sono del tipo "all band" e hanno quindi l'inconveniente che aumentano enormemente la temperatura di rumore del ricevitore (ad esempio una attenuazione di 10dB porta a quasi 3000K la temperatura di rumore) diminuendo così drasticamente la quantità di calibratori che possono essere osservati per le calibrazioni solari. In tabella 11.1 viene riportato l'eccesso di rumore, rispetto a un ricevitore da 30K, in funzione del valore di attenuazione posto prima del ricevitore stesso.

Att(dB)	Tn(K)
0	30
1	113
2	217
3	348
4	514
5	722
6	984
7	1314
8	1729
9	2252
10	2910

Tab 1.1 Peggioramento del rumore di un ricevitore con attenuatore inserito in testa

E' possibile usare però quelli a banda stretta, cosiddetti FSS (Frequency Selective Surface). Per esempio un filtro per la parte bassa della banda e uno per quella alta. La banda stretta, per fissare le idee diciamo larga 2GHz, consente di diminuire la potenza di ingresso al ricevitore del rapporto 2GHz/24GHz (24 GHz è la banda del LNA), cioè di un fattore 11dB: corrispondentemente quindi aumenta di questa entità il margine di compressione che, a questo punto, raggiungerebbe i 20dB richiesti. Di più, ciò permetterebbe di attenuare pochissimo il segnale del Sole col filtro (l'insertion loss del FSS è solo 1 dB, cioè l'85% di trasmissione del segnale), rendendo quindi accettabile il degrado di temperatura di rumore, solo circa 110K.

Le dimensioni di un filtro di questo genere, la copertura dei 19 horn del Q-band necessita di un diametro di 22cm (si vedano le dimensioni indicate all'inizio del cap. 2), non è un problema costruttivo.

Ma di quanto è accettabile il degrado di temperatura di rumore del ricevitore quando viene osservato il Sole?

Come detto, tutto si gioca su quanti calibratori saranno osservabili dato il peggioramento di sensibilità. Da discussioni interne pare che il rapporto 'Tric con Sole' e 'Tric senza Sole' debba essere inferiore a 20. Per un banda Q, la cui previsione è 'Tric senza Sole' inferiore a 24K (fig. 9.3), si ha che 'Tric con Sole' debba essere < 500K. La soluzione appena prospettata soddisfa questo requisito.

Allo scopo di soddisfare l'esigenza di non eccedere nel valore di rumore del ricevitore in caso di osservazioni solari, ALMA sta tentando una tecnica differente, che evita l'uso di filtri solari. E' la cosiddetta tecnica di *LNA de-tuning*, che consiste nel cambiare la polarizzazione degli stadi amplificatori in modo da diminuirne il guadagno. In ALMA l'effetto è molto pesante perché il guadagno viene diminuito di anche 25dB, il che rende

perplexi perché ciò dovrebbe alterare l'equilibrio della cascata degli stadi amplificanti ponendo problemi di stabilità.

Per quanto riguarda il ricevitore Q-band questa strategia non è fattibile perché i diversi stadi costituenti l'LNA non sono pilotabili separatamente, stante la presenza di soli tre fili di alimentazione. Tuttavia sarebbe possibile cambiare la polarizzazione dell'amplificatore nel suo complesso, nella fattispecie aumentando la corrente di drain, e, chiaramente, questo avrebbe un impatto positivo solo se la quantità di cui migliora il valore di Po1dB è maggiore di quanto aumenta il guadagno.

In questo caso la scheda di controllo degli amplificatori non potrebbe essere quella del tipo AliSRT sviluppata a Medicina in quanto non consente l'impostazione remota dei valori di bias, occorrerebbe usare la versione GAIA sviluppata a Cagliari.

Sono state eseguite dal costruttore del dispositivo descritto al cap. 3 misure su un amplificatore raffreddato a 4K per varie configurazioni di bias, mantenendosi però a quello che potremmo chiamare *light de-tuning*: a partire dalla polarizzazione nominale indicata sul datasheet del dispositivo (Vd=1V; Id=10mA) si è incrementato Id fino a 25mA (il che necessariamente fa cambiare leggermente anche Vd). L'LNA risponde incrementando di svariati dB il Po1dB e aumentando il guadagno G di soli 3.5dB. Per tenere in conto il bilancio tra aumento di Po1dB e G è utile riportare i risultati all'ingresso dell'amplificatore valutando il cosiddetto input P1dB, potendolo quindi confrontare con il livello di -55dBm del *quiet Sun*. Ebbene il margine di compressione all'ingresso, che coincide con quello all'uscita, passa dai valori 11-13dB ricordati all'inizio di questo capitolo a 16-18dB, un incremento di circa 5dB.

L'altro risultante interessante di queste misure è che la temperatura di rumore del ricevitore per Id=25mA cambia molto poco rispetto al valore assunto col bias nominale: $T \leq 22K$ contro $T \leq 15K$.

Tutto risolto allora?

Non proprio, per prima cosa perché con il *light de-tuning* non si ottengono ancora i 20dB richiesti di margine di compressione, ma soprattutto, perché si va a peggiorare il margine del Qconv in quanto il suo livello di ingresso è aumentato di quanto è aumentato il guadagno del LNA. Il miglioramento di Po1dB sull'intera catena ricevente, dovuto al miglioramento di quello del LNA (si veda la formula che segue che compone stadi in cascata), ha effetti marginali. Il risultato sul ricevitore, in termini di margine di compressione, è riportato in fig. 11.1, che è da confrontare con la 8.6.

$$Po1dB_{Qband} = \frac{1}{\frac{1}{Po1dB_{LNA} * G_{Qconv}} + \frac{1}{Po1dB_{Qconv}}}$$

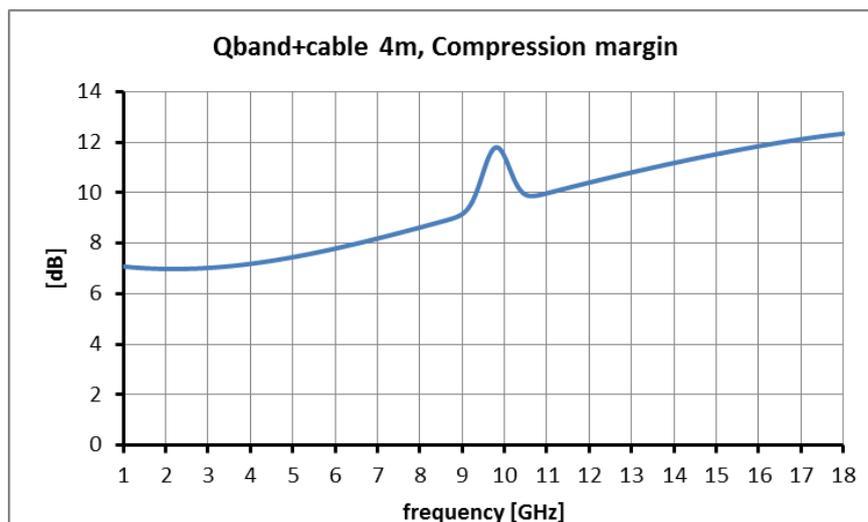


Fig. 11.1 Margine di compressione con *light de-tuning* del LNA

Questo capitolo è il frutto della discussione tra Orfei, Navarrini, Carretti e Pellizzoni. A Navarrini si deve anche l'indagine su ALMA, [13], [14], [15].

RIFERIMENTI

- [1] Orfei A., Scalambra A., Marongiu P., Poloni M., Comoretto G., “Ipotesi di nuovo sistema dei ricevitori di SRT e loro integrazione ai back-end”, report PON del 12/2/2019 versione v1
- [2] G. Pisano , R. Nesti , M. W. Ng , A. Orfei , D. Panella & P. Wilkinson “A Novel Broadband Q-Band Polarizer with Very Flat Phase Response”, Journal of Electromagnetic Waves and Applications (JEMWA), Vol. 26, 707–715, 2012
- [3] Franceschet C., Martelli J., “SRT Q-band feed horns test report”, Università di Milano, Dip. Fisica, novembre 2015
- [4] Zannoni M., Mariotti S., Orfei A. “Characterization at cryogenic temperatures of a Q-band LNA, model Low Noise Factory Co. LNC28_52WB”, febbraio 2016
- [5] Orfei A., Mariotti S., Scalambra A., Roda J., Valente G., Pisanu T., “Caratterizzazione della nuova versione del modulo di conversione in banda Q, 33-50 GHz (Q-CONV)”, rapporto PON, Ottobre 2019
- [6] Orfei A., Scalambra A., Marongiu P., Poloni M., Comoretto G., Navarrini A., Orlati A., Carretti E., “Progetto di sistema per Ricevitori e Back-end a SRT_PON”, report PON del 15/5/2019 (capitolo 6)
- [7] Cortés Medellín G. “Antenna noise temperature calculations” SKA technical memo series 20/10/2004
- [8] Peverini O.A., Lumia M., Addamo G., Virone G., Tascone R., “Marker Injectors for the SRT Q-band multi-feed dual-polarization receiver: RF measurements at component and antenna-feed system levels”, 2016
- [9] Valente G. “Transizione rettangolare termica banda Q”, comunicazione privata 31/1/2017
- [10] Mariotti S., Roda J. “Gap termici, analisi”, comunicazione privata 2/10/2018
- [11] Mariotti S. “Attenuatore in banda Q. Principi realizzativi basati sull'accoppiatore direzionale multiholes”, comunicazione interna 29/4/2014 e 24/11/2014
- [12] Mariotti S., “Attenuatore in banda Q”, comunicazione privata del 12/2/2015
- [13] Chau-Ching Chiong, Po-Han Chiang, Yuh-Jing Hwang, and Ted Huang, “Solar Observation using ALMA Band 1 Receiver”,
- [14] Chau-Ching Chiong, Po-Han Chiang, Yuh-Jing Hwang, Yau-De Huang, “Strategies on Solar Observation of Atacama Large Millimeter/submillimeter Array (ALMA) Band-1 Receiver”, SPIE Astronomical Telescopes + Instrumentation, 2016, Edinburgh, UK
- [15] Stephen White, “Measuring ALMA Solar Filters on the Sky”, ALMA Solar Commissioning Memorandum, 2017