



## Rapporti Tecnici INAF INAF Technical Reports

<b>Number</b>	292
<b>Publication Year</b>	2024
<b>Acceptance in OA@INAF</b>	2024-02-26T12:17:39Z
<b>Title</b>	Il ricevitore 4.2-5.6 GHz per SRT
<b>Authors</b>	ORFEI, Alessandro, CRESCI, Luca, MARONGIU, Pasqualino, NESTI, Renzo, PANELLA, Dario, BOLLI, Pietro, SONNINI, Aldo, CATTANI, Alessandro, MACCAFERRI, ANDREA, MARIOTTI, Sergio, POLONI, Marco, RODA, JURI, SCALAMBRA, ALESSANDRO, MONTI, Lorenzo
<b>Affiliation of first author</b>	IRA Bologna
<b>Handle</b>	<a href="http://hdl.handle.net/20.500.12386/34821">http://hdl.handle.net/20.500.12386/34821</a> , <a href="https://doi.org/10.20371/INAF/TechRep/292">https://doi.org/10.20371/INAF/TechRep/292</a>

## ***IL RICEVITORE 4.2-5.6 GHz per SRT***

**Versione 20/02/2024**

*A. Orfei<sup>1</sup>, L. Cresci<sup>2</sup>, P. Marongiu<sup>3</sup>, R. Nesti<sup>2</sup>, D. Panella<sup>2</sup>, P. Bolli<sup>2</sup>, A. Sonnini<sup>2</sup>, A. Cattani<sup>1</sup>,  
A. Maccaferri<sup>1</sup>, S. Mariotti<sup>1</sup>, M. Poloni<sup>1</sup>, J. Roda<sup>1</sup>, A. Scalambra<sup>1</sup>, L. Monti<sup>1</sup>*

<sup>1</sup> INAF-IRA

<sup>2</sup> INAF-OAA

<sup>3</sup> INAF-OAC

Revisori: Adelaide Ladu e Luca Schirru INAF-OAC



## INDICE

<b>Introduzione</b> .....	<b>2</b>
<b>1. Schemi a blocchi</b> .....	<b>5</b>
Schemi a blocchi delle parti costituenti la catena ricevente .....	6
<b>2. Feed System</b> .....	<b>7</b>
Schema circuitale della marca di rumore .....	8
<b>3. Filtro superconduttore</b> .....	<b>11</b>
<b>4. Low Noise Amplifier (LNA)</b> .....	<b>15</b>
<b>5. Unità Monitoring &amp; Control</b> .....	<b>21</b>
<b>6. Unità di Conversione di frequenza</b> .....	<b>25</b>
1 <sup>a</sup> Conversione di frequenza.....	25
2 <sup>a</sup> Conversione di frequenza.....	28
Conversione di frequenza complessiva .....	29
<b>7. Criogenia, Finestra da vuoto e Gap Termico</b> .....	<b>31</b>
<b>8. Prestazioni previste del ricevitore</b> .....	<b>35</b>
<b>9. Misura della Tr e del valore di marca. Calcolo del guadagno</b> .....	<b>37</b>
Strategia di misura.....	39
Stabilità di guadagno durante la misura.....	43
<b>10. Stabilità del ricevitore: Varianza di Allan</b> .....	<b>45</b>
<b>11. Commutazione veloce della marca di rumore</b> .....	<b>49</b>
<b>12. Consumo di potenza</b> .....	<b>51</b>
<b>13. Prestazioni in antenna</b> .....	<b>53</b>
<b>Riferimenti</b> .....	<b>54</b>
<b>Ringraziamenti</b> .....	<b>54</b>

## Introduzione

Il ricevitore nella banda 4.2-5.6 GHz fu in origine progettato per essere montato in fuoco BWG (BeamWaveGuide) all'antenna SRT; in seguito, ragioni di opportunità (principalmente l'assenza del quarto specchio M4 necessario al rinvio della radiazione) portarono a cambiare la destinazione scegliendo una montatura in fuoco gregoriano; questa, tra l'altro, permette prestazioni ben migliori in termini di temperatura di rumore complessiva. Il progetto originale del feed prevedeva la sua realizzazione mediante cinque sezioni in cascata nella sua versione per il fuoco BWG ( $f/D=2.81$ )<sup>1</sup>. Tale metodologia realizzativa consente in teoria di adattare il feed a diversi rapporti focali ( $f/D$ ) dell'ottica e, in questo caso, è stato effettivamente possibile utilizzare le prime tre sezioni del feed per illuminare efficientemente l'antenna SRT dalla posizione di fuoco gregoriano ( $f/D=2.34$ ). Sono disponibili, pertanto, due sistemi di possibile illuminazione. In questo rapporto si considererà solo l'ultima destinazione d'uso.

La catena ricevente consta dei seguenti moduli, nell'ordine:

- Monofeed nella banda 4.2-5.6 GHz
- Iniezione di marca con dispositivo in guida d'onda.
- Circuito di marca composto di Noise Generator + Attenuatore
- Finestra da vuoto con separatore termico in guida d'onda dotato di choke
- Polarizzatore e OMT (OrthoMode Transducer) con doppia uscita a diversità di polarizzazione circolare incidente (RCP e LCP)<sup>2</sup>
- Filtro superconduttore, HTS (High Temperature Superconductor), interposto tra uscita OMT e ingresso LNA (Low Noise Amplifier). Le connessioni sono in coassiale
- LNA acquistati dalla ditta svedese LNF (Low Noise Factory, <https://lownoisefactory.com/>) (banda di lavoro 4-8 GHz)
- Una scheda di 1° conversione che agisce su entrambe le polarizzazioni. Il 1° OL (oscillatore locale) è interno o esterno da sintetizzatore. La scheda è inserita nello stesso rack 3U/19" della seconda conversione.
- Una scheda di 2° conversione che agisce su entrambe le polarizzazioni. Il 2° OL interno o esterno da sintetizzatore. La scheda è inserita nello stesso rack 3U/19" della prima conversione.
- Unità di ventilazione del cestello contenente le conversioni
- Unità M&C (monitor & control) che consente l'alimentazione degli LNA criogenici e comprende anche il controllo per lo spegnimento/accensione remota della testa fredda e apertura/chiusura remota della valvola del vuoto. L'unità è utilizzata anche per il controllo on/off della marca.

Di seguito sono riportate alcune foto del ricevitore scattate quando lo stesso si trovava all'Osservatorio di Arcetri (fig. I1, I2, I3, I4 e I5). Per questo motivo non compare l'unità di conversione di frequenza, che verrà mostrata a parte.

---

<sup>1</sup>Il rapporto focale  $f/D$  rappresenta il rapporto tra la distanza focale equivalente  $f$ , ovvero la distanza  $f$  focale del paraboloide equivalente all'ottica multiriflettore in oggetto, ed il diametro  $D$  del primario.

<sup>2</sup> Le componenti di polarizzazione circolare sono Right (RCP) e Left (LCP) Circular Polarization.



Fig. I1 In evidenza il traliccio su cui è fissato il ricevitore



Fig. I2



Fig. I3

Particolari del ricevitore

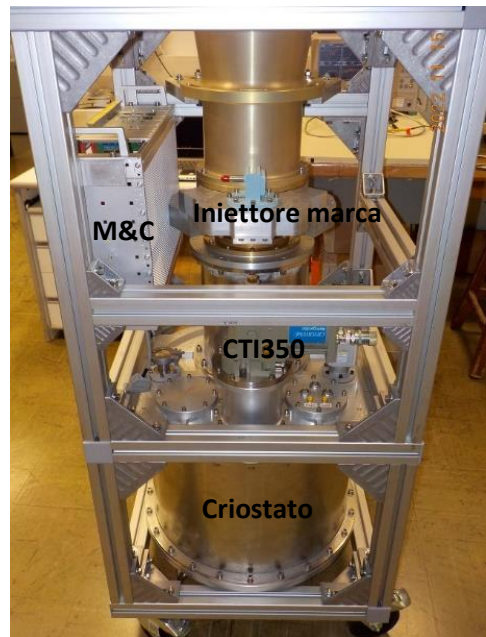


Fig. I4

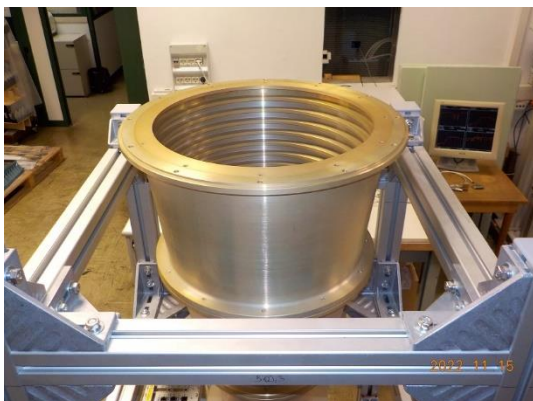


Fig. I5 Bocca dell'horn

La figura I6 mostra le dimensioni d'ingombro del ricevitore e una valutazione del suo peso. In [1] alla figura 4 curva F2\_3S, si può trovare come la posizione del centro di fase cambia con la frequenza.

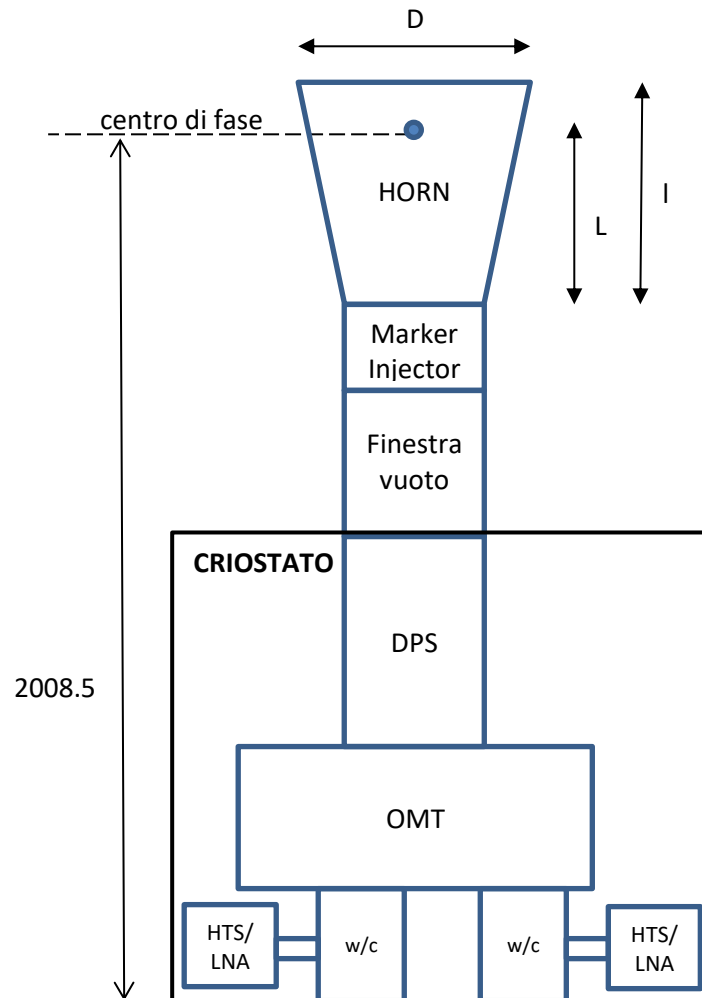


Fig. I6 Dimensioni d'ingombro del ricevitore.  $D=433.6\text{mm}$ ;  $L=1237\text{mm}$ ;  $I=1337.2\text{mm}$ ; il pallino blu è il centro di fase, che si trova intorno a 100mm dalla bocca dell'horn

Una stima del peso complessivo del ricevitore, incluso il traliccio Bosch e considerando anche la presenza dei moduli M&C e conversione di frequenza (che però incidono solo per circa 20kg), è 250kg. Il modulo M&C e quello di conversione di frequenza saranno montati sul tamburo gregoriano dell'antenna, in prossimità del traliccio Bosch.

# 1. Schemi a blocchi

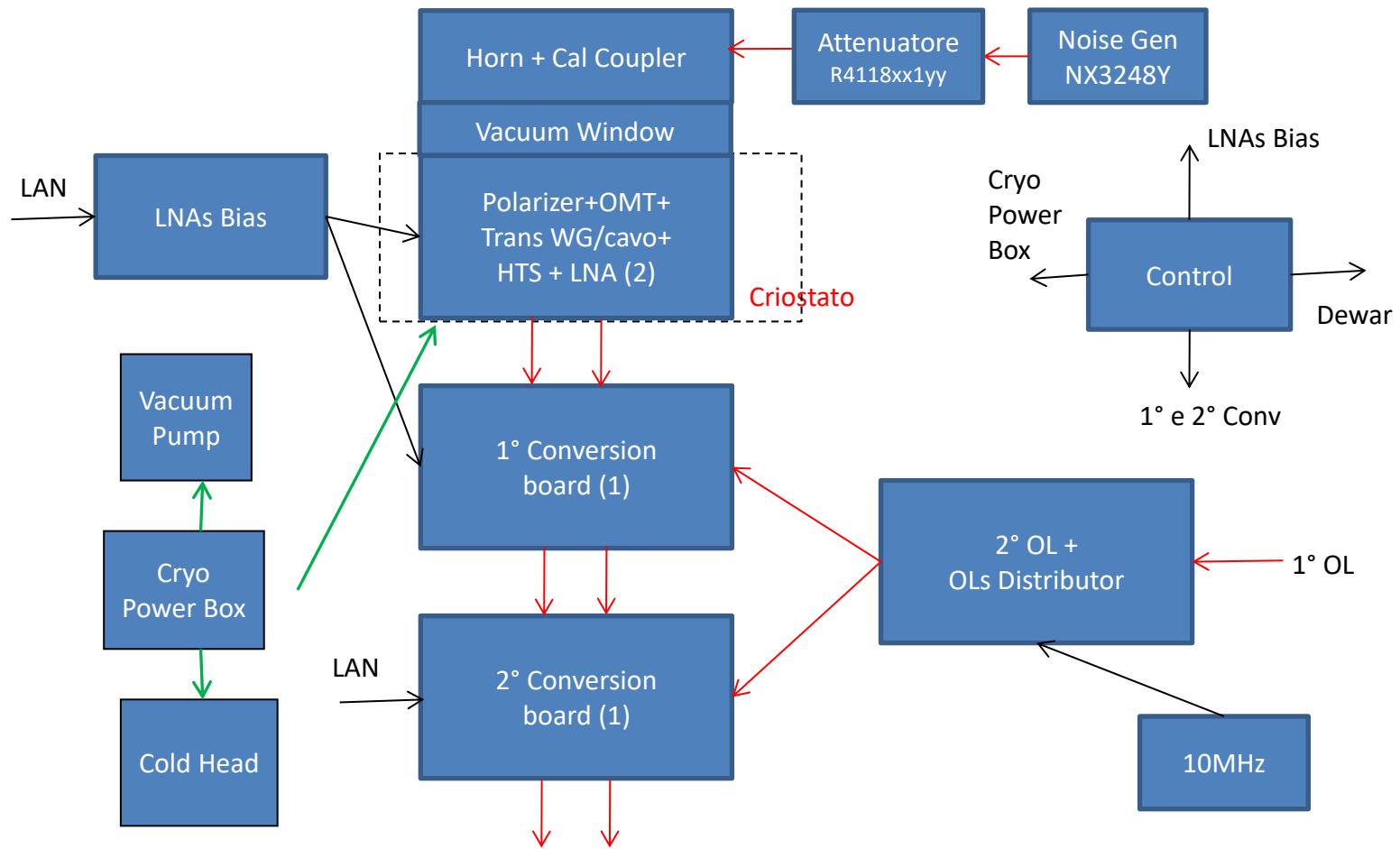


Fig. 1.1 Schema a blocchi del ricevitore completo

## Schemi a blocchi delle parti costituenti la catena ricevente

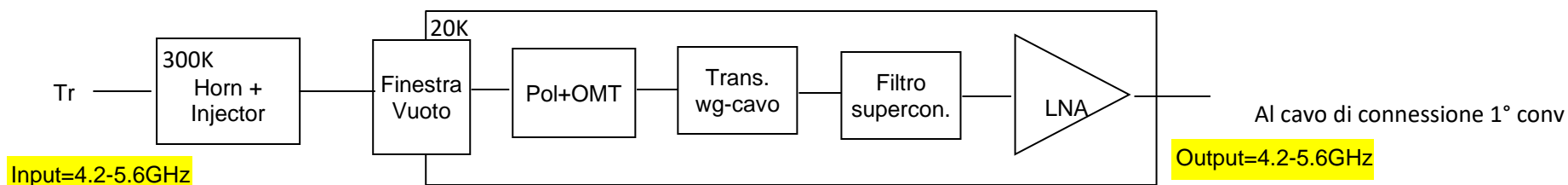


Fig. 1.2 Front-end. Dall'uscita OMT i blocchi sono duplicati per servire le due polarizzazioni RCP e LCP

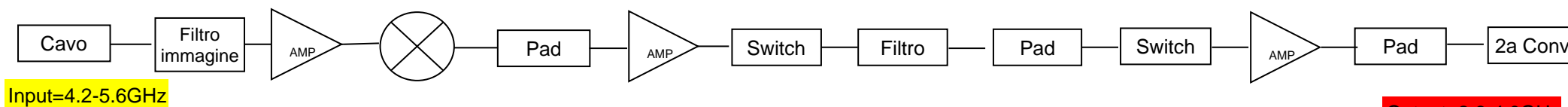


Fig. 1.3 1° Conversione. Una catena per ogni polarizzazione

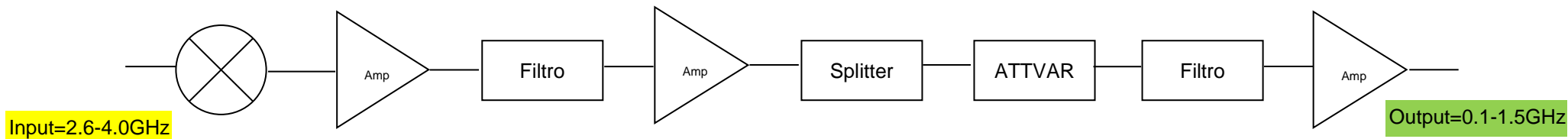


Fig. 1.4 2° Conversione. Una catena per ogni polarizzazione

## 2. Feed System



Fig. 2.1 Complessivo Horn+MarkerInjector+polarizzatore+OMT, manca la finestra da vuoto



Fig. 2.2 Particolare: Iniezione segnale di marca+polarizzatore+OMT, manca la finestra da vuoto

La fig. 2.1 mostra la foto del feed, marker injector, polarizzatore e OMT assemblati insieme, mentre la fig. 2.2 mostra il particolare dell'iniezione del segnale proveniente dalla marca di rumore. Lo studio del sistema feed è contenuto in [1].

## Schema circuitale della marca di rumore

Lo schema circuitale è composto dai seguenti dispositivi:

- Generatore di rumore Narda/Miteq tipo ATM NX3248Y, 15V, connettore RF SMA maschio, connettore DC SMA femmina.
- Attenuatore coassiale (per esempio Radiall tipo R4118xx1yy, ove xx è il valore di attenuazione e yy corrisponde alla frequenza max di lavoro), valore nominale 24dB. La connessione al connettore di ingresso del marker injector, tramite la transizione, è realizzata senza cavi (fig. 2.3).

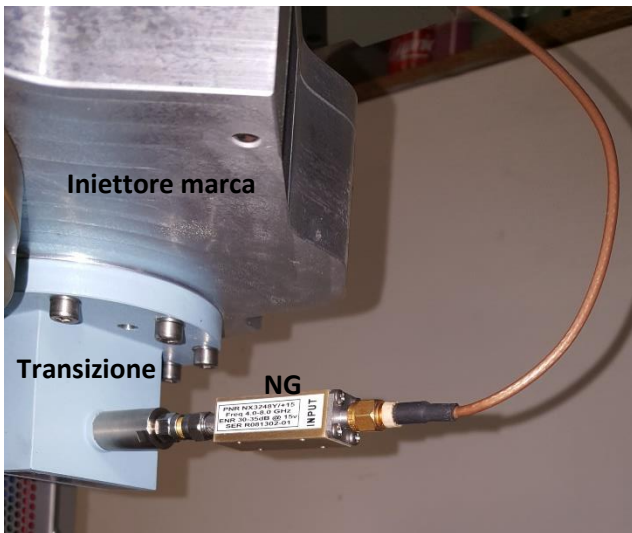


Fig. 2.3 Iniezione Marca nel C\_low SRT

Nella tabella 2.1 è mostrato il calcolo del valore nominale dell'attenuatore, fissati un **valore di marca (Ton) a  $1.0K \pm 0.1K$**  in frequenza (che equivale a circa il 5% della Tsys prevista, si veda al capitolo 8 la tab. 8.2), il ENR e l'accoppiamento.

Noise Generator	Attenuatore	Accoppiamento Marker + 3dB
	0.003981072	0.000501187
ENR	dB	dB
<b>30.9</b>	<b>24.0</b>	<b>33</b>
Tfisica	Tfisica	Tfisica
<b>295</b>	<b>295</b>	<b>295</b>
Ton	Ton	Ton
357072.9	1715.4	0.9
Toff	Toff	Toff
295.0	295.0	0.1
	RL min	
	<b>48.0</b>	
	RL typ	
	<b>52.3</b>	
	5.8641E-06	

Tab. 2.1 Calcolo del valore nominale della marca

Il valore di ENR del generatore di rumore è dato, da targa, da 30 a 35dB, con una flatness di  $\pm 1$ dB. Il dispositivo usato nel ricevitore è riportato in fig. 2.4, ove si vede il valore di ENR in funzione della frequenza; tra 4.2 e 5.6 GHz si ha  $\leq 0.6$ dB picco-picco. Insieme alla fig. 2.5, in cui è riportato l'andamento misurato dell'accoppiamento della marca,  $\leq 0.8$ dB picco-picco, si ha un'idea della piattezza raggiungibile nei valori di

marca. La misura sull'intero ricevitore mostrerà, come si vedrà nella fig. 9.3 al capitolo 9, una piattezza molto migliore di questa previsione.



Fig. 2.4 Valori ENR del generatore di rumore ATM NX3248Y

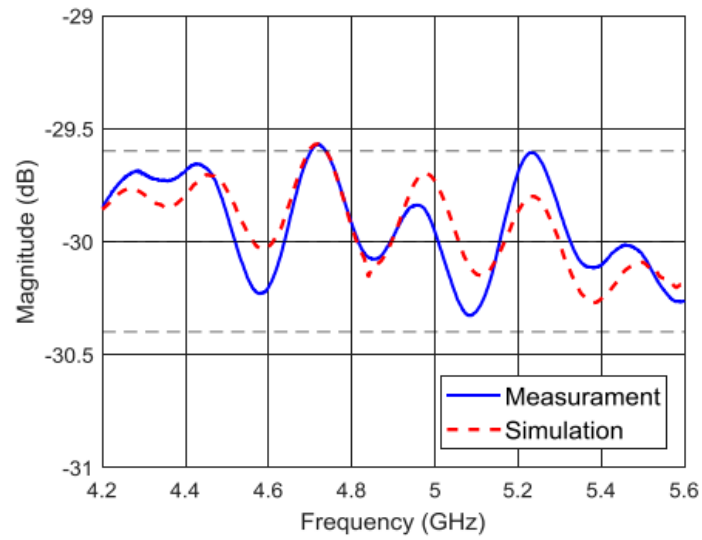


Fig. 2.5 Accoppiamento misurato dell'iniettore di marca

LASCIARE BIANCA

### 3. Filtro superconduttore

Questo filtro HTS (High Temperature Superconductor) [2], costruito in tecnologia microstriscia planare, è costituito dalla cascata di uno stadio passabanda con banda uguale alla banda di lavoro del ricevitore, e da un filtro notch che reietta la forte interferenza a 5640 MHz presente al sito SRT, emessa da un radar meteo installato nel territorio circostante. Il filtro ha essenzialmente lo scopo di limitare la banda di lavoro alla specifica di funzionamento del ricevitore, attenuando quanto presente fuori banda.

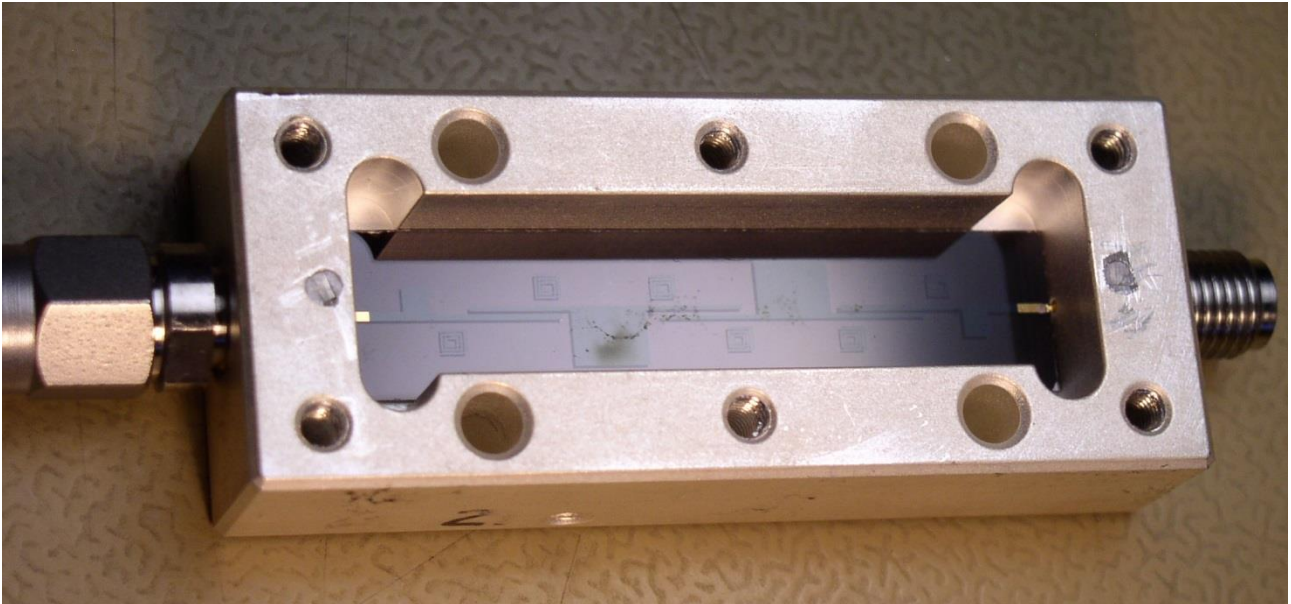


Fig. 3.1 Immagine del circuito del filtro HTS

Di seguito le curve che mostrano,

- la maschera del filtro, fig. 3.2
- un ingrandimento della maschera nella parte notch che evidenzia la reiezione a 5.640 GHz, fig. 3.3
- l'insertion loss, fig. 3.4
- il return loss, fig. 3.5

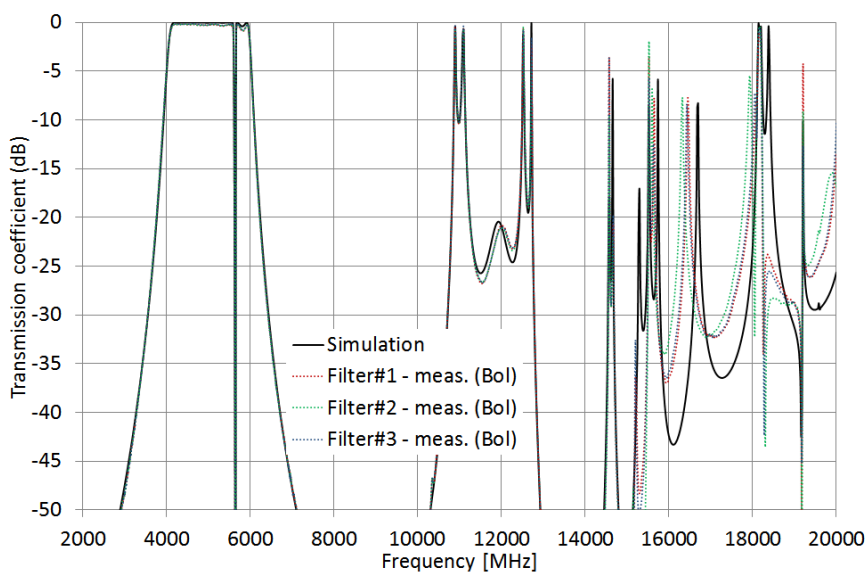


Fig. 3.2 Maschera dei tre filtri HTS prodotti. A sinistra, S21 nella banda nominale di lavoro, a destra le armoniche di banda intrinseche al progetto del dispositivo

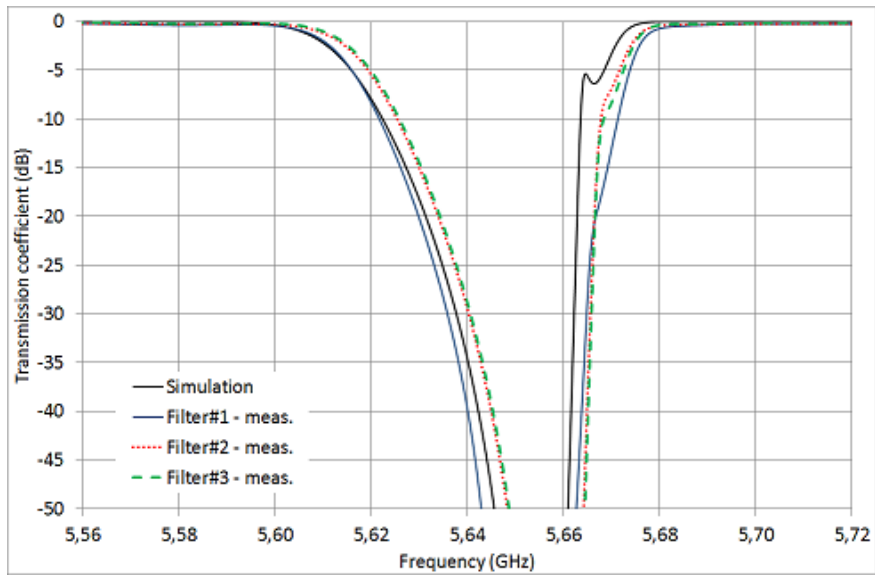


Fig. 3.3 Maschera della parte notch dei tre filtri HTS prodotti. A 5.640 GHz si può valutare l'entità della reiezione della RFI generata dal radar meteo

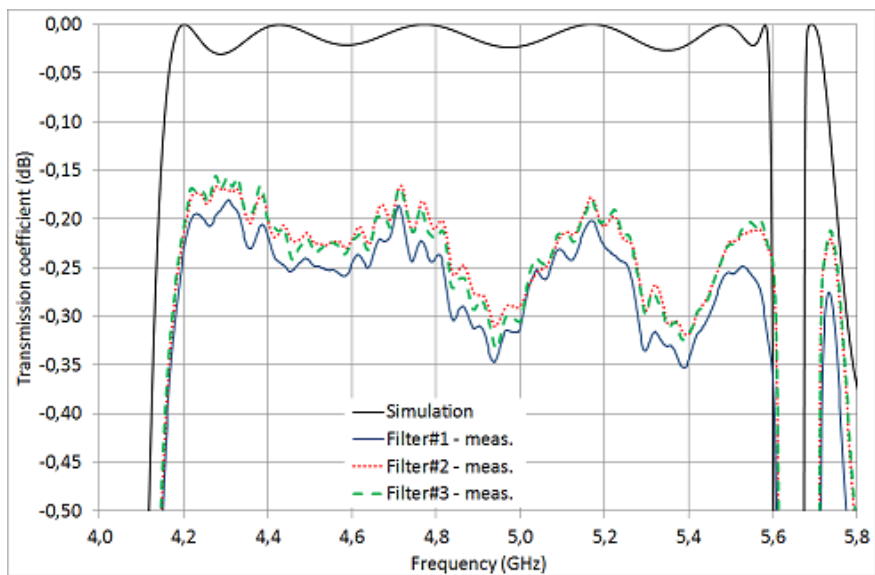


Fig. 3.4 Insertion loss dei tre filtri HTS prodotti

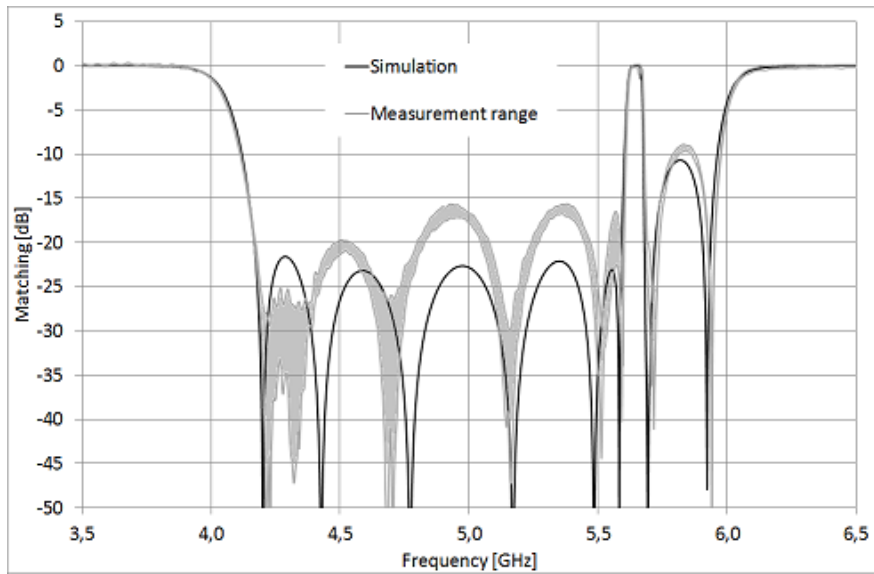


Fig. 3.5 Return loss dei tre filtri HTS prodotti

Da queste misure si evincono le seguenti prestazioni dei filtri,

- Banda di lavoro 4.2-5.6 GHz
- Insertion loss nella banda di lavoro  $0.2 \div 0.35$  dB
- Return loss nella banda di lavoro  $> 15$  dB
- Reiezione della interferenza a 5.640 GHz  $> 30$  dB

LASCIARE BIANCA

## 4. Low Noise Amplifier (LNA)

I tre amplificatori criogenici acquistati sono della ditta svedese LNF [3], modello LNF-LNC4\_8C. *Il terzo modulo è inteso essere parte di ricambio sia per questo che per l'altro ricevitore a SRT, il 7GHz.* I serial number dei tre amplificatori sono sn1711H, sn1729H, sn1817H. Di seguito sono riportate le prestazioni misurate in fabbrica prima della consegna. I parametri S sono misurati a temperatura ambiente, e non cambiano raffreddando l'amplificatore. Nelle didascalie, per ogni figura si riporta anche la polarizzazione dell'amplificatore. Le righe verticali tratteggiate in rosso delimitano la banda di lavoro del ricevitore.

### LNA sn1711H, usato sulla LCP

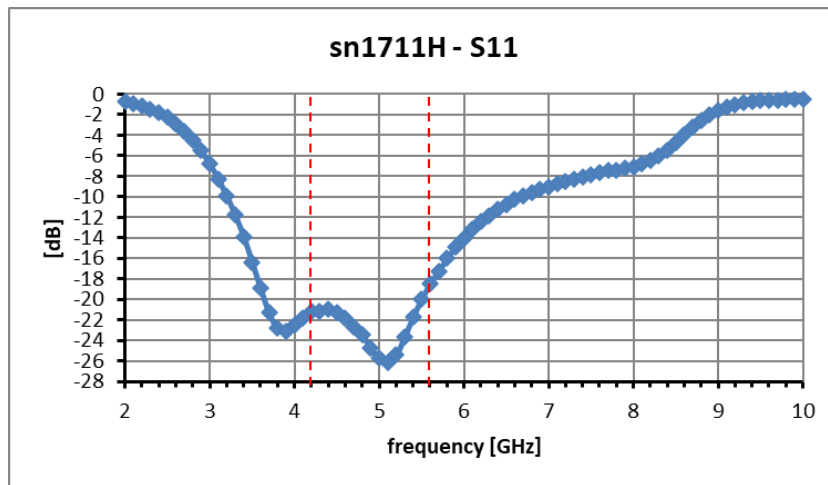


Fig. 4.1 sn1711H caldo, S11, Vd=1.35V Id=45mA

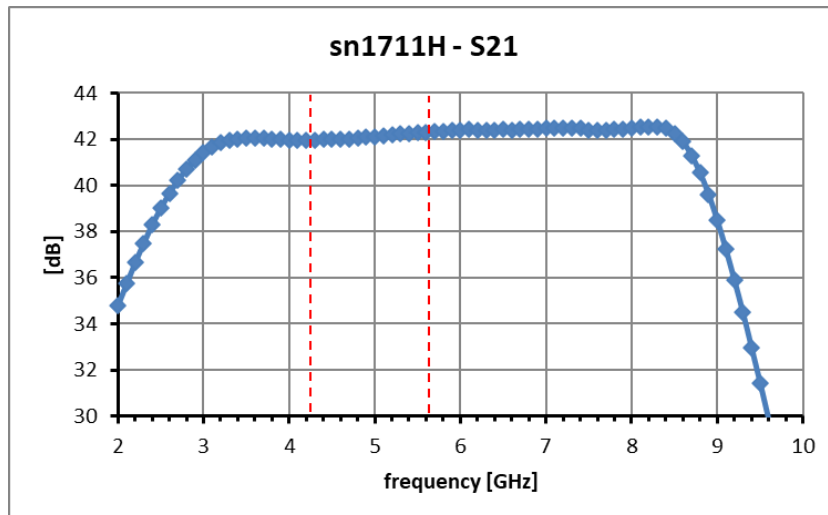


Fig. 4.2 sn1711H caldo, Gain, Vd=1.35V Id=45mA

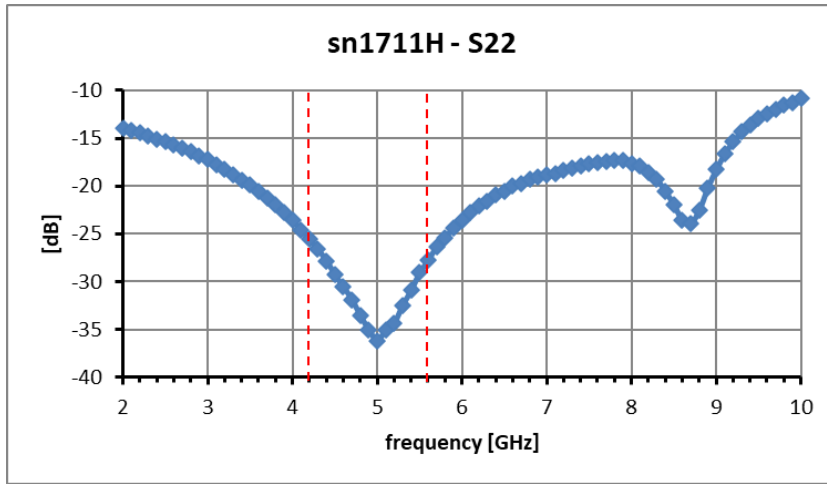


Fig. 4.3 sn1711H caldo, S22,  $V_d=1.35V$   $I_d=45mA$

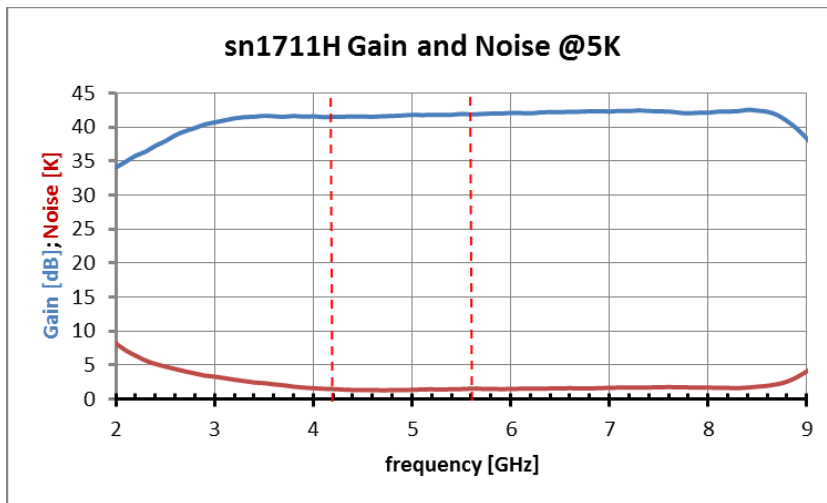


Fig. 4.4 sn1711H freddo a 5K, Gain&Noise,  $V_d=0.7V$   $I_d=15mA$

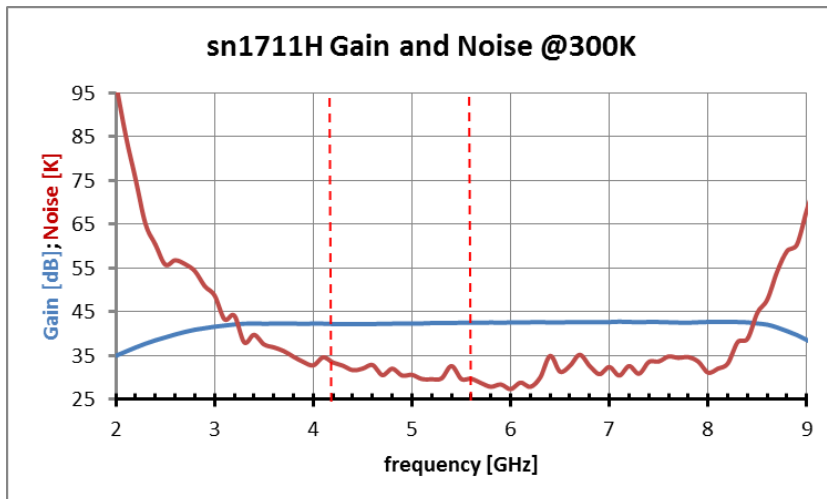


Fig. 4.5 sn1711H caldo, Gain&Noise,  $V_d=1.35V$   $I_d=45mA$

LNA sn1729H, usato sulla RCP

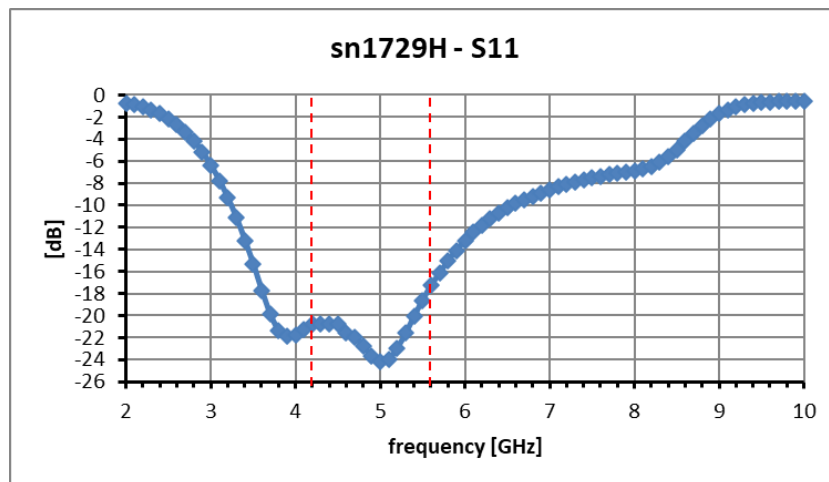


Fig. 4.6 sn1729H caldo, S11, Vd=1.35V Id=45mA

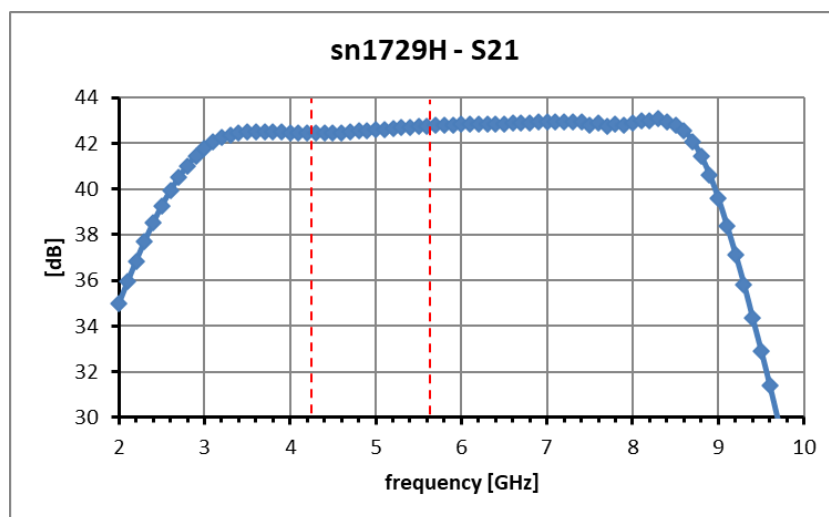


Fig. 4.7 sn1729H caldo, Gain, Vd=1.35V Id=45mA

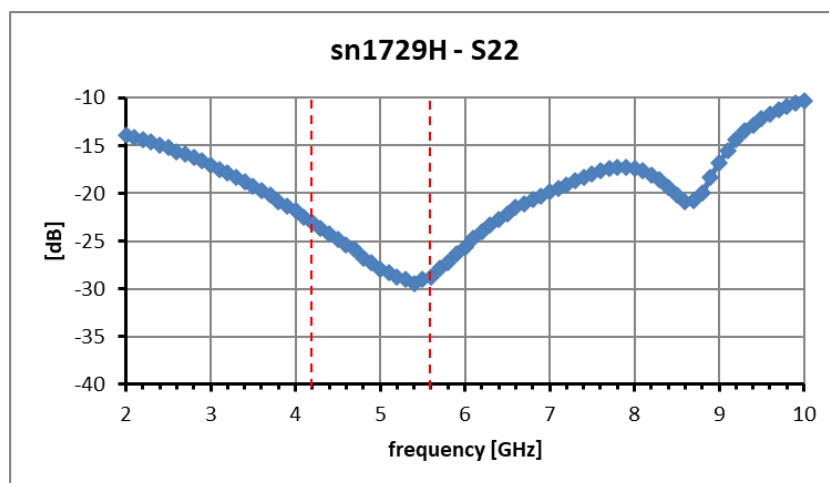


Fig. 4.8 sn1729H caldo, S22, Vd=1.35V Id=45mA

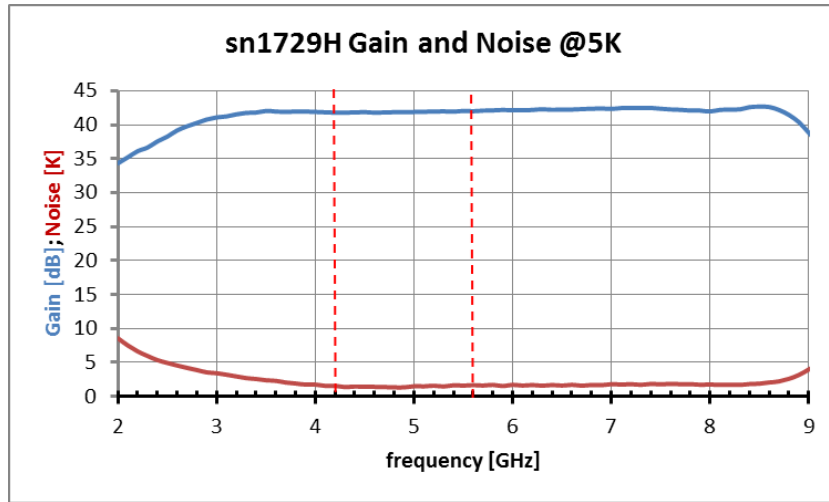


Fig. 4.9 sn1729H freddo a 5K, Gain&Noise, Vd=0.7V Id=15mA

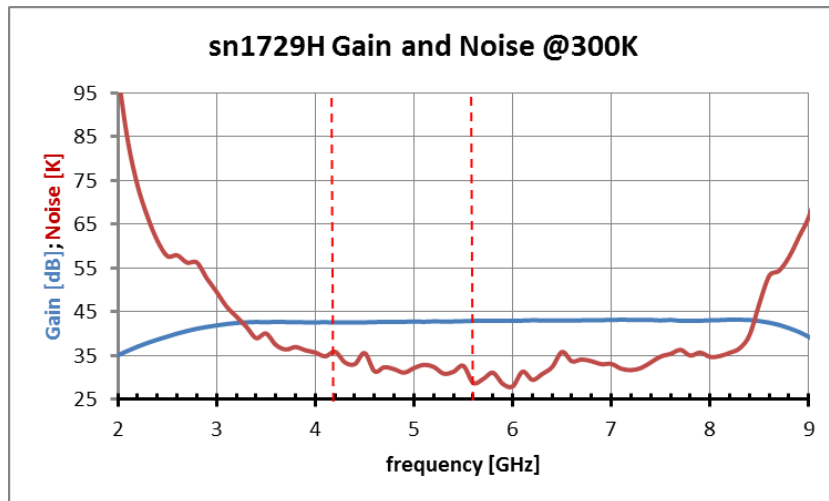


Fig. 4.10 sn1729H caldo, Gain&Noise, Vd=1.35V Id=45mA

**LNA sn1817H, parte di ricambio**

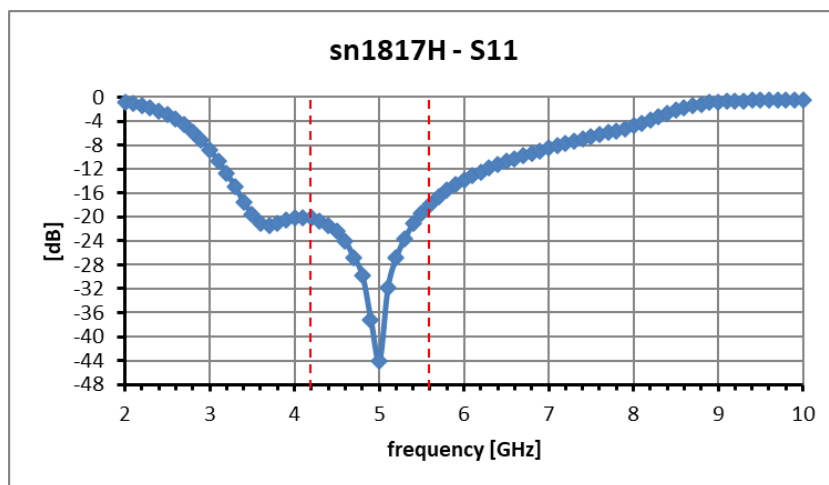


Fig. 4.11 sn1817H caldo, S11, Vd=1.35V Id=45mA

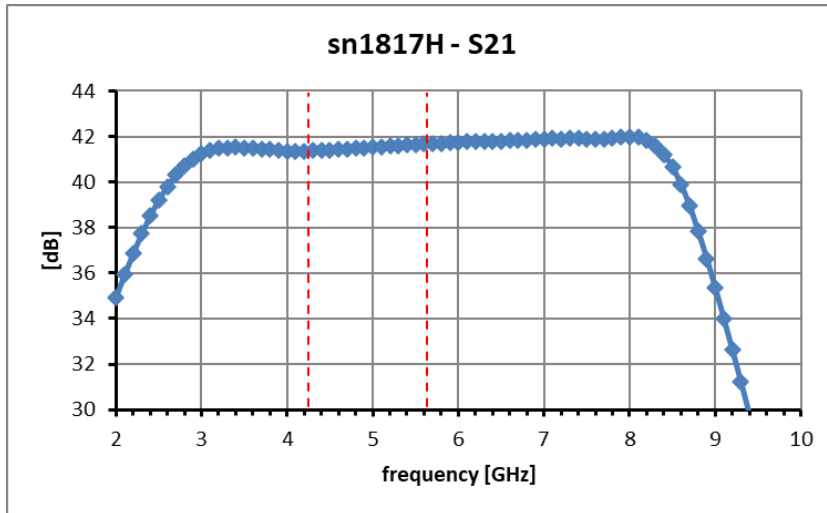


Fig. 4.12 sn1817H caldo, Gain, Vd=1.35V Id=45mA

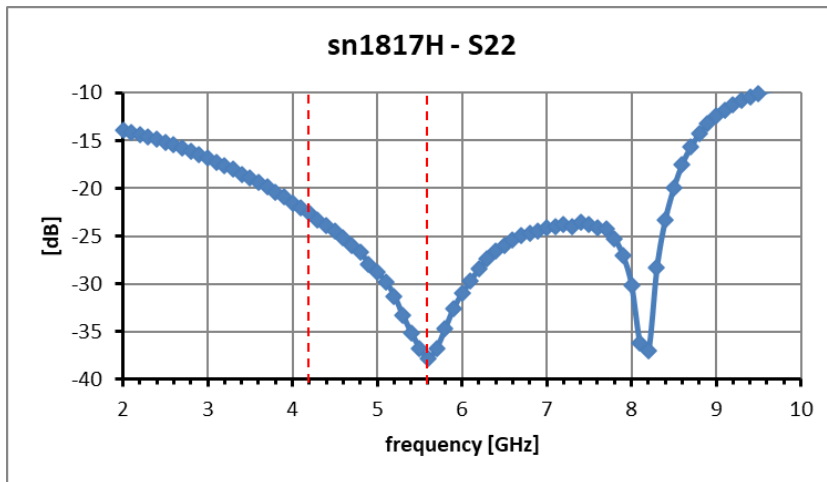


Fig. 4.13 sn1817H caldo, S22, Vd=1.35V Id=45mA

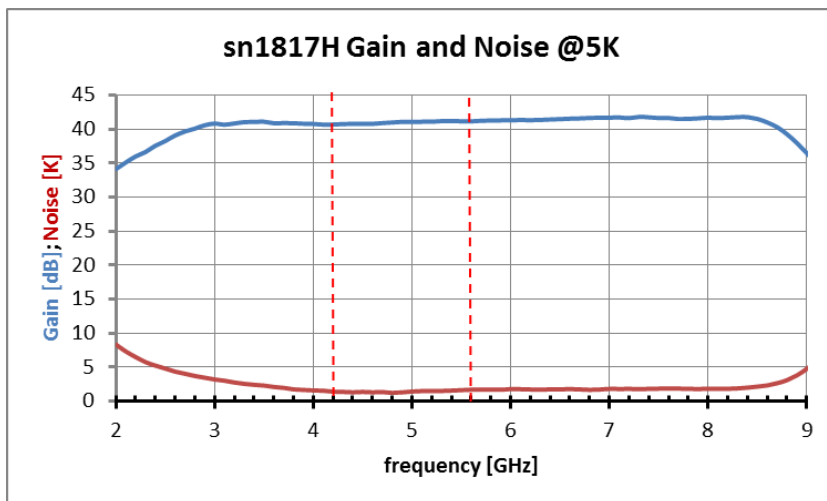


Fig. 4.14 sn1817H freddo a 5K, Gain&Noise, Vd=0.7V Id=15mA

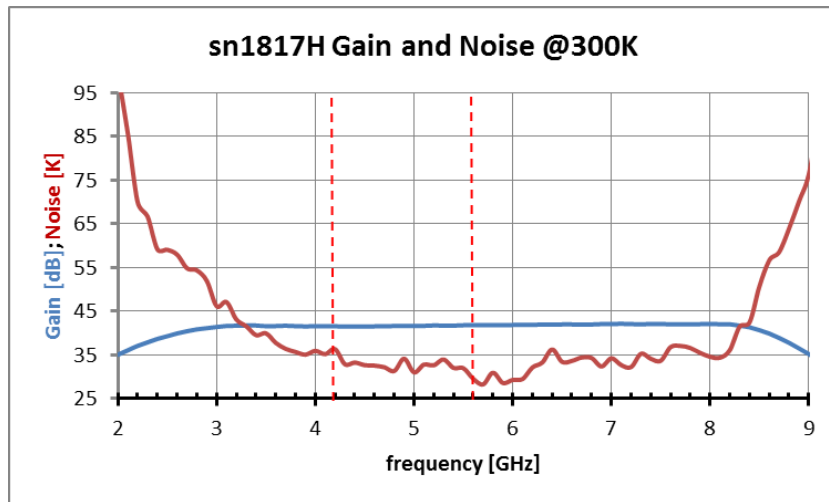


Fig. 4.15 sn1817H caldo, Gain&Noise, Vd=1.35V Id=45mA

## 5. Unità Monitoring & Control

In figura 5.1 è mostrata l'unità che alimenta gli LNA e permette le procedure di spegnimento/accensione remota della testa fredda e apertura/chiusura remota della valvola del vuoto. È mostrato anche il collegamento con la scatola 'Cryo Power Box' che contiene la parte di potenza per l'attuazione dei comandi freddo/vuoto di cui sopra.

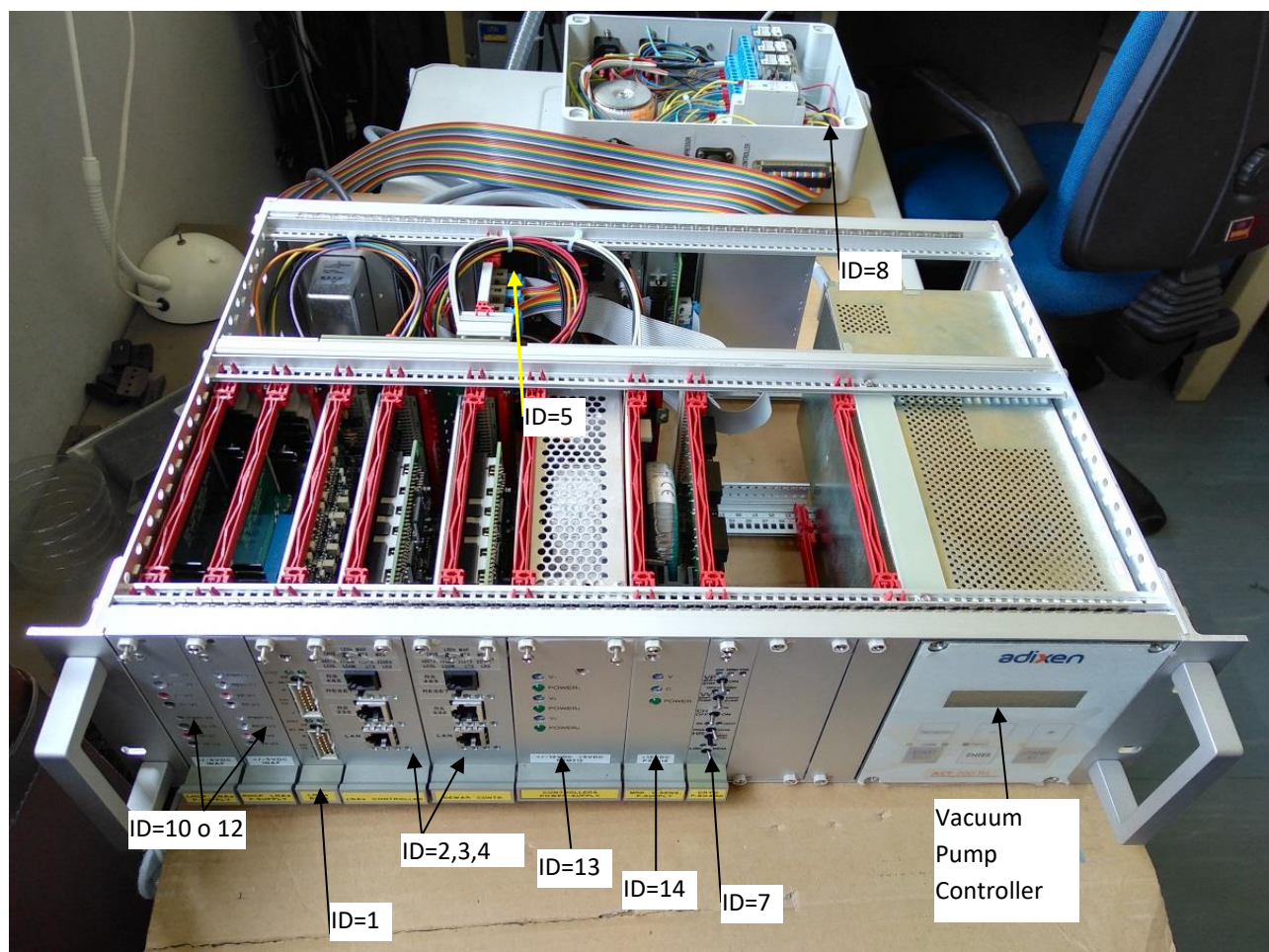


Fig. 5.1 Unità di M&C, vista di fronte

ID	Nome	Descrizione
1	PCB AliSRT	Biasing fino a 5 stadi per 2 polarizzazioni ognuna
2	PCB0031	CPU controllo LNA e dewar
3	PCB0041	Interfaccia controllo LNA e dewar
4	PCB LAN	Interfaccia LAN per PCB0031 (WIZ100SR)
5	PCB BPA	<b>Back Plane Adapter</b> per PCB0031
6	PCB Vacuum Pump Adapter	Interfaccia per controller Adixen ACT100 e ACT200
7	PCB Cryo Power Board	Controllo loc/rem di pompe, valvole e testa fredda
8	Cryo Power Box	Scatola con relè di potenza da abbinare alla SRT-CPB
9	RX FO Marca	Comando da calmux per ON/OFF marca
10	Power supply	Solo fino a 2 AliSRT
11	PCB BP (fino 7 LNA bias board)	<b>Back Plane</b> per PCB0031 e AliSRT
13	PSM 312 +/-12V, 5V	Alimentatore per ID2,3,4
14	PSM 215 2x15V	Alimentatore per vacuum sensor e noise source

Tab. 5.1 Moduli che compongono l'unità di M&C

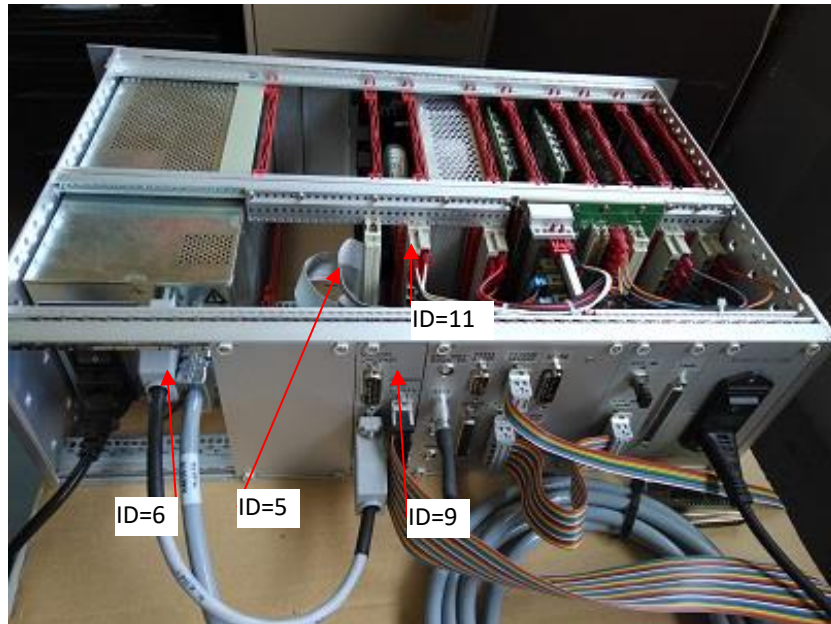


Fig. 5.2 Unità di M&C, vista dietro

Al fine di alimentare correttamente i preamplificatori criogenici della Low Noise Factory, è stata effettuata una variante circuitale sulla linea del gate di AliSRT: è stata sostituita la resistenza di 10 KΩ con una da 470 Ω (R33, R55) e la capacità di 1 μF con una da 100nF (C23, C36), come evidenziato nella fig. 5.3. La modifica si è resa necessaria al fine di evitare una inutile caduta di tensione, di ridurre la costante di tempo ed evitare oscillazioni a bassa frequenza sul loop di regolazione.

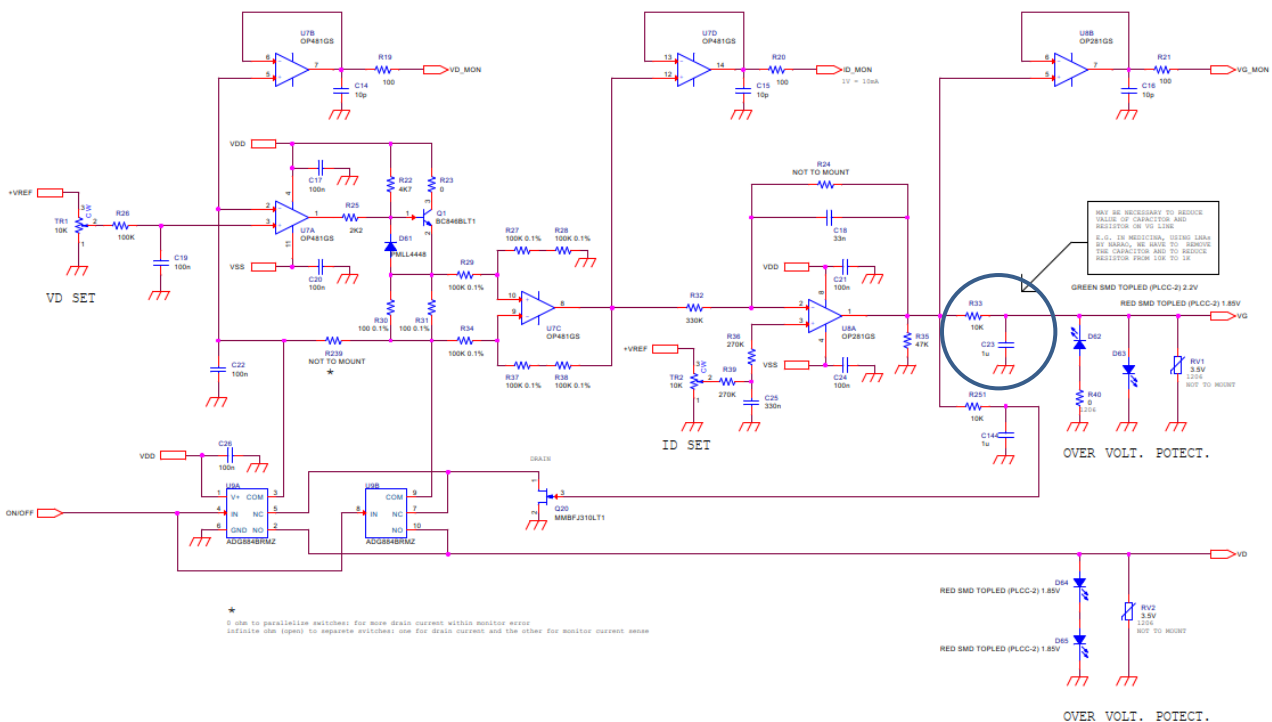


Fig. 5.3 Circuito di bias dei LNA. Per la versione della Low Noise Factory sono state cambiate R33 e C23. Le corrispondenti per l'altra polarizzazione sono R55 e C36.

La figura 5.4 mostra i valori di polarizzazione degli LNA, che corrispondono, come Vd e Id, a quanto prescritto dal costruttore, cioè 0.7V/15mA (si veda fig. 4.4 e 4.9).

Left		Right	
1	VD	+0,6925	VD +0,6883
	ID	+14,9446	ID +15,0179
	VG	-1,1466	VG -1,1905

Fig. 5.4 Polarizzazione degli LNA criogenici

#### Misura della stabilità del bias degli LNA

L'unità M&C è stata monitorata nel tempo per verificare quanto i valori nominali di bias rimanessero costanti. Nelle misure effettuate in dicembre 2022 sono stati acquisiti 658 punti per un tempo complessivo di 59m 52s; il tempo di campionamento è pari a circa 5.46s (0.183Hz).

	Vd – LCP [V]	Id – LCP [mA]	Vg – LCP [V]	Vd – RCP [V]	Id – RCP [mA]	Vg – RCP [V]
<b>Dev. Standard (%)</b>	0.3799	0.1719	-0.1464	0.0491	0.0186	-0.0246
<b>Dev. Standard</b>	0.0025328	0.0256952	0.0027051	0.0003380	0.0028045	0.0004945
<b>Media</b>	0.6666	14.9457	-1.8471	0.6871	15.0198	-2.0064

Tab. 5.2 Stabilità del bias degli LNA criogenici

Non è chiaro il motivo per cui la deviazione standard dei valori LCP, pur accettabili, sia circa dieci volte quella della RCP. Possiamo affermare che la variazione non è dovuta a drift, che non è non visibile nei dati acquisiti.

LASCIARE BIANCA

## 6. Unità di Conversione di frequenza

L'unità rack 3U/19" standard (Fig. 6.1) contiene sia la 1° che la 2° conversione di frequenza per entrambe le polarizzazioni [4]; in particolare, la seconda conversione contiene anche i rivelatori per i parametri di Stokes (polarimetro + total power). Il progetto, sia elettrico che meccanico, è di IRA-INAF e la scelta di utilizzare due conversioni con valori di oscillatori locali maggiori delle frequenze da convertire permette di minimizzare eventuali prodotti di intermodulazione, che andrebbero ad aggiungersi alle interferenze presenti in questa banda.



Fig. 6.1 Il cestello che contiene le conversioni di frequenza. Nella parte sottostante sono collocate le ventole di raffreddamento

### 1ª Conversione di frequenza

L'unità di prima conversione, il cui schema a blocchi è riportato al capitolo 1 fig. 1.3, converte la banda cielo 4.2-5.6GHz nella banda 2.6-4.0GHz, usando un valore di  $OL1 = 8.2GHz$  con una potenza di 6dBm, fig. 6.2.  $OL1$  è fornito o da un sintetizzatore esterno (consigliato per le osservazioni VLBI) oppure moltiplicando per 2 il sintetizzatore interno Synergy, modello LFSW190410-100. La fig. 6.2 evidenzia come questa conversione inverte la banda cielo.

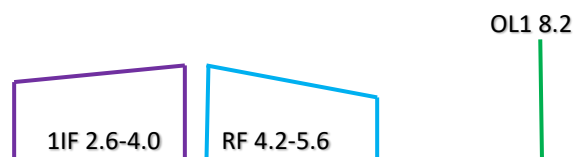


Fig. 6.2 Come la banda cielo viene convertita dalla prima conversione

In fig. 6.3 è riportata l'immagine della scheda con e senza il coperchio di chiusura.

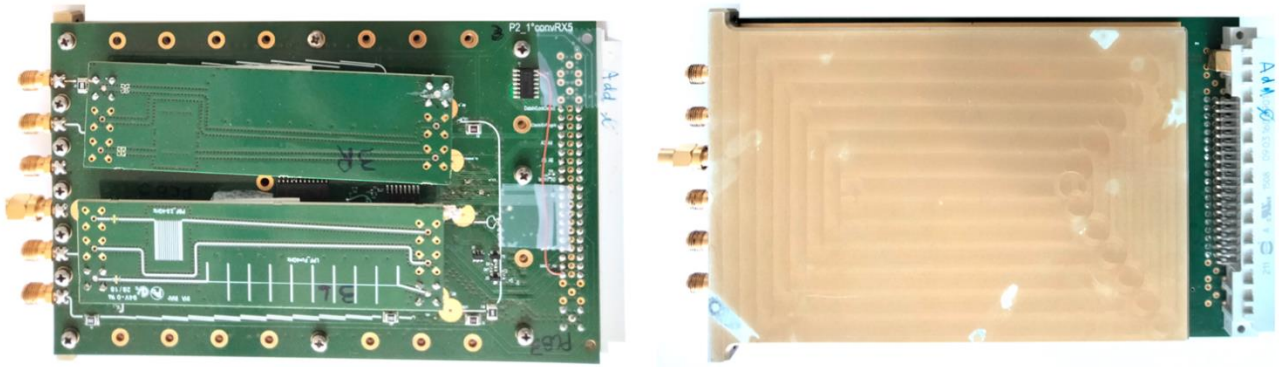


Fig. 6.3 Modulo di prima conversione

Le principali prestazioni del modulo di prima conversione misurate in aprile 2023, sono riportate nelle tabelle 6.1a e 6.1b. La NF (Noise Figure) è solo simulata.

f [GHz]	Input return loss [dB]	G [dB]	NF [dB]	Output return loss [dB]
2.6	-15	17	8.9	-12
3.3	-10	23	6.0	-15
4.0	-15	18	13.2	-12

Tab. 6.1a Prestazioni della prima conversione, LCP

f [GHz]	Input return loss [dB]	G [dB]	NF [dB]	Output return loss [dB]
2.6	-18	22	8.9	-15
3.3	-10	23	6.0	-39
4.0	-18	18	13.2	-15

Tab. 6.1b Prestazioni della prima conversione, RCP

La scheda di prima conversione non è dotata di attenuatore variabile. Il filtro immagine (fig. 1.3) è del tipo passabanda, con le frequenze a -3dB pari alla banda nominale del ricevitore, cioè 4.2 e 5.6GHz. La banda a -30dB, rispetto al valore a centro banda, va da 4.02GHz a 5.750 GHz. La fig. 6.4 mostra l'andamento tra 4 e 5.8 GHz.

Nella scheda sono inoltre inseriti quattro filtri, selezionabili remotamente, le cui caratteristiche di frequenza a -3dB e a -30dB sono riassunte in tab. 6.2. È possibile la scelta del filtro tutta banda (ALL), e poi altri tre con larghezza di banda decrescente (W, wide; M, medium; N, narrow). Nella tabella è aggiunta anche una colonna ove si potrà indicare il codice binario relativo alla selezione.

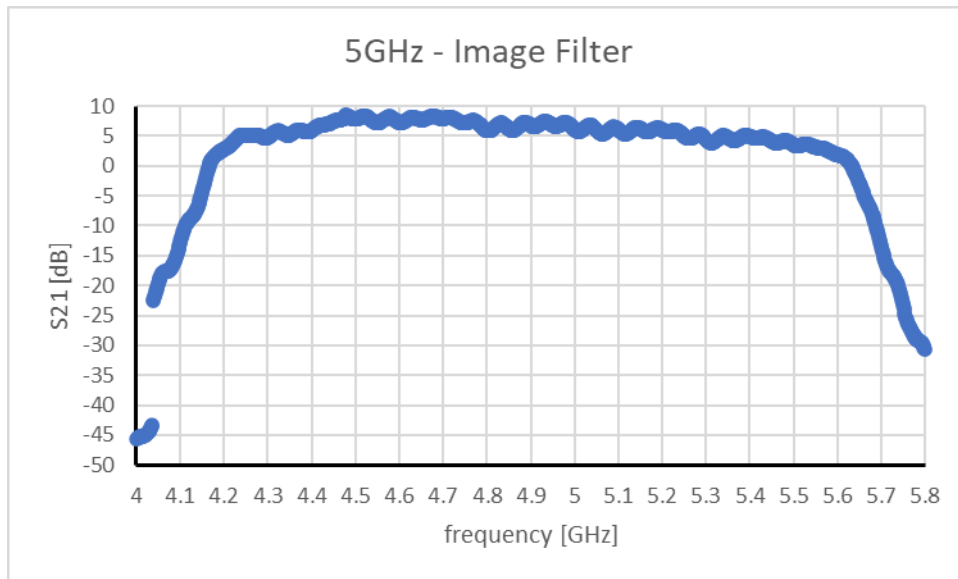


Fig. 6.4 Banda del filtro immagine

Filtri selezionabili	Banda a -30dB [GHz]	BW a -30dB [MHz]	Banda a -3dB [GHz]	BW a -3dB [MHz]	Bit di selezione
ALL	2.460 - 4.055	1595	2.58 - 3.82	1240	
W	3.01 - 4.07	1060	3.15 - 3.95	800	
M	3.530 - 4.065	535	3.64 - 4.0	360	
N	3.555 - 3.895	340	3.62 - 3.82	200	

Tab. 6.2 Filtri selezionabili remotamente nella scheda di 1° conversione

## 2ª Conversione di frequenza

L'unità di seconda conversione, il cui schema a blocchi è riportato al capitolo 1 fig. 1.4, converte la banda di prima conversione 2.6-4.0GHz nella banda finale 0.1-1.5GHz, usando un valore di OL2 = 4.1GHz, fig. 6.5. OL2 può essere generato o da un sintetizzatore esterno (consigliato VLBI) oppure dal sintetizzatore interno Synergy, modello LFSW397697-100. Anche questa conversione inverte la banda di prima conversione, ripristinando il verso corretto della banda cielo.



Fig. 6.5 La banda di prima conversione 1IF convertita nella seconda conversione 2IF

In fig. 6.6 è riportata l'immagine della scheda montata con e senza il coperchio di chiusura.

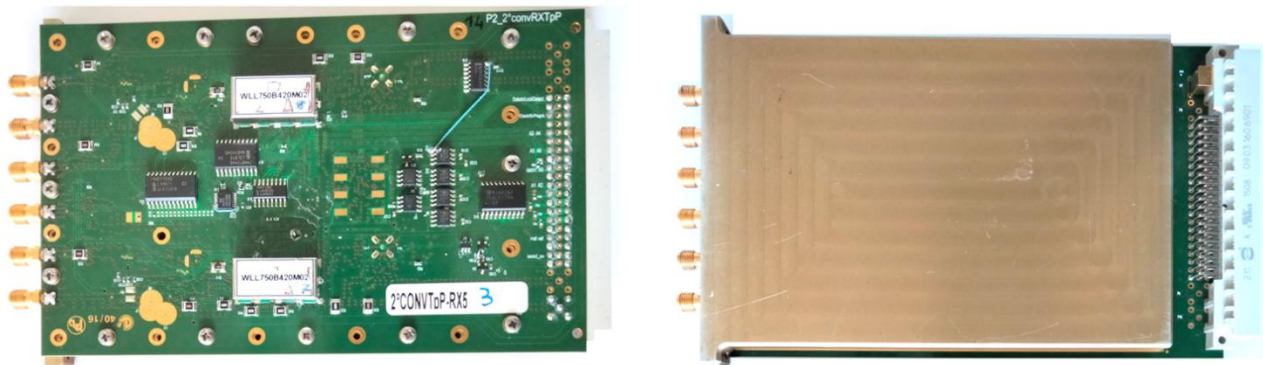


Fig. 6.6 Modulo di seconda conversione

Le principali prestazioni del modulo di seconda conversione misurate in aprile 2023, sono riportate nelle tabelle 6.3a e 6.3b, in cui l'attenuatore variabile (ATTVAR, fig. 1.4) è stato impostato a 10dB. La NF è solo simulata.

f [GHz]	Input return loss [dB]	G [dB]	NF [dB]	Output return loss [dB]
0.1	-10	16	13.8	-25
0.8	-6	17	12.8	-29
1.5	-8	15	11.9	-25

Tab. 6.3a Prestazioni della seconda conversione con attenuatore variabile posto a 10dB, LCP

f [GHz]	Input return loss [dB]	G [dB]	NF [dB]	Output return loss [dB]
0.1	-10	17	13.8	-30
0.8	-8	18	12.8	-22
1.5	-10	15	11.9	-12

Tab. 6.3b Prestazioni della seconda conversione con attenuatore variabile posto a 10dB, RCP

La scheda offre anche la possibilità di avere in uscita i parametri di Stokes (I, Q, U) [5], in formato digitale, stante la presenza di un polarimetro analogico: tanto più stretto è il filtro di banda scelto tanto più accurata è la valutazione di questi tre numeri.

L'attenuatore variabile, ATTVAR, della seconda conversione è selezionabile da 0 a 31dB.

Oltre alla scelta dei filtri di 1° conversione, la scheda di 2° conversione è dotata di un ulteriore filtro, selezionabile remotamente. In questo caso però esso afferisce solo alla porzione del circuito che elabora i parametri di Stokes, e non ai due segnali IF come invece accade per i filtri di 1° conversione. Le caratteristiche di banda di questo filtro banda stretta (N) sono riportate nella seguente tab. 6.4. Se questo filtro non viene attivato la banda all'ingresso del polarimetro sarà quella conseguente alla scelta operata nella 1° conversione.

Filtri selezionabili	Banda a -30dB [GHz]	BW a -30dB [MHz]	Banda -3dB [GHz]	BW a -3dB [MHz]	Bit di selezione
N	0.446 – 1.696	1250	0.65 – 1.35	700	

Tab. 6.4 Filtro per il polarimetro selezionabile remotamente nella scheda di 2° conversione

### Conversione di frequenza complessiva

Le principali prestazioni della cascata di prima e seconda conversione misurate in aprile 2023 sono riportate nelle tabelle 6.5a e 6.5b, in cui l'attenuatore variabile è stato impostato al valore di 10dB. La NF è solo simulata.

f [GHz]	Input return loss [dB]	G [dB]	NF [dB]	Output return loss [dB]	P1dB [dBm]
0.1	-15	34	9.3	-10	15
0.8	-10	44	6.1	-23	
1.5	-20	41	13.5	-30	

Tab. 6.5a Prestazioni delle conversioni di frequenza con attenuatore variabile posto a 10dB, LCP

f [GHz]	Input return loss [dB]	G [dB]	NF [dB]	Output return loss [dB]	P1dB [dBm]
0.1	-15	40	9.3	-10	15
0.8	-10	45	6.1	-23	
1.5	-20	42	13.5	-30	

Tab. 6.5b Prestazioni delle conversioni di frequenza con attenuatore variabile posto a 10dB, RCP

La prestazione in termini di punto di compressione in uscita, P1dB, è stata misurata nel caso peggiore, cioè con attenuatore ATTVAR impostato a 0dB (massimo guadagno), rappresenta quindi il limite inferiore di prestazione.

LASCIARE BIANCA

## 7. Criogenia, Finestra da vuoto e Gap Termico

Il criostato raffredda a circa 20K la sequenza dei dispositivi polarizzatore, OMT, HTS, LNA. La testa fredda usata è la CTI350. I sensori di temperatura criogenica sono Lakeshore modello DT470.

Il sistema per creare il vuoto è commerciale e utilizza come pompa primaria una SCROLL IDP3 Varian e come pompa secondaria la turbo molecolare DRAG MDP5011 Adixen.

Di seguito vengono riportati i grafici durante i cicli di raffreddamento e di riscaldamento del criostato acquisiti all'osservatorio di Arcetri durante i primi test successivi alla conclusione dell'assemblaggio.

Le curve di raffreddamento, nei grafici in Fig. 7.1 e 7.2, riportano i valori delle temperature del primo e secondo stadio e delle tensioni e correnti di alimentazione degli LNA in funzione del tempo. Da tali grafici si può dedurre indirettamente anche la curva delle tensioni e correnti di alimentazione degli LNA in funzione della loro temperatura, ovvero quella associata al secondo stadio.

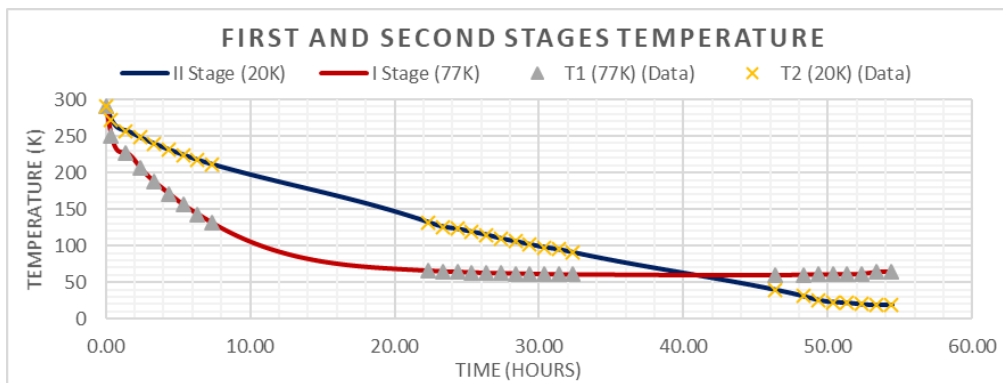


Fig. 7.1 Temperature primo e secondo stadio durante il raffreddamento

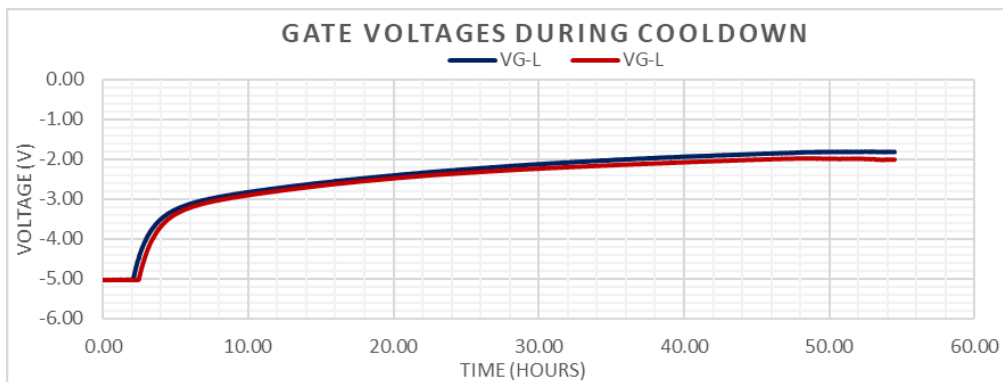


Fig. 7.2a Parametri bias LNA criogenici durante il raffreddamento: VG

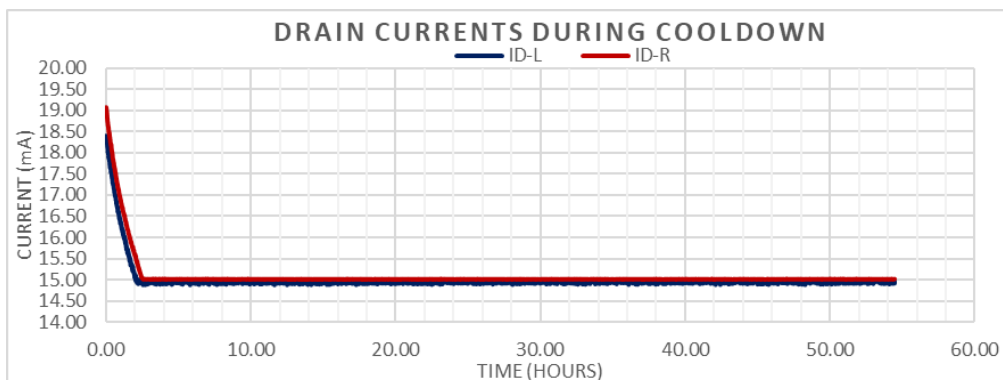


Fig. 7.2b Parametri bias LNA criogenici durante il raffreddamento: ID

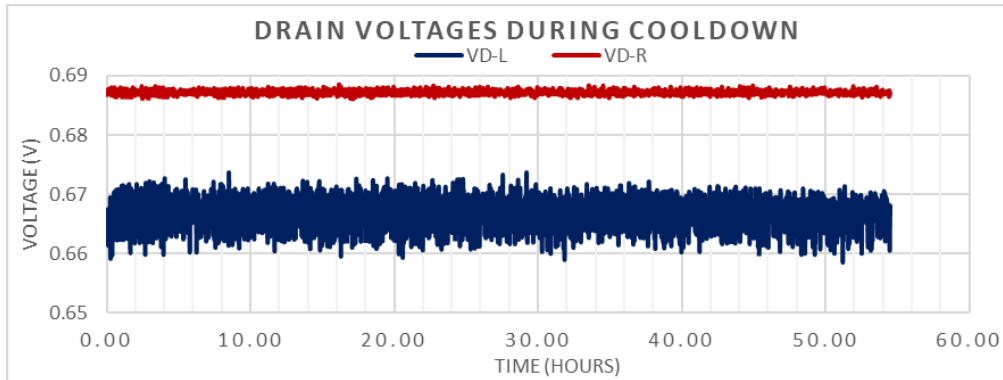


Fig. 7.2c Parametri bias LNA criogenici durante il raffreddamento: VD

Le curve nel grafico di Fig. 7.3, riportano i valori delle temperature del primo e secondo stadio in funzione del tempo durante la fase di riscaldamento passivo, ovvero con compressore criogenico spento.

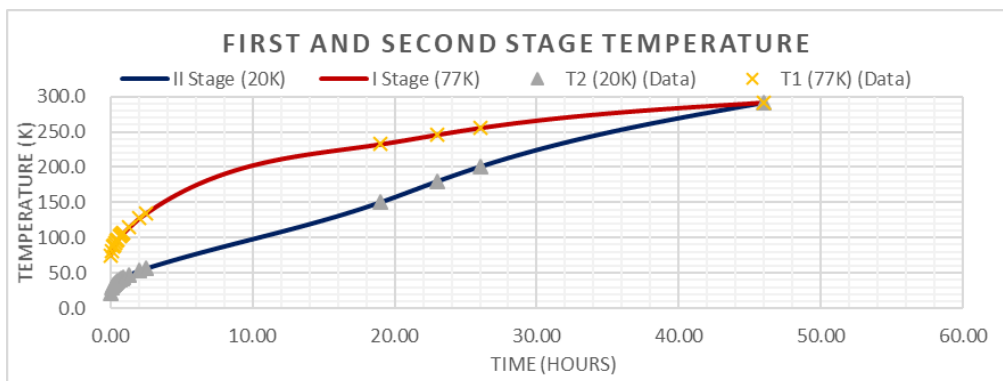


Fig. 7.3 Temperature primo e secondo stadio durante il riscaldamento

Nella fase di riscaldamento, può essere utile aggiungere alcuni numeri sull'andamento della pressione nel criostato che aiutano a identificare se e quando testa fredda e pompa possano essere accese:

- dopo 32h la pressione raggiunge  $10^{-2}$  mBar, che è quel valore ragionevolmente sicuro tale che se si volesse riprendere il raffreddamento è consentito riaccendere la testa fredda senza l'obbligo di accendere anche la pompa a vuoto.  $T_{LNA}= 195K$ ,  $T1=265K$
- dopo 49h la pressione raggiunge il valore  $5 \times 10^{-3}$  mBar, che è il limite oltre il quale anche riaccendendo la testa fredda non si raggiungerebbe una criogenia soddisfacente e bisognerebbe anche accendere la pompa a vuoto.  $T_{LNA}=254K$ ,  $T1=288K$
- dopo 60h il criostato si può considerare "riscaldato" e, se necessario, lo si può aprire senza rischio di condensare umidità all'interno.  $T_{LNA}=298K$   $T2=310K$

Per armonizzare la parte calda esterna al criostato (horn più iniettore di marca), e quella fredda all'interno è stata realizzata una finestra da vuoto con gap termico in guida d'onda dotato di choke, progettati similmente a quanto presente nel ricevitore 7GHz (C\_high) di SRT [6]. Una visione di insieme di quanto realizzato è mostrata in fig. 7.4a e b: al centro della fig. 7.4b si vede la fessura che forma il gap di 0.5mm di spessore.

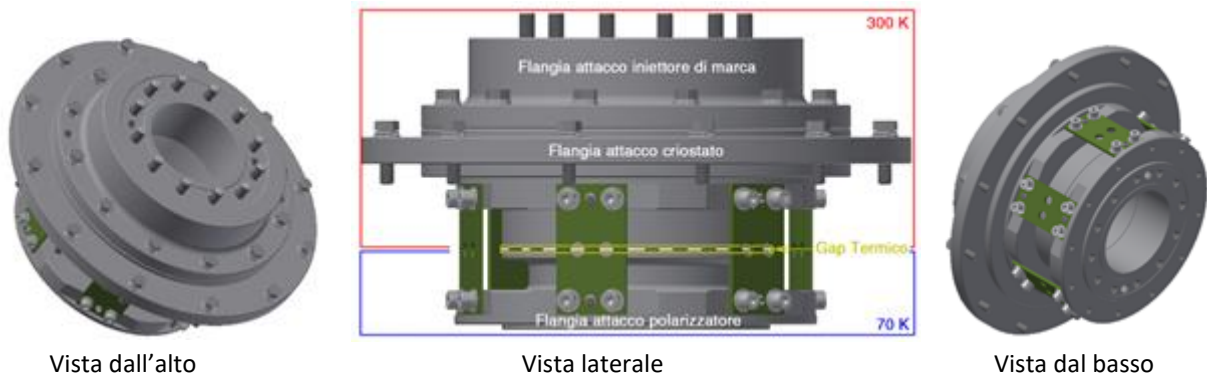


Fig. 7.4a L'insieme finestra da vuoto con gap termico dotato di choke

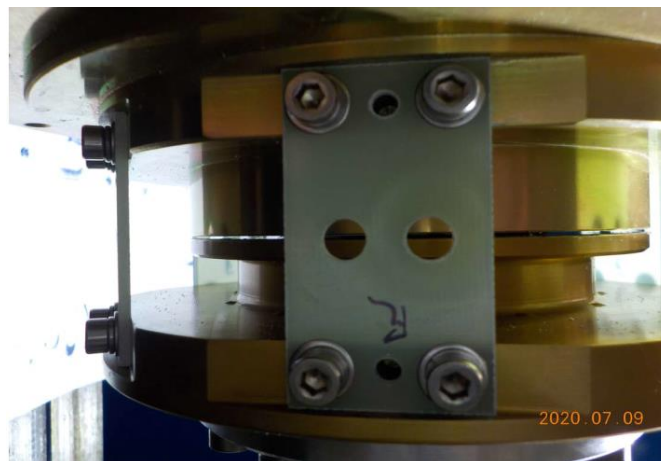


Fig. 7.4b Immagine della struttura finestra/gap

In tabella 7.1 sono invece riportate le informazioni essenziali di questo modulo.

ELEMENTO	TIPO	DIMENSIONI	PARTICOLARITA'
Ø finestra		60 mm	
L finestra + gap		90 mm	
Materiale finestra	Mylar	Spessore 100 µm	
Materiale FOAM	BASF 3035	Spessore 40 mm	Densità 33 Kg/cm <sup>2</sup>
Colla	Loctite Stycast 2850 FT		Bicomponente
Guarnizioni OR	Viton		
Choke		Profondità 17.3 mm	
Spessore gap		0.5 mm	

Tab. 7.1 Informazioni sulla realizzazione della finestra da vuoto con gap termico

Su questa versione di finestra/gap termico non sono state effettuate misure dirette sul costruito. Tuttavia, realizzazioni pregresse effettuate nella banda C\_low di Medicina [7], nella banda C\_high di SRT [6], di cui peraltro la presente realizzazione è una replica a frequenza contigua, e nella banda Q [8], portano a concludere che le prestazioni con la soluzione choke risultano del tutto simili. A questo proposito, a suo tempo, vennero eseguite estensive misure e confronti nella banda 7-12GHz; esse ebbero lo scopo di confrontare le prestazioni ( $S_{11}$ ,  $S_{21}$ , rumore aggiunto) con e senza la presenza di choke e a vari valori di spessore di gap. Tali prestazioni vengono qui riportate col significato di fornire una immagine "universale", cioè a tutte le frequenze di nostro interesse, di ciò che si può ottenere con la soluzione adottata. In tabella 7.2 è riportato un sommario delle misure eseguite, mentre le figure 7.5a e 7.5b mostrano l'andamento in

frequenza di quanta potenza viene persa (leakage) per l'assenza di continuità meccanica (gap): sia la tabella che le figure mostrano chiaramente quanto importante sia la presenza del choke.

Spessore gap [mm]	NO CHOKE			CHOKE		
	s11 [dB]	s21 [dB]	Temperatura aggiunta [K]	s11 [dB]	s21 [dB]	Temperatura aggiunta [K]
0.0	-60	0	0.0	-60	0	0.0
0.2	-25	-0.07	4.8	-50	0	0.0
0.4	-20	-0.25	16.8	-45	-0.01	0.7
0.8	-15	-0.5	32.6	-40	-0.02	1.4
2.0	-12	-1.5	87.6	-35	-0.03	2.1

Tab. 7.2 Prestazioni con e senza choke per vari valori di spessore gap.

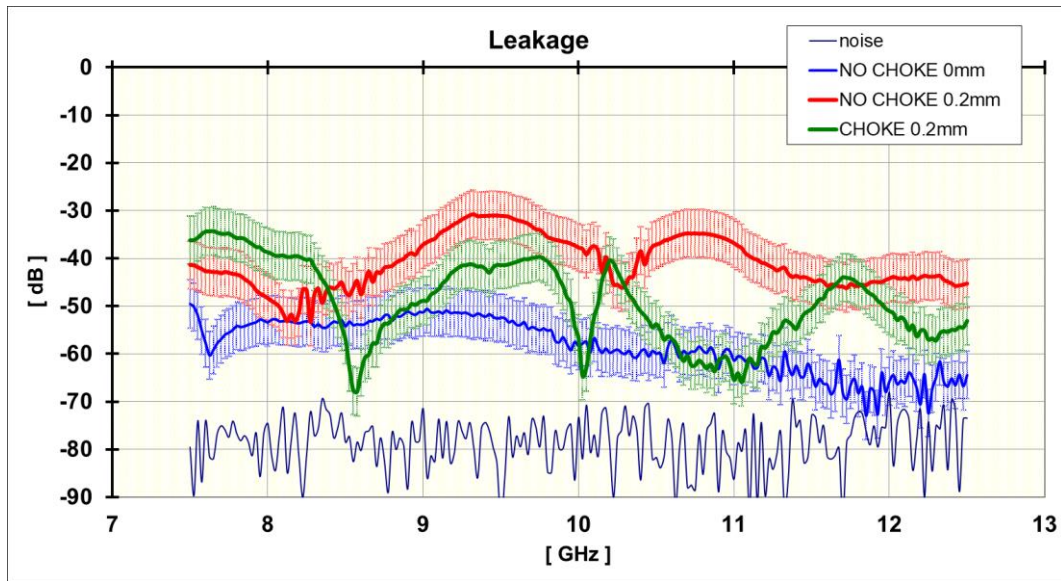


Fig. 7.5a Leakage con e senza choke e con 0.2mm di spessore di gap

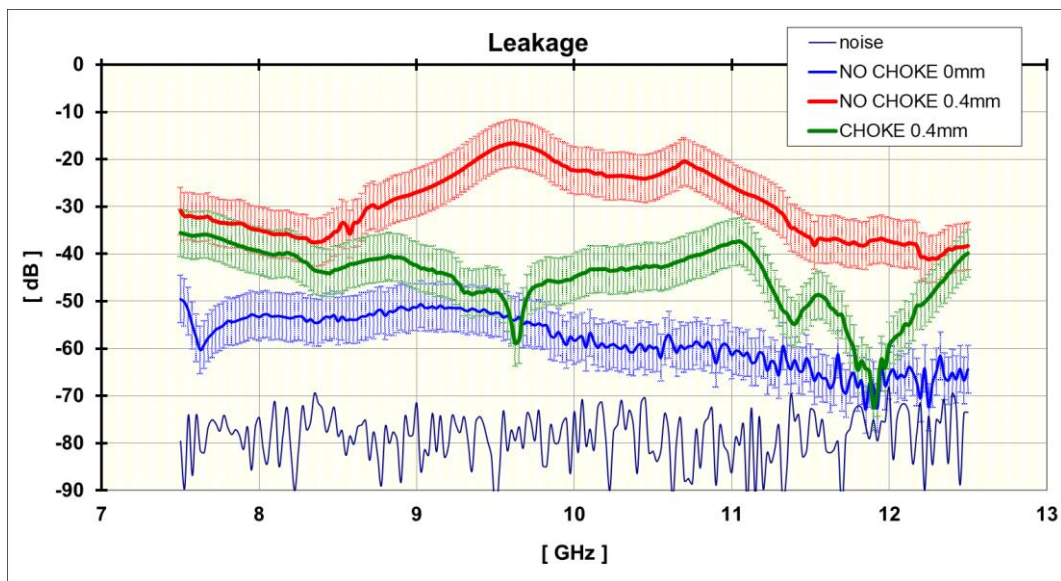


Fig. 7.5b Leakage con e senza choke e con 0.4mm di spessore di gap

## 8. Prestazioni previste del ricevitore

Di seguito sono riportate le prestazioni simulate del ricevitore in termini di temperatura di rumore (Tab. 8.1) e di temperatura di sistema (Tab. 8.2). Il primo parametro potrà essere confrontato con i risultati delle misure di caratterizzazione esposti nel capitolo 9, mentre per verificare la veridicità della  $T_{sys}(90)$  si dovrà attendere le misure sull'antenna.

Componente	4.2GHz				Progressione		4.9GHz				Progressione		5.6GHz					
	$T_{fisica}(K)$	G(dB)	NF(dB)	$T_{noise}(K)$	G	Tr	$T_{fisica}(K)$	G(dB)	NF(dB)	$T_{noise}(K)$	G	Tr	$T_{fisica}(K)$	G(dB)	NF(dB)	$T_{noise}(K)$	G	Tr
<i>Horn+Injector</i>	300	-0.03	0.03	2.1	-0.03	2.1	300	-0.03	0.03	2.1	-0.03	2.1	300	-0.03	0.03	2.1	-0.03	2.1
<i>Finestra vuoto</i>	300	-0.03	0.03	1.7	-0.06	3.82	300	-0.03	0.03	1.7	-0.06	3.82	300	-0.03	0.03	1.7	-0.06	3.82
<i>Pol+OMT</i>	22	-0.13	0.13	0.7	-0.19	4.50	22	-0.13	0.13	0.7	-0.19	4.50	22	-0.13	0.13	0.7	-0.19	4.50
<i>Transizione</i>	22	-0.10	0.10	0.5	-0.29	5.04	22	-0.12	0.12	0.6	-0.31	5.14	22	-0.15	0.15	0.8	-0.34	5.31
<i>Filtro superconduttore</i>	22	-0.25	0.25	1.3	-0.54	6.43	22	-0.35	0.35	1.8	-0.66	7.12	22	-0.35	0.35	1.8	-0.69	7.30
<i>LNA crio</i>	22	42		1.6	41.47	8.24	22	42		1.3	41.35	8.64	22	42		1.7	41.32	9.29
<i>cavo inox</i>	160	-0.1	0.1	3.7	41.37	8.24	160	-0.1	0.1	3.7	41.25	8.64	160	-0.1	0.1	3.7	41.22	9.29
<i>Cavo ex dual banda K</i>	300	-0.26	0.26	18.5	41.11	8.24	300	-0.26	0.26	18.5	40.99	8.64	300	-0.26	0.26	18.5	40.96	9.29
<i>1a+2a conversione</i>	300	34	9.3	2253.4	75.11	8.41	300	43	6.1	922.1	83.99	8.71	300	41	13.5	6416.2	81.96	9.81
		75.11	<b>0.12</b>	<b>8.4</b>				83.99	<b>0.13</b>	<b>8.7</b>				81.96	<b>0.14</b>	<b>9.8</b>		

Tab 8.1 Calcolo della temperatura di rumore del ricevitore a tre frequenze (ATTVAR= 5dB).

I dati dei componenti sono misurati e nell'ultima riga si evidenziano, a tre frequenze, il guadagno e il rumore del ricevitore, quest'ultimo espresso sia in dB che in kelvin

<b>Tsys PREVISTA montaggio in Gregoriano</b>			
$EI=90$	f (GHz)		
	4.2	4.9	5.6
$T_{ric}$	8.4	8.7	9.8
$T_{ground}$	2.3	2.3	2.3
$T_{brillanza}$	4.8	4.8	4.8
<b><math>T_{sys}(90)</math></b>	<b>15.5</b>	<b>15.8</b>	<b>16.9</b>

Tab. 8.2 Tsys prevista con montaggio ricevitore in Gregoriano. La temperatura di brillanza è stata estratta da [9]

LASCIARE BIANCA

## 9. Misura della $T_r$ e del valore di marca. Calcolo del guadagno

Il 26 luglio 2023 a Medicina sono state effettuate le misure di caratterizzazione del ricevitore C\_low per SRT. A queste frequenze funziona molto bene il metodo di porre all'esterno il ricevitore e usare come carico freddo il cielo. Il cielo parzialmente nuvoloso del giorno della misura è influente in quanto squarci di sereno erano sufficienti per riempire il beam fino ai primi lobi laterali ( $\pm 30^\circ$  di campo di vista). Si è prestata attenzione affinché eventuali ostacoli (pareti dell'edificio, ombrellone ecc.) fossero ben oltre il beam a  $-30\text{dB}$ .



Fig. 9.1 Setup di caratterizzazione montato sul camion Daily



Fig. 9.2 Il ricevitore. In primo piano, in basso a sinistra, il compressore criogenico usato

Il ricevitore freddo mostra i seguenti parametri di pressione e di temperatura,

	26/7/2023
Temp. 1° stadio [K]	68.7
Temp. 2° stadio [K]	21.5
Pressione [mbar]	0.5E-6
Temp. LNA LCP [K]	21.8
Temp. LNA RCP [K]	21.7
Temp. Dewar [°C]	29.2

Tab. 9.1 Parametri criogenici e ambiente del ricevitore

Il bias degli LNA impostato è quello prescritto dal costruttore, anche se è dato alla temperatura fisica di 5K (fig. 5.4 del capitolo 5).

Come descritto nel cap. 6, i valori di oscillatore locale, esterno, sono OL1=8.2GHz/6dBm e OL2=4.1GHz generato internamente alla scheda.

Le temperature fredda e calda usate nel metodo Y-factor sono  $T_c = 5K$  [5] e  $T_h = 302K$  (29°C) per misura di RCP e 303K (30°C) per LCP (questi due ultimi valori sono stati misurati con termometro da muro).

La misura è stata fatta mantenendo l'attenuatore della 2° conversione  $ATTVAR = 0dB$ .

Le bande di uscita sono mostrate in fig. 9.2a e 9.2b, con il ricevitore che vede il carico caldo. Il setup dell'analizzatore di spettro, Anritsu MS2830A, è  $ATT = 20dB$ ;  $RBW = 3MHz$ ;  $VBW = 100kHz$ ;  $F_{start} = 0MHz$ ;  $F_{stop} = 2000MHz$ .

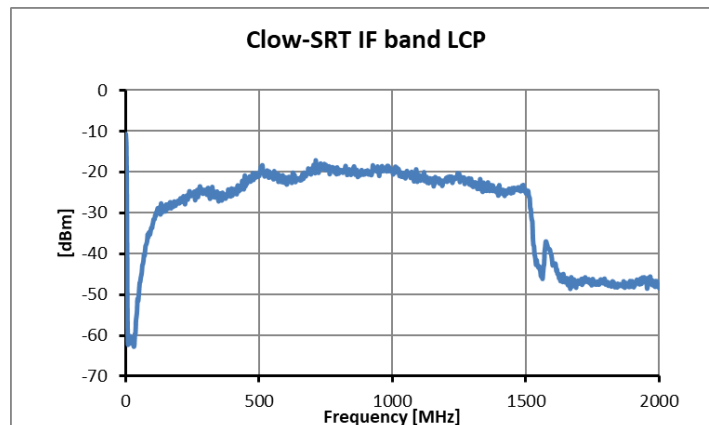


Fig. 9.2a Banda di uscita LCP

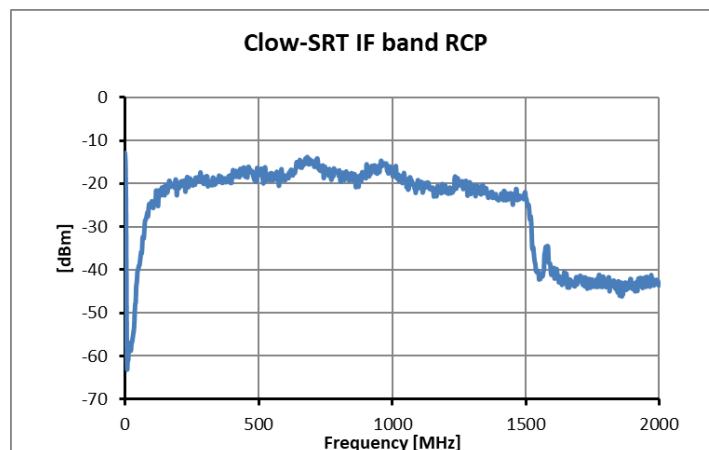


Fig. 9.2b Banda di uscita RCP

**Attenzione:** una nota è necessaria per ciò che concerne le schede di conversione di frequenza. La prima misura sulla LCP aveva messo in evidenza una banda di uscita 10 dB inferiore a quella della RCP, -20dB nella zona a bassa frequenza. Una indagine ha mostrato che il responsabile è il tipo di connessione meccanica alla scheda: esso mostra una certa inaffidabilità; a seconda di come si tocca o preme con le mani il connettore, il livello di segnale cambia molto. In un qualche modo si è riusciti a migliorare forma e livello della potenza di uscita. Occorrerà un intervento risolutivo su questa connessione e un controllo accurato su tutti gli altri analoghi presenti nell'unità di conversione. Si affaccia la considerazione, infatti, che sia proprio la soluzione di aggancio meccanico sul circuito stampato piuttosto che a pannello a determinare tale debolezza.

Agendo sulla connessione esterna si è riusciti ad arrivare alla situazione visualizzata nelle figure 9.2a e 9.2b, ove la differenza tra i due canali si è notevolmente ridotta, tanto che una parte di essa potrebbe essere fisiologica, cioè dovuta alla dispersione delle caratteristiche dei componenti la catena ricevente. Infatti, confrontando i valori di G nelle tabelle 6.1a e 6.1b si può notare che nella parte bassa della banda la differenza di guadagno è 5dB.

## Strategia di misura

La sequenza di misura utilizzata per misurare le Trec del ricevitore si compone di 5 fasi, ognuna lunga 8.9 secondi. È stata scritta una apposita procedura software per l'acquisizione dei dati nelle cinque fasi. In successione si hanno le potenze  $P_c$ ,  $P_{cm}$ ,  $P_{hm}$ ,  $P_h$ ,  $P_{c'}$ :

- 1) Carico freddo, N2 liquido. SA (spectrum analyzer) acquisisce l'uscita  $P_c$  nella banda 50-1550 MHz in 8.9 s.
- 2) Carico freddo N2 liquido + accensione marca. SA acquisisce  $P_{cm}$  come 1).
- 3) Carico caldo (eccosorb) + marca. SA acquisisce  $P_{hm}$  come 1).
- 4) Carico caldo (eccosorb) solamente. SA acquisisce  $P_h$  come 1).
- 5) Carico freddo, N2 liquido. SA acquisisce  $P_{c'}$  come 1).

Dalle 5 potenze così acquisite si ottengono, ad ogni frequenza e tramite calcolo, le seguenti grandezze:

$$D = P_c - P_{c'}$$

Valore ideale: 0

$$D_r = \frac{P_c}{P_{c'}}$$

Valore ideale: 1

$$Y = \frac{P_h}{P_c} = \frac{T_h + T_{rx}}{T_c + T_{rx}}$$

$$T_{rx} = \frac{T_h - Y T_c}{Y - 1}$$

$$T_m = \frac{(T_h - T_c) * (P_{cm} - P_c)}{(P_h - P_c)}$$

$$T_m^h = \frac{(T_h - T_c) * (P_{hm} - P_h)}{(P_h - P_c)}$$

L'analizzatore di spettro, Anritsu MS2830A, per la misura di rumore e marca è stato impostato con ATT=20dB; RBW= 10MHz; VBW= 10Hz; Sweep time= 8.9 s; Fstart= 50MHz; Fstop= 1550MHz. L'andamento della temperatura di rumore e del valore di marca con la frequenza sono come in fig. 9.3a e 9.3b.

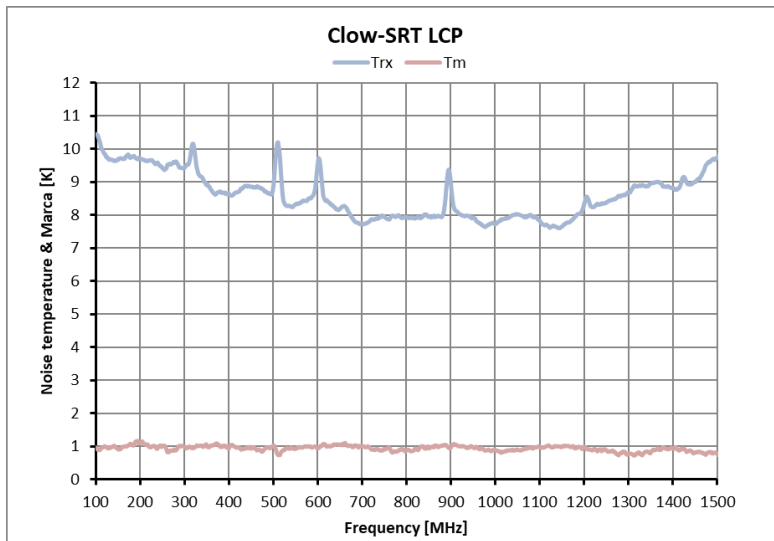


Fig. 9.3a Temperatura di rumore e marca uscita LCP

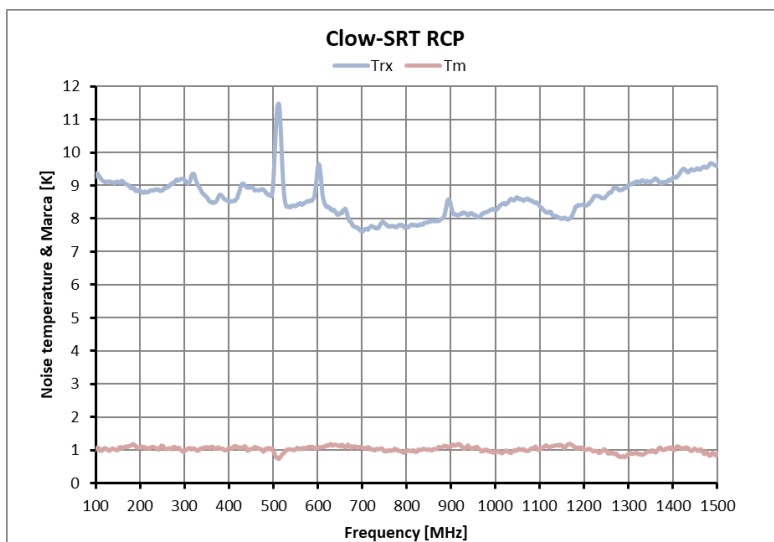


Fig. 9.3b Temperatura di rumore e marca uscita RCP

Riprendendo quanto simulato al capitolo 2 per ciò che concerne la marca di rumore (circa 1K) e al cap. 8 per la temperatura di rumore (valori tra 8.5 e 10K) si può affermare che le previsioni sono state confermate.

L'incertezza di misura è stata stimata a seguito di una procedura Montecarlo semplificata, eseguita alle equazioni di cui sopra ed associando alle variabili i seguenti valori di incertezza:

- $u(T_h) = \pm 1K$ . Valore stimato sulla base delle procedure adottate sperimentalmente
- $u(T_c) = \pm 0.1K$ . Valore ipotizzato
- $u(P_h)$ ,  $u(P_c)$ ,  $u(P_{c+m}) = \pm 0.035 \text{ dB}$ . RSS del rumore di traccia e del LSB (Least Significant Bit)
- $u(\text{Linearità}) = \text{trascurabile}$ . Verificata la risposta in ampiezza dell'Analizzatore di spettro con Wattmetro di precisione.

Per ogni singolo punto in frequenza la stima dell'incertezza risulta dunque la seguente:

$$u(\text{Trx}) = \pm 0.5 \text{ K (95\%)}$$

$$u(\text{Tm}) = \pm 0.2 \text{ K (95\%)}$$

Eseguendo la media aritmetica in frequenza dei valori di marca e stimando l'incertezza come RSS dell'incertezza puntuale e deviazione standard in frequenza si ottiene:

$$\text{LCP } 0.93\text{K} \pm 0.25\text{K (95\%)}$$

$$\text{RCP } 1.02\text{K} \pm 0.25\text{K (95\%)}$$

I salti repentini di temperatura di rumore che si osservano a un numero discreto di frequenze, che sostanzialmente sono le stesse in entrambe le polarizzazioni e con valori che in assoluto rimangono contenuti, corrispondono a repentine diminuzioni del Y-factor. Nel file di acquisizione si nota che in corrispondenza a quelle frequenze sia la  $P_c$  che la  $P_h$  aumentano, ma non nella stessa misura. Ciò potrebbe essere dovuto a flebili interferenze locali a Medicina, captate di più nella fase di 'carico freddo' che non in quella di 'carico caldo', ove la bocca dell'horn è schermata. Un'alterazione esiste anche nella marca, ma è enormemente più contenuta, tanto che non si nota nell'andamento in frequenza, a parte il valore a 510MHz: presumibilmente, la ragione di ciò è dovuta al fatto che il valore di marca è calcolato come salto di potenza e le interferenze risultano di modo comune.

Dai dati acquisiti dalla misura di rumore e marca col metodo Y-factor è possibile valutare anche il guadagno della catena ricevente. Essa è caricata sia da un carico freddo che caldo e per ciascuno di essi vale la formula

$$P_{\text{out}} = G * k * T * B$$

ove  $P_{\text{out}}$  è la potenza che risulta in uscita ponendo o il carico freddo o quello caldo,  $B$  coincide con la *resolution bandwidth* dell'analizzatore di spettro e  $T$  è la somma della temperatura del carico (freddo o caldo) con la temperatura di rumore del ricevitore. Di seguito le curve di guadagno, sia per LCP che per RCP, valutate usando sia il carico freddo che caldo.

In queste curve si ribadisce la differenza di guadagno alle basse frequenze tra le due uscite menzionato in precedenza. Il risultato del calcolo è sostanzialmente identico usando ciascuno dei due diversi carichi, ciò dà anche una prima indicazione della linearità del ricevitore. Infatti, passando da un carico freddo di circa 15K ( $T_r + 5\text{K}$  di cielo) a un carico caldo di 313K ( $T_r + 303\text{K}$ ) il salto di potenza è esattamente pari al salto delle temperature. A fronte di questo, al capitolo 13 nella tabella 13.2 verrà indicata la dinamica del ricevitore (nel senso delle osservazioni astronomiche, ovvero il rapporto tra sensibilità in kelvin e livello di sorgente massima osservabile): circa 50dB, almeno fino al valore di un carico caldo.

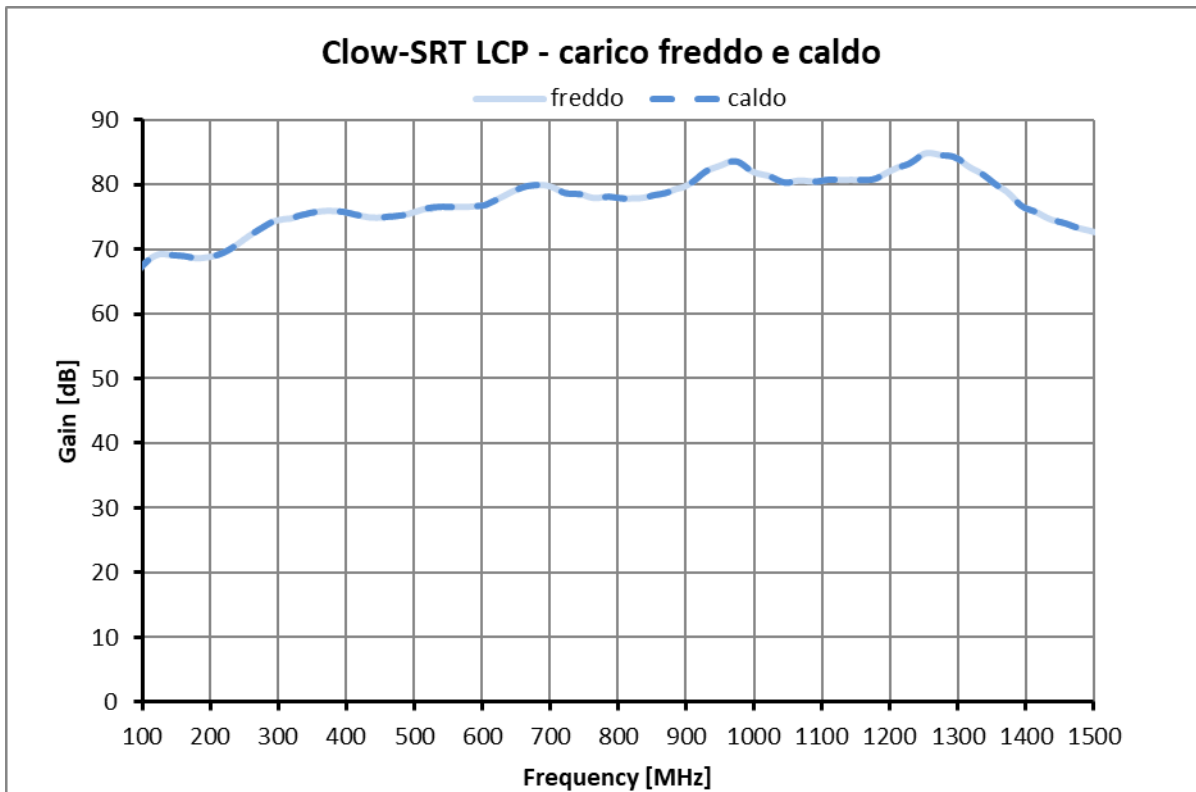


Fig. 9.4a Guadagno ricevitore, LCP, valutato con carico freddo e caldo

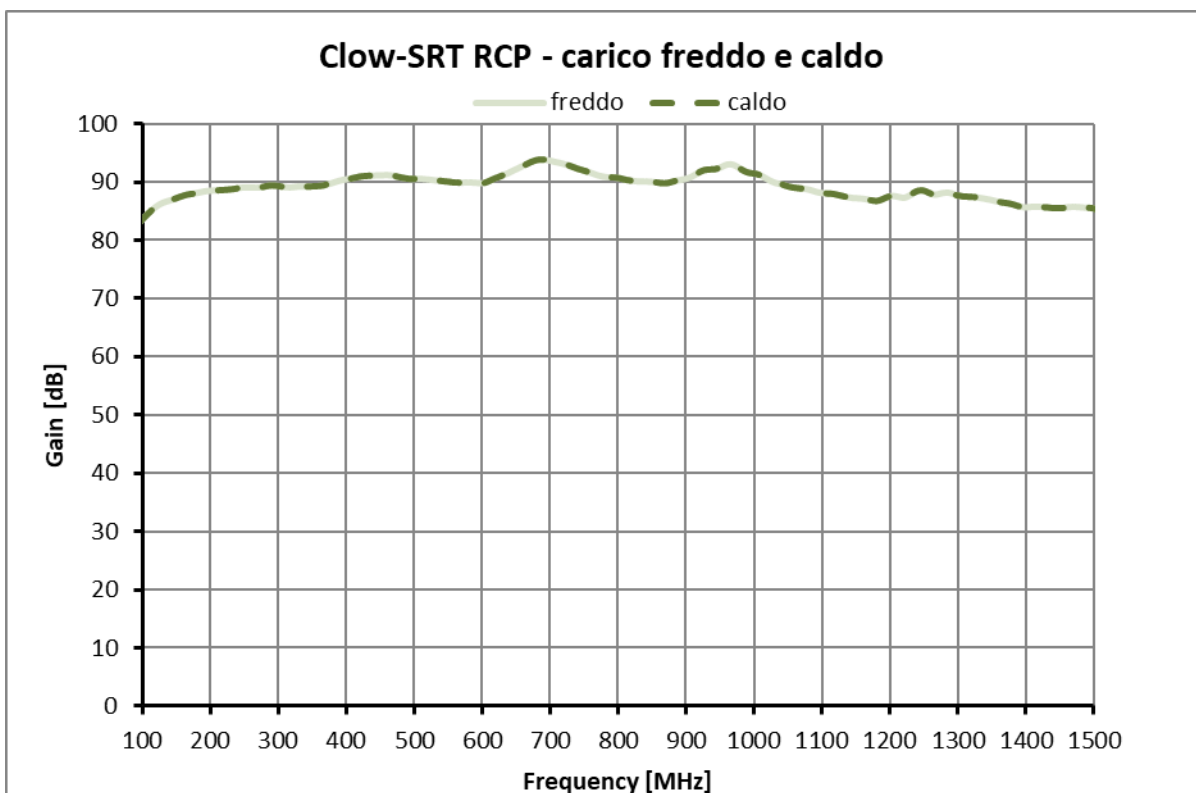


Fig. 9.5a Guadagno ricevitore, RCP, valutato con carico freddo e caldo

## Stabilità di guadagno durante la misura

Il termine  $D_r$  confronta la potenza *cold* a distanza di circa 80 secondi ( $P_c$  prima fase di misura e  $P_c'$  quinta e ultima fase di misura, compresi i tempi di cambio carico caldo): il valore  $D_r$  fornisce una indicazione di quanto è variato il guadagno totale in quel lasso di tempo. Le fig. 9.6a e 9.6b mostrano l'andamento di  $D_r$  con la frequenza: benché il rapporto non sia unitario esso rimane pressoché costante, entro l'1%, durante la misura.

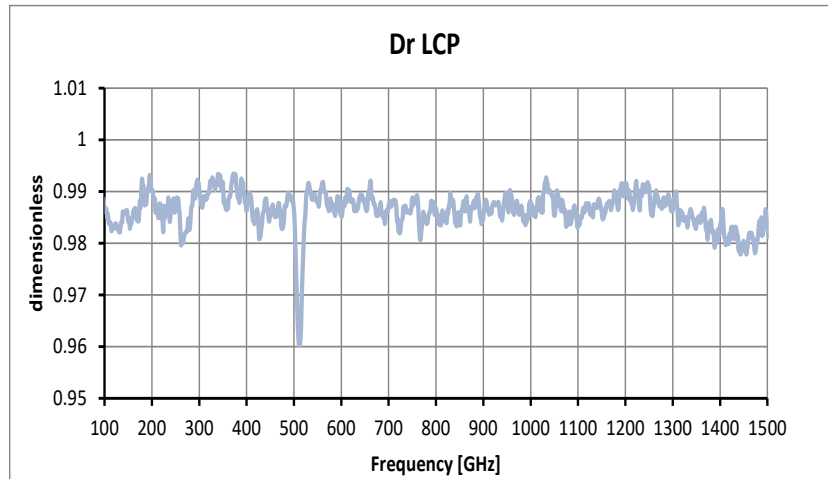


Fig. 9.6 Stabilità di guadagno LCP

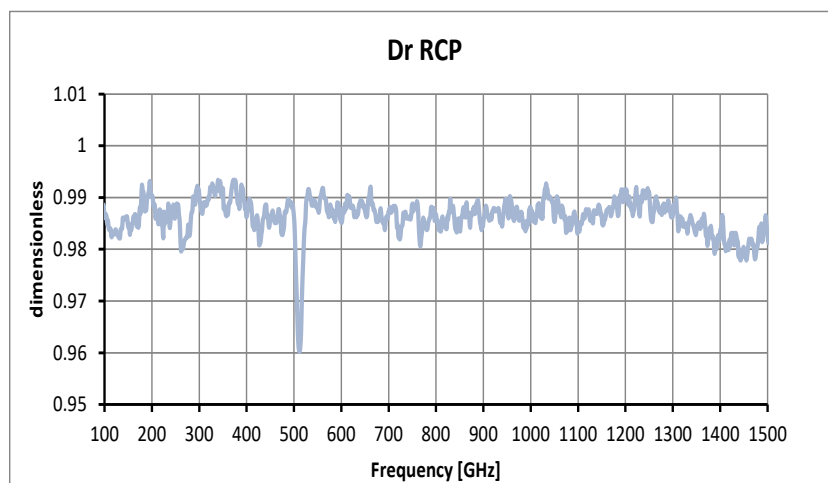


Fig. 9.6b Stabilità di guadagno RCP

LASCIARE BIANCA

## 10. Stabilità del ricevitore: Varianza di Allan

Le misure di stabilità sono state effettuate ad Arcetri in dicembre 2022 e riguardano il ricevitore senza conversioni di frequenza, corrispondente allo schema a blocchi mostrato nella fig. 1.2. Di norma l'instabilità di guadagno dell'insieme deriva essenzialmente dal solo LNA criogenico, le cui fluttuazioni sono intrinseche alla tecnologia con cui è costruito (materiale, profondità di gate, ecc.). La stabilità della temperatura del carico caldo è garantita dalla stabilità della temperatura ambiente del laboratorio in cui è stata effettuata la misura.

Di seguito la varianza di Allan sia di LCP che RCP, con una frequenza di campionamento dei dati pari a 30Hz. È stata fatta una acquisizione anche a 15Hz, ma i risultati sono del tutto analoghi. Sono stati acquisiti 203939 punti per LCP e 203052 per RCP. L'elaborazione dei dati è stata fatta con il software di riduzione "AlaVar", liberamente disponibile in rete.

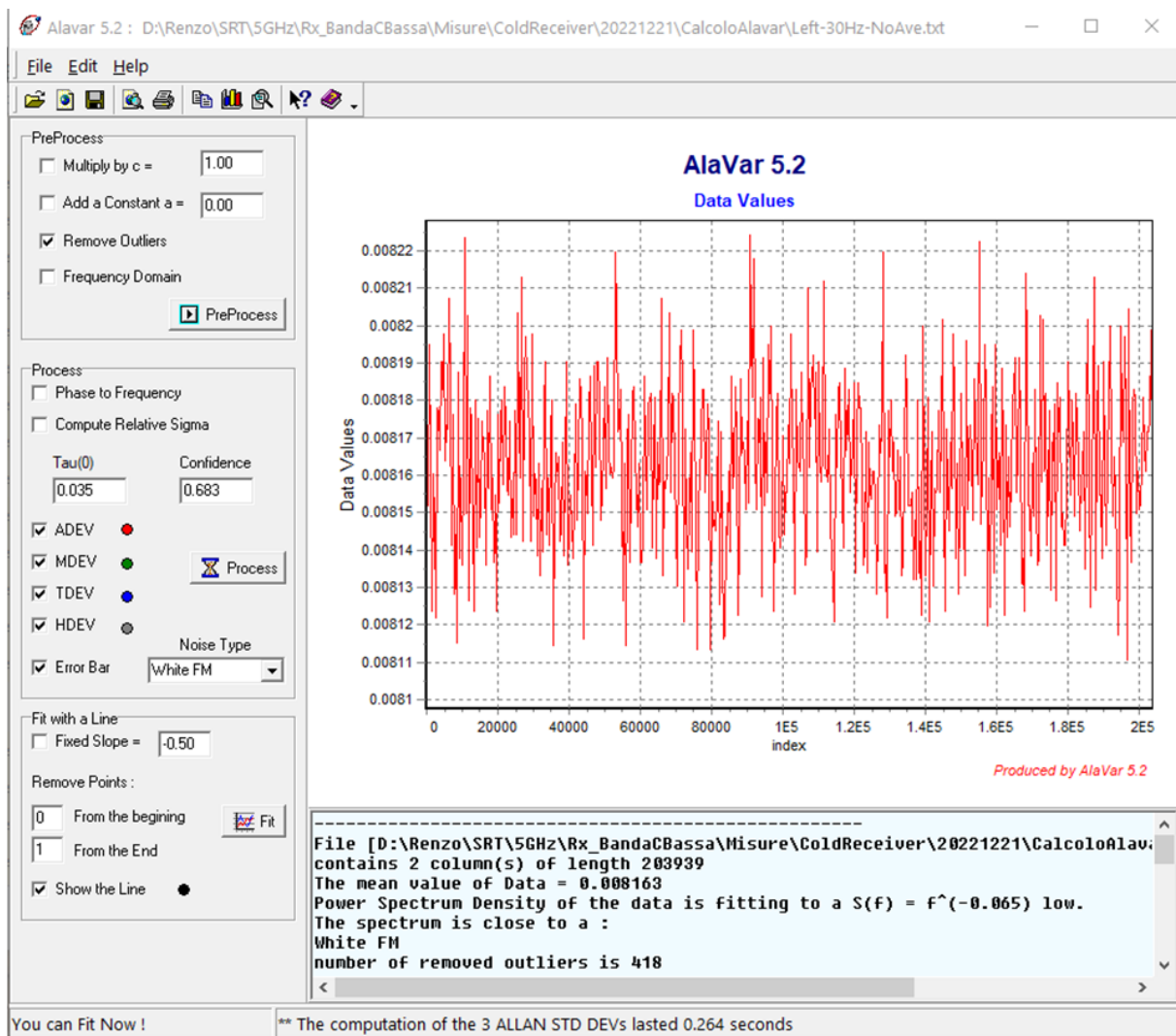


Fig. 10.1 Dati acquisiti nel tempo, LCP

Il calcolo indica una forma di rumore simile al bianco e con espressione della Power Spectral Density (PSD) pari a

$$PSD(f) = \frac{1}{f^{0.065}}$$

A cui corrisponderebbe una frequenza di ginocchio troppo bassa per essere credibile. Di norma l'esponente, che in teoria dovrebbe essere unitario, può scendere anche a 0.45.

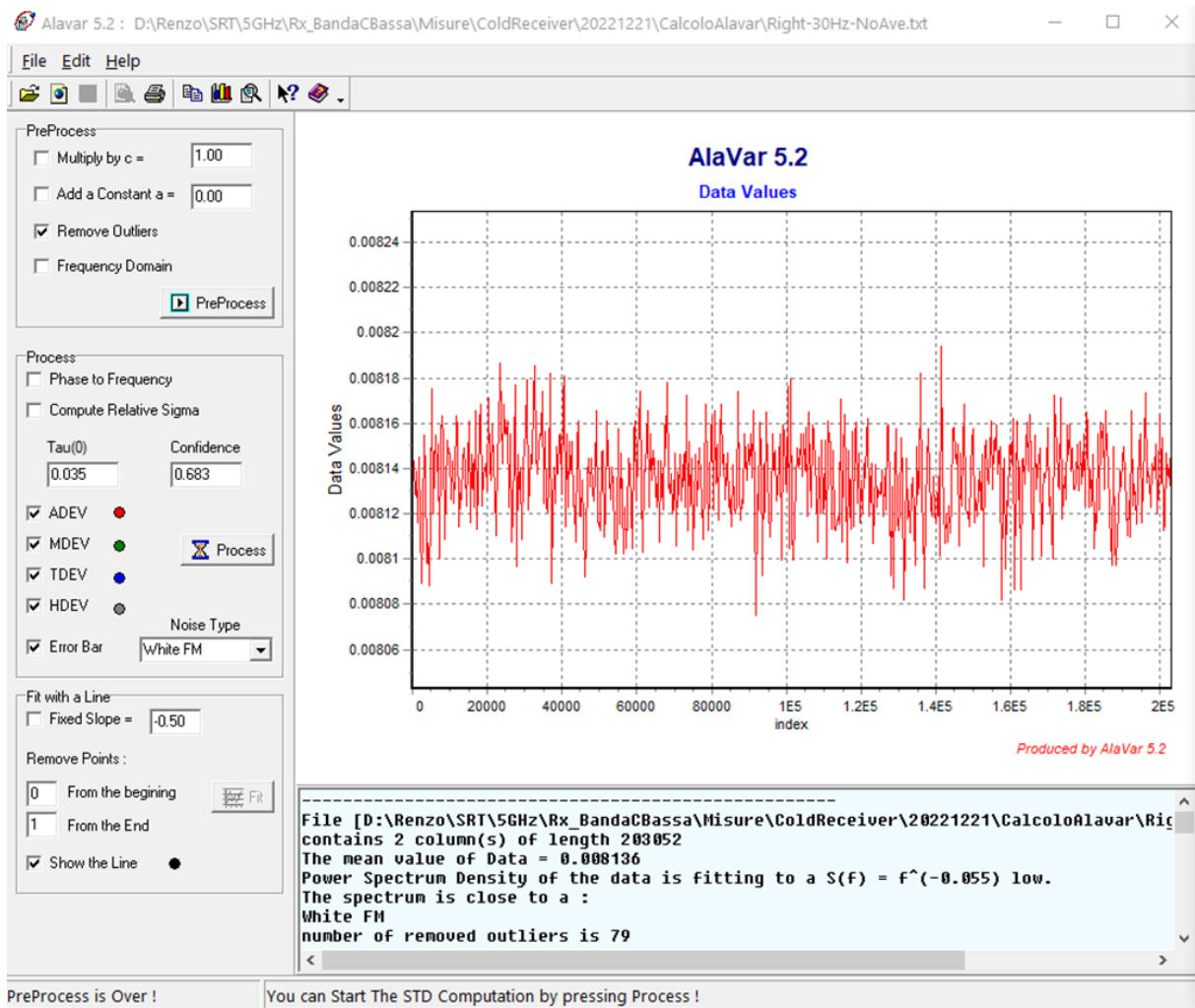


Fig. 10.2 Dati acquisiti nel tempo, RCP

Il calcolo indica una forma di rumore simile al bianco e con espressione della Power Spectral Density (PSD) pari a

$$PSD(f) = \frac{1}{f^{0.055}}$$

A cui corrisponderebbe una frequenza di ginocchio troppo bassa per essere credibile. Di norma l'esponente, che dovrebbe essere unitario, può scendere anche a 0.45. Una prova da effettuare sarebbe quella di elaborare i dati acquisiti con un software diverso da AlaVar.

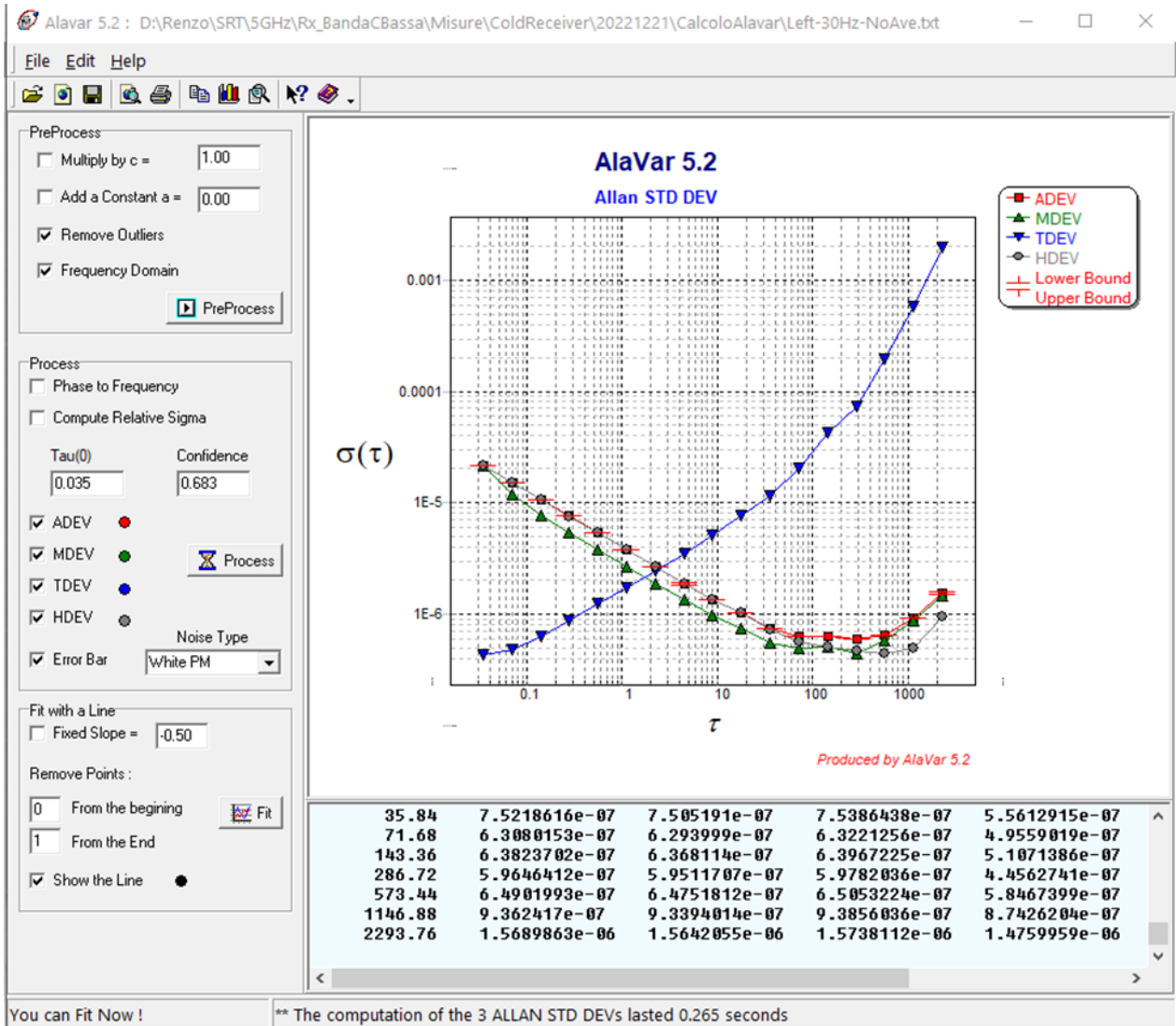


Fig. 10.3 Deviazione standard di Allan, LCP. Si consideri la curva rossa ADEV

La zona di rumore bianco è tra 80 e 600 secondi con un valore di dev.std pari a  $7 \cdot 10^{-7}$ , mentre nell'intervallo 0.1-1s è  $< 1 \cdot 10^{-5}$ .

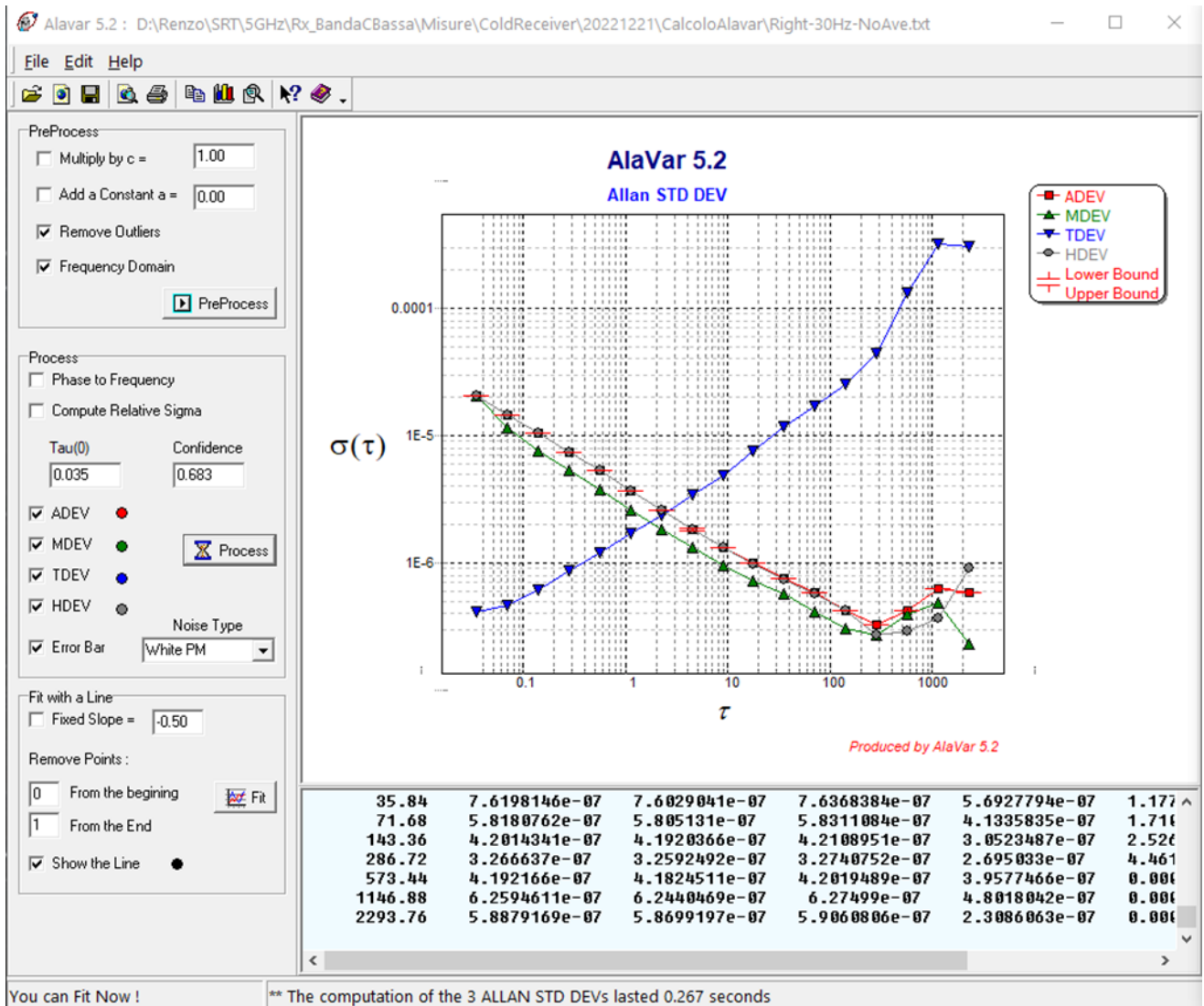


Fig. 10.4 Deviazione standard di Allan, RCP. Si consideri la curva rossa ADEV

La zona di rumore bianco è più stretta della polarizzazione LCP, tra 200 e 400 secondi con un valore di dev. std pari a  $2 \cdot 10^{-7}$ , mentre nell'intervallo 0.1-1s è  $< 1 \cdot 10^{-5}$ .

## 11. Commutazione veloce della marca di rumore

Per le osservazioni VLBI è richiesta una commutazione della marca di rumore alla frequenza di 80Hz (12.5 msec di periodo). Di seguito la cattura dello schermo dell'oscilloscopio in cui si vede che a fronte del comando TTL sul generatore di marca l'uscita del ricevitore (LCP e RCP) segue alla stessa frequenza. Vengono riportati anche i tempi di salita e discesa dei fronti: 0.5  $\mu$ sec per il fronte di salita e 0.8  $\mu$ sec per quello di discesa. I risultati sono abbondantemente in linea con quanto aspettato e richiesto.

In fig. 11.1 è mostrato, in giallo, il comando TTL al generatore di rumore, in azzurro l'uscita LCP (RCP) rivelata.

In fig. 11.2a e 11.2b sono mostrati i tempi di salita di discesa.

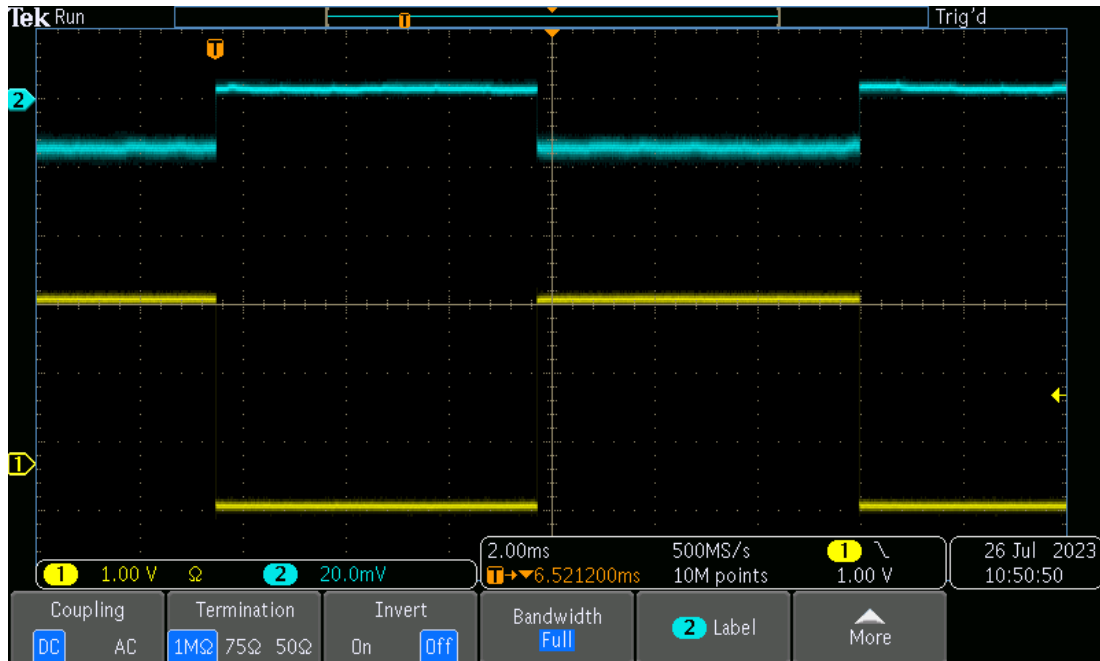


Fig. 11.1 Marca commutata a 80Hz

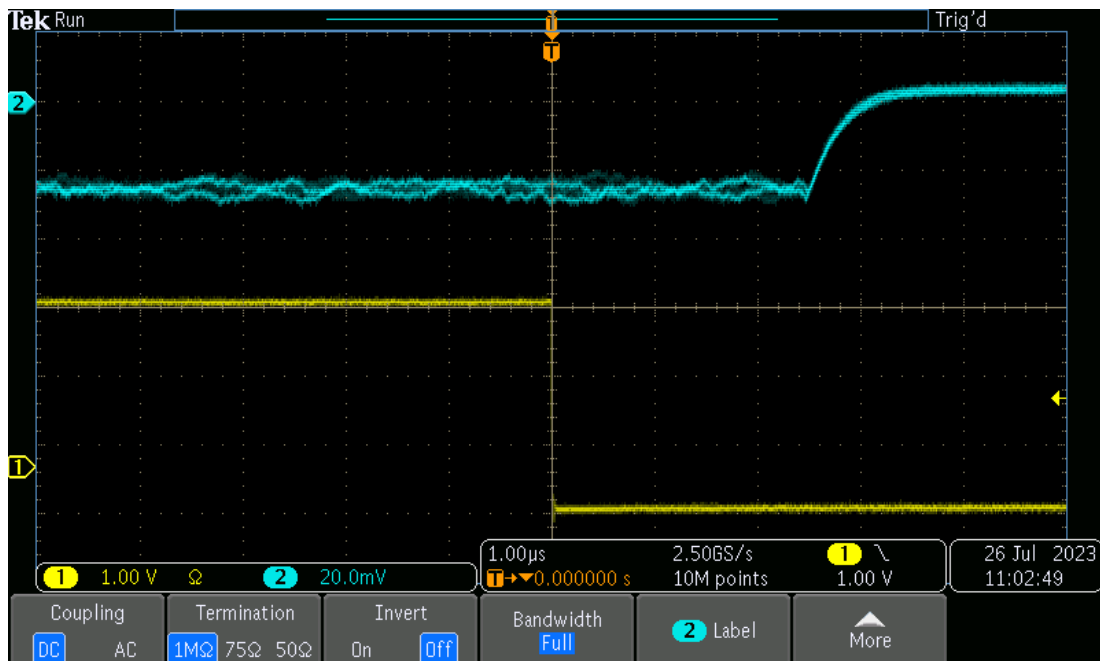


Fig. 11.2a Marca commutata a 80Hz: zoom sul tempo di salita

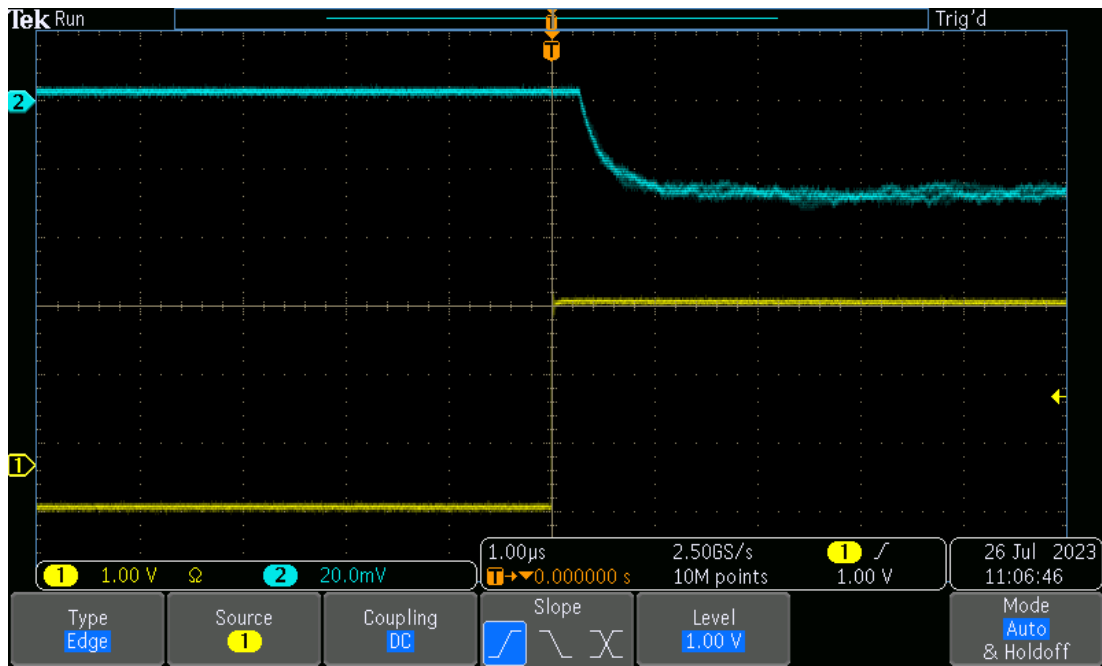


Fig. 11.2b Marca commutata a 80Hz: zoom sul tempo di discesa

## 12. Consumo di potenza

La misura del consumo di potenza del ricevitore è stata eseguita con una pinza amperometrica sul cavo afferente la 230VAC. Di seguito i risultati:

	26/7/2023
Consumo con pompe da vuoto spente [A/Vac]	0.52/230
Consumo con pompe da vuoto accese [A/Vac]	1.35/230
Consumo testa fredda (da datasheet) [W]	80
CONSUMO TOTALE [W]	410

Tab. 12.1 Consumi del ricevitore

LASCIARE BIANCA

### 13. Prestazioni in antenna

$\lambda$ [cm]	f [GHz]	Taper [dB]	HPBW [arcmin]	1° lobo laterale [dB]	2° lobo laterale [dB]	Crosspol in asse [dB]	Crosspol fuori asse [dB]
7.14	4.2	-8.5	4.4	-21	-28		
6.12	4.9	-12	3.9	-23	-28	< -33	< -35
5.35	5.6	-17	3.7	-25	-29		

Tab. 13.1 Beam e lobi laterali con la frequenza. Il taper è a un angolo di 12°

I lobi laterali e la crosspolare fuori asse sono stati ricavati dalla seguente simulazione GRASP, si veda fig. 6 F2\_3S di [1].

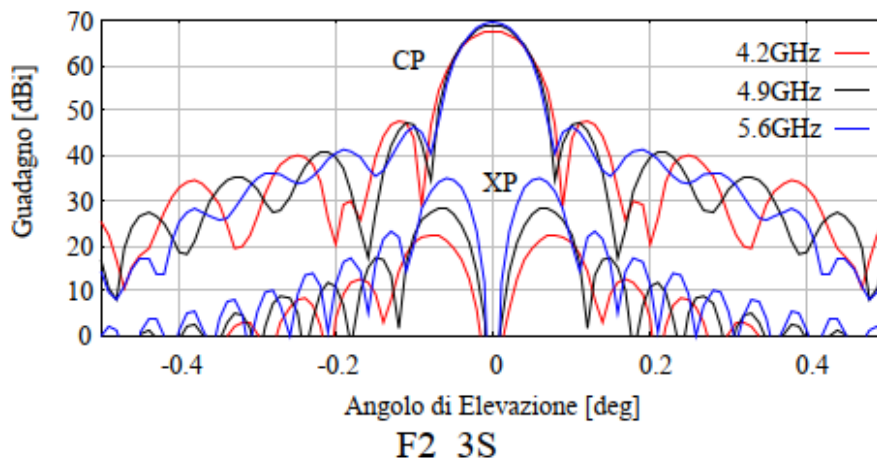


Fig. 13.1 Copolare e Crosspolare dell'horn del ricevitore

La crosspolare in asse indicata nella tab. 13.1 deriva dalle misure fatte all'osservatorio di Arcetri sul sistema di fig. 2.1 e 2.2. Essa corrisponde alla crosspolarizzazione introdotta da polarizzatore/omt.

f [GHz]	4.2	4.9	5.6
Efficienza d'antenna [%]	72	71	62
Bloccaggio [%]	91.3	91.3	91.3
Tsys min [K]	15.5	15.8	16.9
Guadagno d'antenna [K/Jy]	0.77	0.75	0.57
SEFD min [Jy]	20	21	30
Sensibilità [mJy]	3.8	4.0	5.7
B=1.4GHz; Tintegrazione=20ms			
Dinamica fino a 313K [dB]	50	50	49.8
Beam Efficiency	0.93	0.79	0.70

Tab. 13.2 Prestazioni con la frequenza: da simulazioni e calcoli

L'efficienza d'antenna riportata, valutata in [1] e in cui è anche riportato il guadagno d'antenna, non tiene conto del bloccaggio, la cui efficienza viene riportata nella riga successiva della tabella (desunta da [10]). Tsys min e SEFD min sono a EL= 90°, i valori di Tsys sono presi dalla tab. 8.2. La Tsys in questa banda cambia poco con l'elevazione, almeno fino a EL= 30°. La beam efficiency è solo una stima ottenuta col calcolo.

## Riferimenti

- [1] R. Nesti, "Studio per adattamento feed banda C bassa in F2 di SRT", novembre 2016.
- [2] P. Bolli, L. Cresci, F. Huang, S. Mariotti, D. Panella, "A high temperature superconductor notch filter for the Sardinia Radio Telescope", *Experimental Astronomy*, 45, 165-176, 2018  
<https://doi.org/10.1007/s10686-018-9578-1>
- [3] LNA modello LNF-LNC4\_8C, vedi datasheet (ora etichettato come \_8f) e le misure dei tre LNA acquistati fatte dalla ditta.  
[https://lownoiseactory.com/wp-content/uploads/2023/03/Inf-lnc4\\_8f.pdf](https://lownoiseactory.com/wp-content/uploads/2023/03/Inf-lnc4_8f.pdf)
- [4] 1° e 2° conversione, vedi rapporto interno IRA 493/16 a <http://www.ira.inaf.it/Library/Rapporti.html> e il più aggiornato, "Secondo prototipo di 1° e 2° conversione / polarimetro in circuito stampato RX5 per SRT.docx" in fase di pubblicazione
- [5] Rohlfs et al., "Tools of Radio Astronomy", 2009, 5ª ed., pag. 43
- [6] S. Mariotti, "Ricevitore 7 GHz: finestra da vuoto + gap. Misure radioelettriche", 6 ottobre 2009, comunicazione privata
- [7] S. Mariotti, M. Poloni, J. Roda, G. Zacchiroli, "Finestre A Vuoto 5 GHz : misure RF, simulazioni e commenti", rapporto interno IRA 312/01; <https://www.ira.inaf.it/Library/rapp-int-2004/312-01.pdf>
- [8] A. Orfei, A. Scalambra, R. Nesti, S. Mariotti, "Ricevitore multifeed banda 33-50GHz: stima delle prestazioni stand alone e con il collegamento fibra ottica", rapporto tecnico PON-SRT rev. 2, 09/01/2020; <http://hdl.handle.net/20.500.12386/26457>
- [9] G. Cortés, "Antenna Noise Temperature Calculations", SKA Tech. Memo Series, 20/10/2004
- [10] G. Cortés, "64-m SARDINIA RADIO TELESCOPE, Final design report, Optics and RF design", Document VertexRSI No. TR-1385-001, maggio 2003

## Ringraziamenti

Si ringrazia il Signor Giuliano Trivellone, CNR-ISAC, per aver messo a disposizione l'analizzatore di spettro usato nelle misure di caratterizzazione.