

INTERNAL REPORT

Progettazione Realizzazione e Caratterizzazione dei Componenti del Canale banda L del Ricevitore Coassiale LP

G. Valente, P. Marongiu, S. Mariotti,
T. Pisanu, A. Navarrini, P. Bolli, A. Orfei

Report N. 15,
released: 28 Dicembre 2011

Revisore: T. Pisanu



Osservatorio
Astronomico
di Cagliari

Sommario

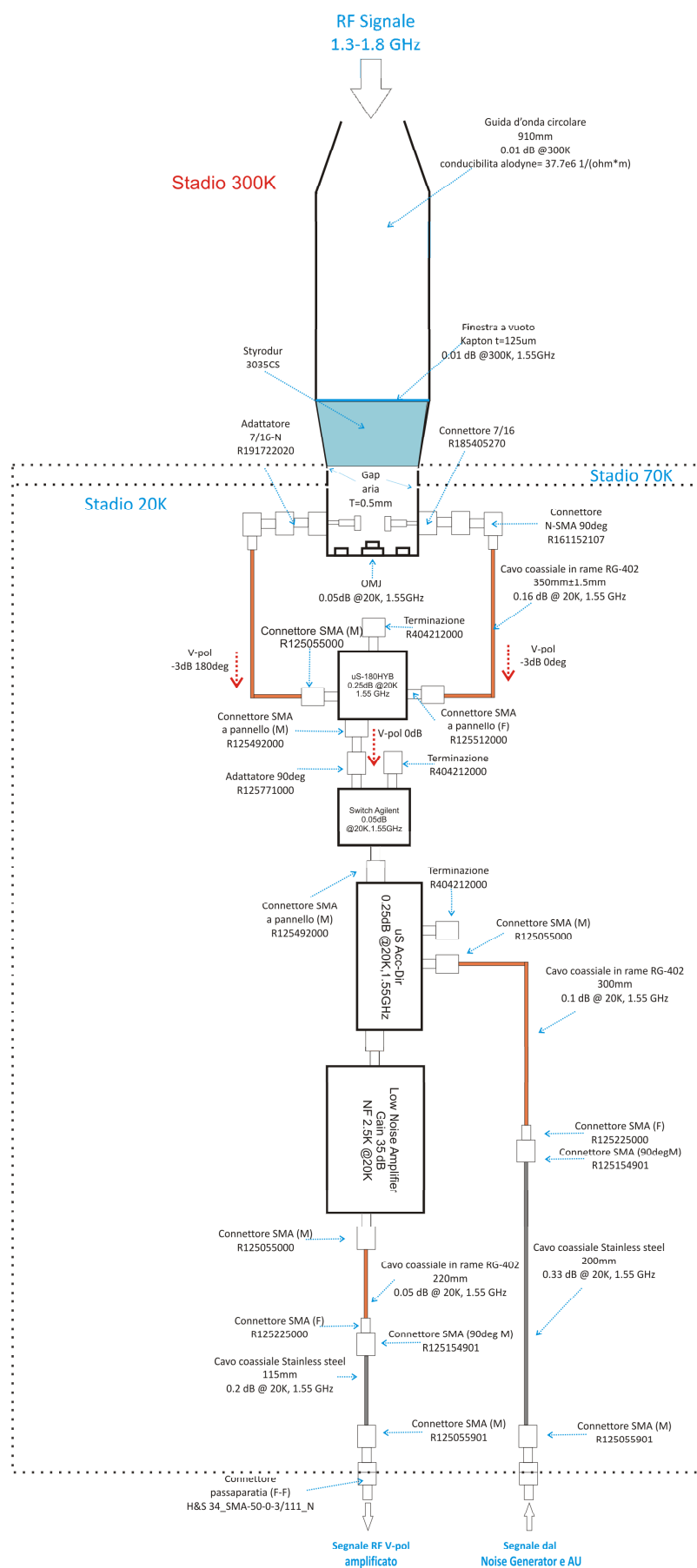
1.0	INTRODUZIONE.....	3
2.0	CATENA RICEVENTE BANDA L	5
2.1	Feed doppia polarizzazione lineare	5
2.2	Finestra da vuoto	7
2.3	L-Band OrthoMode Junction with coaxial output	8
2.4	Accoppiatore ibrido 180°.....	10
2.5	Switch commerciale HP8761B.....	13
2.6	Accoppiatore Direzionale.....	14
2.7	Amplificatore a bassa cifra di rumore	17
3.0	STIMA DEI PARAMETRI PRINCIPALI DEL RICEVITORE.....	19
3.1	Calcolo temperatura di rumore	19
4.0	CONCLUSIONI	20
5.0	REFERENZE.....	21

1.0 Introduzione

Il ricevitore coassiale dual-band LP è uno dei tre ricevitori in fase di realizzazione per la prima luce del fuoco primario del Sardinia Radio Telescope (SRT). Il ricevitore potrà funzionare contemporaneamente nelle bande P, il cui range di frequenza è di 0.305-0.410 GHz e nella banda L il cui range di frequenza è di 1.3-1.8 GHz.

Il presente documento descrive nella prima parte i componenti che costituiscono la catena a freddo in banda L del front-end del ricevitore coassiale, Figura 1. Il segnale RF in spazio libero, riflesso dallo specchio primario (di diametro 64 m) del SRT, è raccolto da un feed coassiale con diametro esterno 650 mm (guida circolare banda P) e con diametro interno 165 mm nella prima sezione (132 mm) e successivamente 190 mm nella seconda parte (guida circolare banda L). Il segnale si propaga nella guida d'onda circolare interna per 920 mm (lunghezza del feed). In questo primo tratto il segnale RF si propaga in ambiente esterno e quindi alla temperatura di 300K. Di seguito, il segnale incontra la finestra da vuoto del dewar prima di arrivare all'OrthoMode Transducer (OMT), il quale è raffreddato alla temperatura criogenica di 20K. Esso è costituito da una transizione guida circolare (OrthoMode Junction OMJ) e da due ricombinatori a 180°, uno per ogni canale di polarizzazione. All'uscita dei due ricombinatori si hanno le due polarizzazioni lineari, verticale (V) ed orizzontale (H). Per entrambe le polarizzazioni sono presenti uno switch meccanico commerciale e un'accoppiatore direzionale 26dB che permette di iniettare la marca di rumore nel cammino del segnale RF. Infine a valle dell'accoppiatore direzionale vi è l'amplificatore a bassa cifra di rumore (Low Noise Amplifier, LNA). L'uscita dell'amplificatore è trasmessa fuori dal dewar con un cavo coassiale.

Nella seconda parte del documento si presenterà una analisi delle prestazioni della catena banda L del ricevitore coassiale.



2.0 Catena ricevente Banda L

In questo capitolo illustreremo i componenti sviluppati per la catena ricevente del Rx coassiale a doppia frequenza LP. La banda di interesse è 1.3-1.8 GHz. Lo schema del front-end è mostrato in Figura 1.

Rispetto al documento descrittivo del ricevitore [1-2] sono state effettuate alcune modifiche:

1. è stato inserito uno switch commerciale per polarizzazione,
2. la transizione OMJ è stata posta alla temperatura di 20K (precedentemente era raffreddato a 77K),
3. l'ibrido che sarà in microstriscia e non più in double ridged waveguide.

2.1 Feed doppia polarizzazione lineare

La guida d'onda circolare per la banda L è situata all'interno del feed coassiale banda P, come mostrato in Figura 2. Si è scelto di avere una rastremazione nella zona di interfaccia tra spazio libero e spazio guidato in quanto si migliora l'illuminazione del riflettore da parte del banda L.

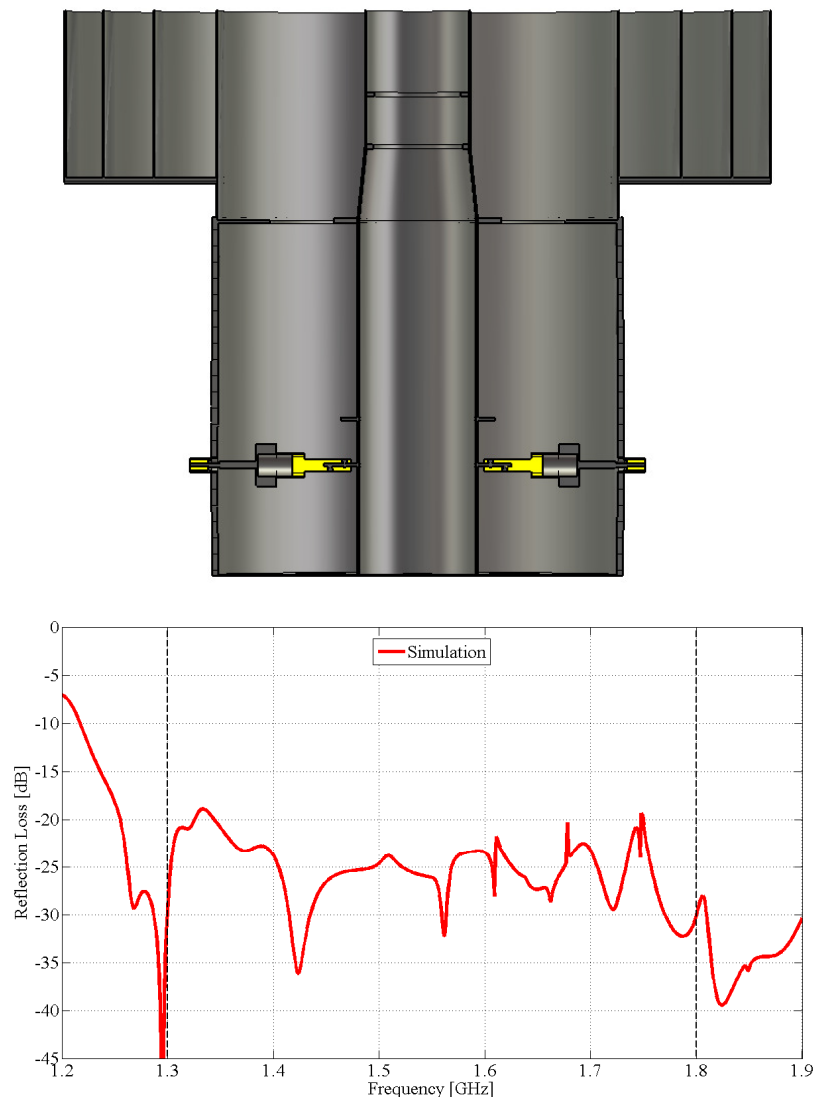


Figura 2: *in alto*) Sezione longitudinale del feed del ricevitore coassiale LP; *in basso*) Coefficiente di riflessione simulato della transizione spazio libero guida d'onda circolare banda L, con diametro da 165mm.

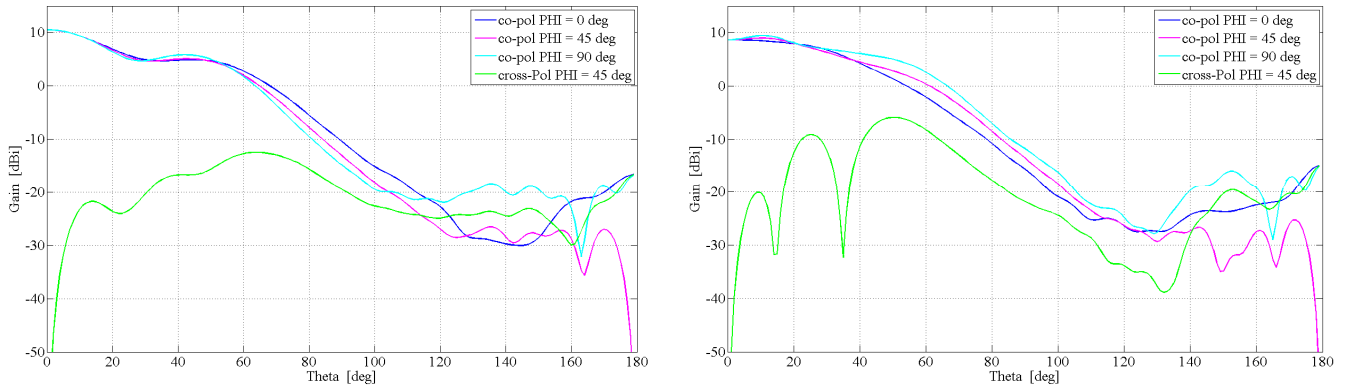
Il modo che si propaga all'interno della guida d'onda è il modo degenero TE_{11} . Nella tabella 1 sono riassunti i modi che si propagano nella struttura. Gli iridi interni alla guida servono per garantire un buon adattamento spazio libero spazio guidato peggiorato dalla riduzione della sezione della guida. Il coefficiente di riflessione è inferiore a 20 dB su tutta la banda L di interesse (1.3-1.8 GHz), Figura 2. Se il diametro della guida banda L fosse costante ("struttura_190") il salto di impedenza tra spazio libero e spazio guidato sarebbe minore, che in termini di coefficiente di riflessione si tradurrebbe in un miglioramento medio di circa 5 dB su tutta la banda. Una trattazione più completa su questa scelta può essere trovata in [2].

Order	Mode	Freq. cut-off [GHz]
Modo Fondamentale	TE_{11}	1.07
1	TM_{01}	1.39
2	TE_{21}	1.77
3	TE_{01} and TM_{11}	2.22

Tabella 1: Frequenze di cut-off del modo fondamentale e dei primi 3 modi di ordine superiore che si possono propagare nella guida d'onda circolare;

Dopo aver mostrato il coefficiente di riflessione della transizione spazio libero-spazio in guida-, ci concentriamo sul beam pattern del feed dual-band. In particolare verranno mostrati il feed gain (dBi) e la cross-pol del singolo feed (dB). I file per la valutazione di queste grandezze sono stati generati con CST Microwave Studio e successivamente trattati con un semplice foglio di calcolo in matlab.

Prima di analizzare i dati è bene ricordare che il feed dual-band ha delle corrugazioni per la banda P mentre per la banda L non è stata inserita alcun tipo di corrugazione. Le corrugazioni del banda P servono per migliorare le prestazioni in termini di back-radiation, vanno anche se incidono negativamente in termini di cross-polarizzazione sulle prestazioni del banda L. Nella figura 3 sono rappresentati i diagrammi di radiazione per la banda L.



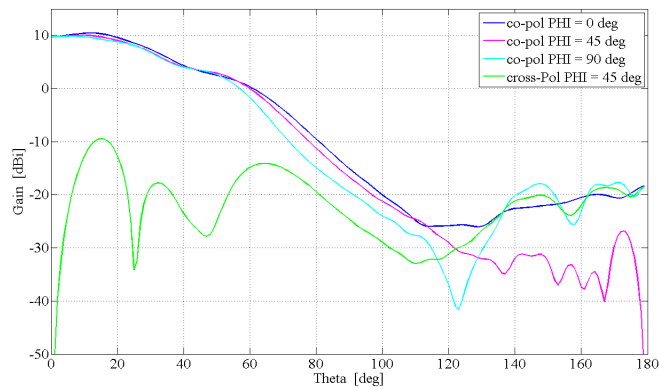


Figura 3: Diagramma di radiazione del feed a doppia frequenza singolo. *In alto a sinistra*) Diagramma di radiazione @1.3 GHz; *In alto a destra*) Diagramma di radiazione @1.55 GHz; *in basso*) Diagramma di radiazione @1.8 GHz;

La Tabella 2 riassume le prestazioni in termini di guadagno e di cross-polarizzazione della configurazione di feed a doppia frequenza per la banda L. La cross-polarizzazione risente delle corrugazioni necessarie per la banda P, soprattutto alla frequenza di 1.55 GHz dove il valore di cross è di circa -15dB.

Frequenza [GHz]	Banda L 1.3-1.8 GHz	
	Feed Gain [dBi]	Cross-Pol Feed [dB]
1.3	10.5	-23.0
1.55	9	-14.9
1.8	10.1	-19.5

Tabella 2: In tabella sono stati inseriti i valori di Guadagno e di cross-polarizzazione del solo feed a doppia frequenza LP per la banda L.

2.2 Finestra da vuoto

Tra la guida d'onda circolare, all'esterno e all'interno del dewar, vi è una interfaccia che separa la parte sotto vuoto da quella a pressione atmosferica, detta finestra da vuoto, Figura 1. Essa deve garantire che il livello di vuoto all'interno del dewar permanga nel tempo e contemporaneamente deve garantire il passaggio del segnale radioastronomico. Le proprietà peculiari del sistema si possono quindi riassumere:

- Bassa permeabilità ai gas;
- Bassa attenuazione RF;
- Bassa riflettività RF
- Sufficiente robustezza meccanica (resistenza a taglio, deformabilità, etc)
- Basso valore di de-gasaggio;

Per adempiere a queste funzioni si è studiata una finestra da vuoto ad hoc per la banda di interesse e per il sistema guida presente in questo ricevitore.

Essa è costituita da :

- Un foglio di Kapton da 125um e diametro di 190mm.
- Una transizione in guida d'onda conica di 85mm, che raccorda il diametro della guida circolare presente all'esterno del dewar (190mm) e la sezione circolare che costituisce OMJ (172mm) presente all'interno del dewar.
- Un tronco di cono di Styrodur 3530C di produzione Basf;

L'insieme di queste tre differenti parti costituisce la finestra da vuoto del ricevitore coassiale a doppia frequenza LP. Il foglio di kapton viene posizionato alla fine della guida d'onda circolare da 190mm; essa ha lo scopo di non far entrare i gas presenti nell'atmosfera all'interno del dewar,. Per sorreggere il foglio sottile di kapton (125 um) esso viene disteso su di uno spesso tronco di cono di Styrodur che a sua volta è inserito all'interno della transizione conica e che funge da contrasto alla forza esercitata dalla

pressione atmosferica. La sezione di guida conica è stata così realizzata per non avere il problema dell'estrusione dello Styrodur a causa delle forze in gioco causata dal forte gradiente di pressione esistente. La stima di perdita sul segnale RF che attraversa questa finestra è dell'ordine del centesimo di dB.

La finestra da vuoto è alla temperatura di 300K per non avere un corto circuito termico tra i componenti a temperatura ambiente e quelli a temperatura criogenica presenti all'interno del dewar si deve avere un "distacco termico". Il distacco termico nel percorso RF banda L è presente in due zone, Figura 1. Una prima sezione ha lo scopo di separare i 300K dai 70K e la seconda sezione ha lo scopo di separare i 70K dai 20K. Il distacco termico non è altro che un gap d'aria tra due sezioni consecutive della guida d'onda. Il valore determinato è di 0.5mm, valore che garantisce:

- 1) la separazione termica necessaria tra gli stadi a differente temperatura;
- 2) la propagazione del segnale RF all'interno della guida d'onda

Il valore di 0.5mm è un compromesso tra le due necessità.

Per adempiere a queste funzioni si è studiata una finestra da vuoto ad hoc per la banda di interesse e per il sistema guida presente in questo ricevitore.

Essa è costituita da :

- Un foglio di Kapton da 125um e diametro di 190mm.
- Una transizione in guida d'onda conica di 85mm, che raccorda il diametro della guida circolare presente all'esterno del dewar (190mm) e la sezione circolare che costituisce l'OMJ (172mm) presente all'interno del dewar.
- Un tronco di cono di Styrodur 3530C;

L'insieme di queste tre differenti parti costituisce la finestra da vuoto del ricevitore coassiale a doppia frequenza LP. Il foglio di kapton viene posizionato alla fine della guida d'onda circolare da 190mm; essa ha lo scopo di non far entrare i gas presenti nell'atmosfera all'interno del dewar, che andrebbero di fatto a degradare il livello di vuoto all'interno del dewar stesso. Per sorreggere il foglio sottile di kapton (125 um), esso viene disteso sul tronco di cono di styrodur che a sua volta è inserito all'interno della transizione conica. La sezione di guida conica è stata così realizzata per non avere il problema dell'estrusione dello styrodur a causa delle forze in gioco causata dal forte gradiente di pressione esistente. La stima di perdita sul segnale RF che attraversa questa finestra è dell'ordine del centesimo di dB.

2.3 L-Band OrthoMode Junction with coaxial output

La transizione guida d'onda circolare-coassiale detta OrthoMode Junction (OMJ) [3] è rappresentata in Figura 4. L'OMJ di diametro 172mm è collegato alla guida d'onda circolare da 190mm con una sezione di guida circolare conica di lunghezza 85mm. All'interno della guida d'onda circolare si propagano i modi fondamentali degeneri, TE₁₁ (Pol.V e Pol.H). Tali modi possono essere interpretati come dei segnali indipendenti lineari ed ortogonali tra di loro. Possiamo chiamare i due modi più semplicemente polarizzazione lineare orizzontale (Pol. H) e polarizzazione lineare verticale (Pol. V). Ogni polarizzazione viene divisa equamente in ampiezza (-3dB) tra i due lanciatori coassiali, posizionati all'interno della guida d'onda a una distanza di circa $\lambda/4$ dal back-short della guida. Le due componenti della singola polarizzazione che si generano, presentano uno sfasamento relativo di 180°. L'ottimizzazione è stata focalizzata sul return loss all'uscita del lanciatore coassiale, utilizzando il software elettromagnetico CST Studio Microwave. Il contributo maggiore di perdita del componente è da attribuire al connettore utilizzato per fissare i lanciatori, il quale è un 7/16 della Radiall (R185406270 [4]) e presenta un pin con un filetto M3 in modo tale che il lanciatore possa essere avvitato al pin centrale stesso.

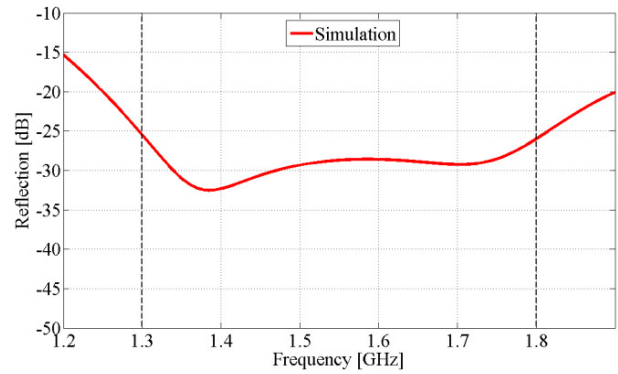
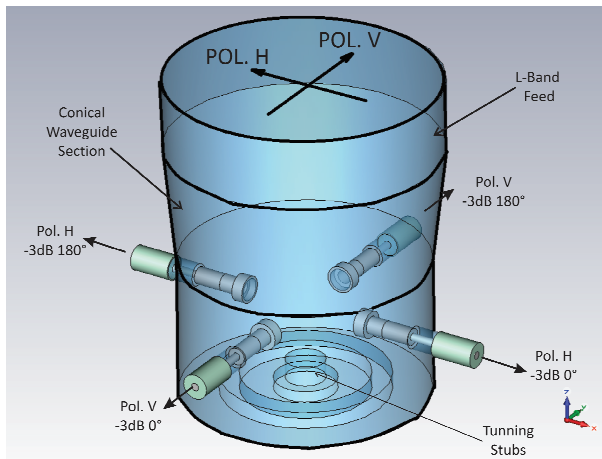
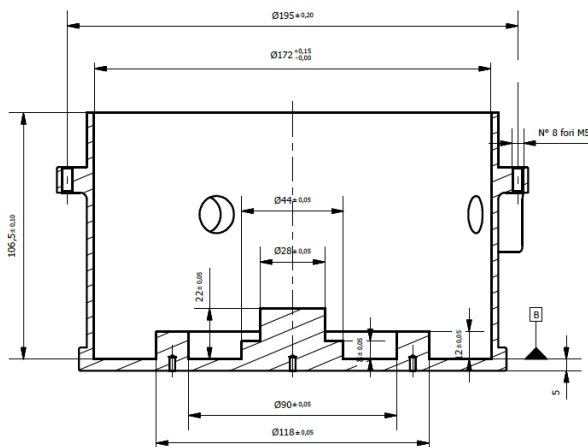


Figura 4: OrthoMode Junction *a sinistra*) rappresentazione della transizione con indicazione delle due polarizzazioni Pol.V e Pol.H; *a destra*) Return Loss simulato ad una delle quattro porte coassiali di uscita;

In fase di simulazione e di ottimizzazione si è agito sulla forma del lanciatore che alla fine presenta tre sezioni circolari di differente diametro e sulla posizione rispetto al corto circuito della guida d'onda. Per aumentare la larghezza di banda, si è realizzato sul fondo della guida uno stub a tre sezioni circolari [5]. In Figura 5 vi è una foto del connettore con il lanciatore ed il componente assemblato in tutte le sue parti meccaniche. Le dimensioni della guida circolare sono 172 mm per un'altezza di 106.5 mm. Il diametro di 172 mm è stato scelto minore rispetto alla guida d'onda circolare presente nel feed, per poter inserire la transizione conica necessaria per dare resistenza meccanica alla finestra da vuoto. Il materiale utilizzato è alluminio anticorodal 6082. Il foro dove è stato inserito il lanciatore ha un diametro di 16.05 mm. Anche i lanciatori sono stati realizzati in alluminio anticorodal 6082 e successivamente trattati con alodine 1024.

Le misure del return loss e della cross polarizzazione sono state eseguite con il VNA HP8720C calibrato con la procedura TRL [6]. Il return loss è stato misurato alla porta coassiale. In Figura 6 sono mostrate le misure di return loss e di cross-polarizzazione del componente. Le perdite del componente sono pressoché nulle, si da una stima di 0.05dB.



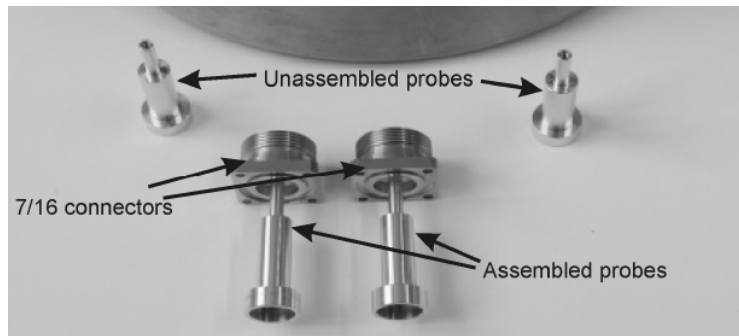


Figura 5: *in alto a sinistra*) Alcune dimensioni espresse in mm del componente; *in alto a destra*) Fotografia della transizione assemblata; *in basso*) Fotografia dei lanciatori singoli e dei lanciatori avvitati al connettore 7/16 della Radiall;

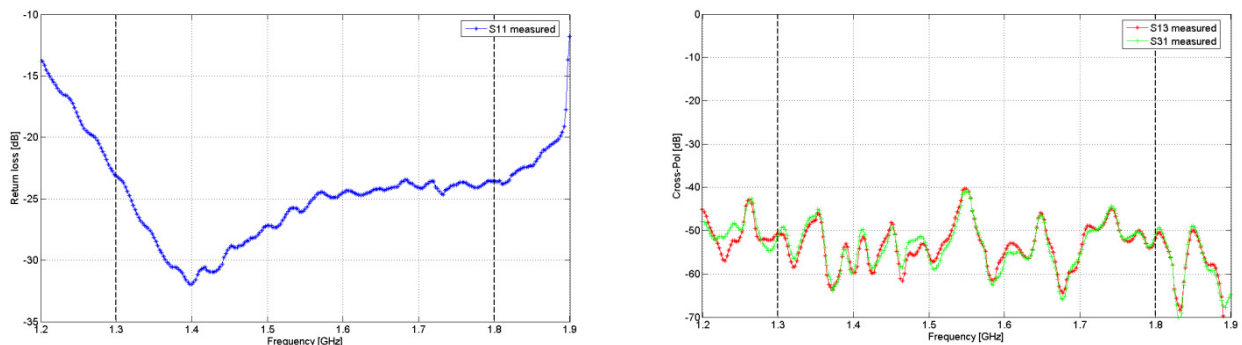


Figura 6: Misure di: *a sinistra*) Return Loss alla porta coassiale; *a sinistra*) Cross-polarizzazione.

2.4 Accoppiatore ibrido 180°

I convenzionali ibridi rat-race [7] sono composti da una struttura ad anello con 4 porte, denominate porta somma (1), porta differenza (4) e le due porte di ingresso/uscita (dipende dal caso) (2 e 3), vedi Figura 7.

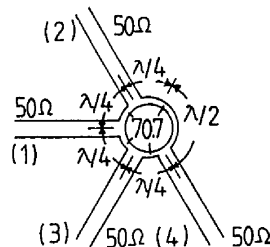


Figura 7: Rat-race convenzionale con numerazione delle porte;

Tutte le porte hanno generalmente una impedenza di $Z=50\Omega$ e sono collegate tra di esse da linee di lunghezza $\lambda/4$ con impedenza (generalmente) pari a $Z=70.7\Omega$. Per ottenere lo sfasamento di 180° tra le due porte di uscita (per esempio 2 e 3) si gioca sulla lunghezza della linea, ovvero si cerca di ottenere una differenza tra i percorsi pari a $\lambda/2$ (180°). Questo implica una larghezza di banda del dispositivo limitata a circa il 20% rispetto alla frequenza centrale. Si ha un miglioramento in termini di larghezza di banda inserendo al posto delle linee $\lambda/4$ classiche, dei trasformatori di impedenza. Questo sistema produce una maggiore larghezza di banda (dell'ordine anche del 50%) ma anche una difficoltà nella realizzazione in quanto c'è la necessità di un'alternanza di impedenze dal valore basso con impedenze dal valore alto, che non sempre può essere ottenuto. Il componente progettato si basa sul classico rat-race in microstriscia al quale sono state aggiunte alcune linee in derivazione, tali da comportarsi come degli stubs a $\lambda/2$ aperti. Tali stubs $\lambda/2$ sono stati poi sostituiti con stubs $\lambda/4$ in cortocircuito a GND in quanto tale soluzione risulta più compatta, presenta minor rischio di accoppiamento spurio fra le linee e consente una criogenia certa di tutto l'ibrido. Per spiegare la presenza degli stubs si deve riprendere lo studio descritto in [8-9], dove il funzionamento del

dispositivo è analizzato con la tecnica dell'eccitazione pari e dispari [7]. Dall'analisi dispari si nota che il dispositivo ha una larghezza di banda maggiore rispetto al caso dell'analisi con eccitazione pari. Questo perché quando l'eccitazione è pari si hanno dei poli aggiuntivi. Con l'inserimento di alcuni stubs si riesce ad eliminare tali poli. Ovviamente successivamente si deve constatare che con un'eccitazione dispari gli stubs siano del tutto trasparenti.

Quello che si è fatto nel nostro caso è riprendere i concetti messi in luce da [9] e adattarli alle nostre esigenze. Tutta l'ottimizzazione è stata indirizzata a far funzionare il componente come un power divider a 180° . Abbiamo focalizzato l'attenzione sulle prestazioni di fase (in primis) e di ampiezza. Come secondo obiettivo si è cercato di ottimizzare le perdite del circuito, poiché il componente dovrà svolgere un lavoro di ricombinatore di segnali che sono sfasati tra di loro di 180° a monte dell'amplificatore a basso rumore (vedi Figura 1); Le fasi di ottimizzazione sono state eseguite con dei simulatori elettromagnetici sia 2D sia 3D (CST Microwave Studio 2011).

La minimizzazione delle perdite passa inevitabilmente per una accurata scelta del substrato. La larghezza (W) della linea dovrebbe essere sufficientemente larga in modo da ridurre le perdite nel Rame. Questo implica la scelta di uno spessore H abbastanza grande. La costante dielettrica dovrà trovarsi nella classe dei materiali con $\epsilon_r=10$ piuttosto che in quella dei materiali con $\epsilon_r=2.2$ al fine di compattare le dimensioni. Fra i materiali con $\epsilon_r=10$ circa, si è scelto il substrato che presenta le perdite nel dielettrico fra le più basse sul mercato.

Il circuito in microstriscia è stato realizzato su un substrato Arlon AD1000 [10] a basse perdite ($\tan\delta=0.0023$) di cui abbiamo una buona conoscenza sia dal punto di vista della lavorazione che del comportamento alle temperature criogeniche e che risponde ai criteri precedentemente descritti. Esso presenta una costante dielettrica pari a 10.9 @300K..

La Figura 10 mostra una foto dei due componenti realizzati. Uno è totalmente assemblato, il secondo invece è scomposto nelle diverse parti. Il componente è stato collegato con dei connettori SMA a pannello della Radiall (R125512000 [11] e R125492000 [12]). Sono stati collegati sia dei connettori maschi che femmina perché in questo modo il collegamento con gli altri dispositivi, che costituiranno la catena front-end del ricevitore LP, è senza nessuna transizione e così si ottimizzano le perdite a monte dell'amplificatore a basso rumore. Le porte non sono perfettamente simmetriche in quanto si è cercato di minimizzare al massimo i percorsi della linea, in modo da avere delle perdite minori. Le dimensioni finali del componente senza connettori sono di: $78 \times 57.5 \times 13 \text{ mm}^3$.

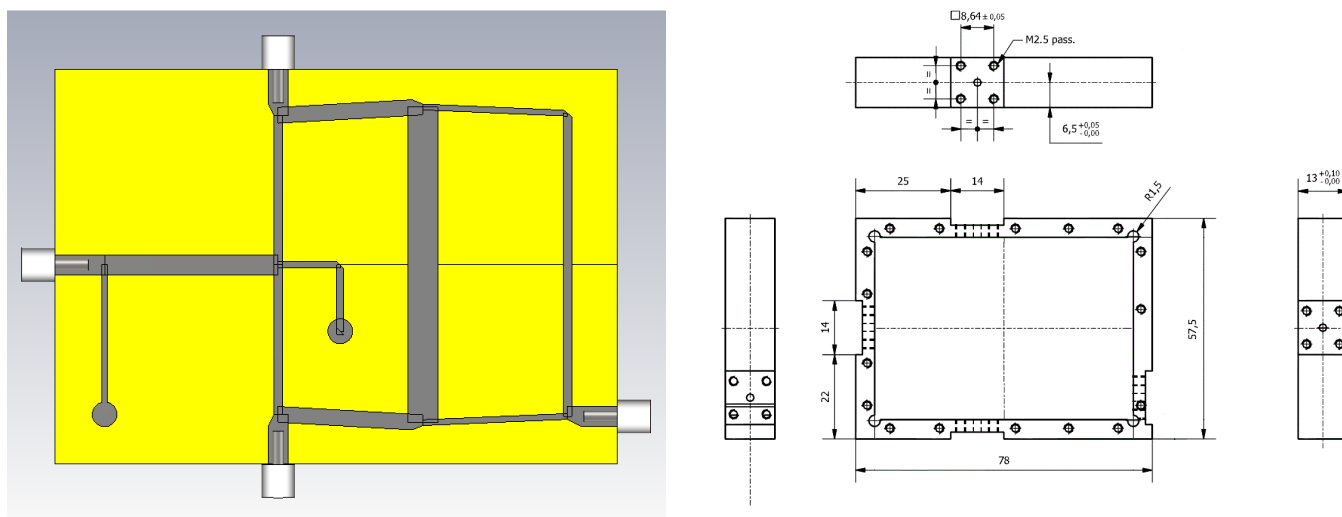


Figura 8: sinistra) Rappresentazione grafica dell'ibrido 180° simulato con CST Microwave Studio 2011; destra) Disegno meccanico della Box-RF contenente il circuito, realizzato con il programma Autodesk Inventor 2011 [13].
Le dimensioni sono tutte in mm;

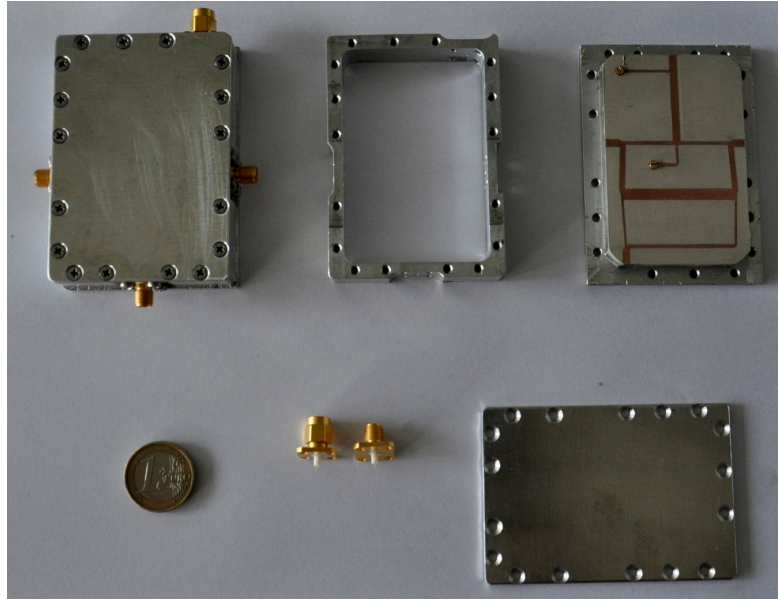


Figura 9: Fotografia dei due ibridi costruiti. A sinistra l'ibrido completamente assemblato. Le parti restanti sono: a destra il circuito fresato con LPKF. Al centro la cornice alla quale verranno connessi i connettori e il coperchio;

Le misure del componente sono state eseguite presso le strutture dell'IRA di Bologna. Il test del componente è stato fatto sia a temperatura ambiente (300K) che a temperatura criogenica (20K)

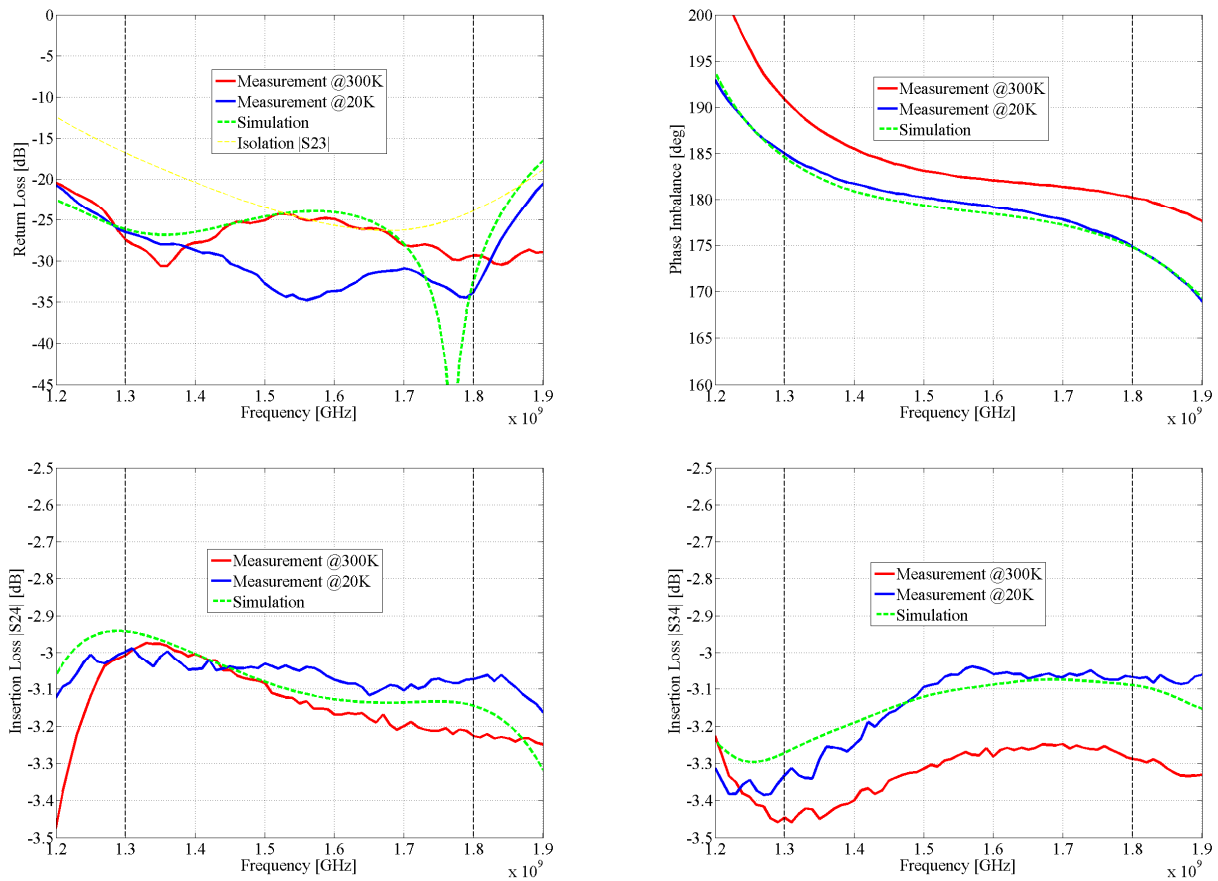


Figura 10: Misure e simulazioni dell'ibrido 180° in uS. Le misure sono state effettuate sia a caldo (300K, curva rossa) che a temperature criogeniche (20K, curva blu). La curva verde è quella delle simulazioni fatte con CST. *In alto a sinistra*) Return loss @ porta 4 e Isolamento tra le porte due e tre del componente. *In alto a destra*) Phase imbalance tra i due segnali L S24 e L S34. *In basso a sinistra e in basso a destra*) Coefficiente di trasmissione |S24| e |S34|. La porta 1 dell'ibrido è chiusa su un carico adattato a 50Ω;

Le misure mostrano un RL minore di 25dB alle due temperature di funzionamento, 300K e 20K (Figura 10, in alto a sinistra). Sempre nello stesso grafico è presente il coefficiente di isolamento simulato tra le due uscite ($|S_{32}|$). Nelle due figure in basso è mostrato il coefficiente di trasmissione tra la porta di ingresso e le due porte di uscita $|S_{21}|$ (in basso a sinistra), $|S_{31}|$ (in basso a destra). Infine in alto a destra è mostrato lo sbilanciamento di fase tra le due uscite. Tale parametro è nettamente peggiore rispetto al componente in guida, ma le prestazioni sono nettamente migliori rispetto ad un ibrido rate-race classico. Lo sbilanciamento di fase è di $\pm 5^\circ$. Infine nel grafico del Return Loss (Figura 10 in alto a sinistra) è inserita anche la curva dell'isolamento tra le due porte di ingresso. Il valore peggiore nella banda di interesse è pari a -17dB.

Le perdite del componente essendo molto basse sono difficili da misurare alla temperatura criogenica di 20K, per cui si dà una stima di tale valore. Le perdite del componente sono state stimate in circa 0.22dB @1.55GHz @ 20K. La trattazione completa è inserita nel GAI04-TM18 [14].

2.5 Switch commerciale HP8761B

Nella catena del ricevitore è stato inserito uno switch commerciale per polarizzazione. Esso, nella catena banda L, è posto tra l'uscita dell'accoppiatore ibrido 180° e l'ingresso dell'accoppiatore direzionale, Figura 1. Si è scelto di inserire un dispositivo passivo a monte dell'amplificatore a bassa cifra di rumore per riuscire ad ottenere una buona e più semplice calibrazione della marca di rumore.

La calibrazione della marca di rumore è di fondamentale importanza, in quanto, con la marca di rumore si determina la corrispondenza tra temperatura di brillantezza e quantità di volt oppure watt in uscita dal ricevitore. Prima di tutto però il segnale di riferimento deve essere calibrato, ottenendo quindi una curva (una retta perché si suppone che il comportamento del ricevitore sia lineare). Per fare questo si utilizza la tecnica dell'alternanza carico freddo carico caldo (Y-factor Method [7]). La tecnica è abbastanza semplice dal punto di vista concettuale. Si inserisce all'ingresso del ricevitore un carico freddo, ovvero ad una temperatura di qualche decina di Kelvin, si misura la potenza di uscita del ricevitore P_{COLD} e successivamente, si misura la potenza di uscita P_{HOT} ponendo in ingresso un carico caldo, per esempio quello di una sorgente di rumore calibrata che genera una ben determinato livello di rumore quando viene alimentata. Il ricevitore coassiale LP lavora nel campo centimetrico ($\lambda_{banda-L}=0.20m$ $\lambda_{banda-P}=0.85m$) ed è difficile posizionare un carico freddo all'ingresso del ricevitore. Inoltre il beam largo del ricevitore non permette di usare il cielo come sorgente fredda. Per cui, nella catena si è inserito un componente che potesse a nostro piacimento commutare il percorso RF di calibrazione su un carico la cui temperatura fosse intorno ai 20-30K e sulla sorgente di rumore.

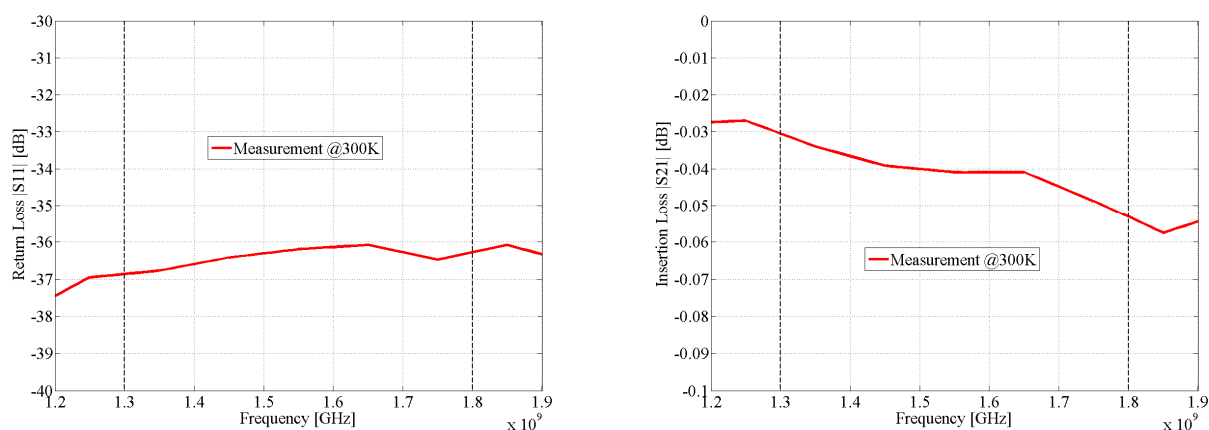


Figura 11: Misure su switch commerciale 8761B @300K. *a sinistra*) Return Loss $|S_{11}|$; *a destra*) Insertion Loss $|S_{21}|$;

Lo switch individuato per adempiere questa funzione è lo switch della Agilent HP8761B [15]. Abbiamo misurato nei nostri laboratori le perdite di inserzione del componente a 300K; tali misure sono inserite in Figura 11; a 20K le perdite possono essere stimate in 0.03dB.

2.6 Accoppiatore Direzionale

L'accoppiatore direzionale è un componente a microonde passivo di base per qualsiasi sistema a radio frequenza ed è usato per dividere un segnale RF. Esso non sbilancia le fasi tra i due segnali di uscita ma deve solo dividere in maniera opportuna le ampiezze. L'architettura dell'accoppiatore direzionale può essere di diverso tipo alcuni esempi sono: Lange Coupler o a linee accoppiate semplici per quanto riguarda le strutture planari, oppure del tipo Bethe hole coupler nel caso venga realizzato in guida d'onda.

L'accoppiatore direzionale convenzionale ha quattro porte così denominate: porta di ingresso (porta 1), la porta diretta (porta 2), la porta accoppiata (porta 3) e la porta isolata (porta 4). Un simbolo comune usato per identificare un accoppiatore direzionale è quello mostrato in Figura 12.

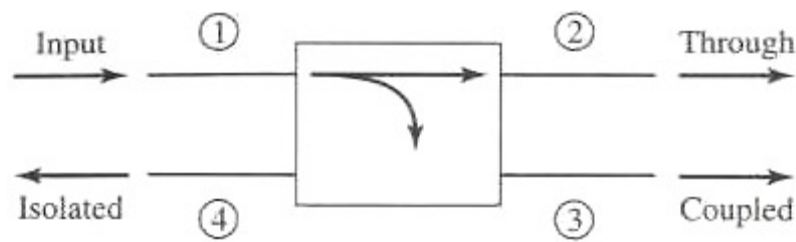


Figura 12: Simbolo comunemente utilizzato per rappresentare un' accoppiatore direzionale;

La configurazione scelta è basata su una configurazione a linee accoppiate planarie, nello specifico è stato scelto di utilizzare la microstriscia. Il motivo principale è scaturito da una limitazione nello spazio disponibile sul ricevitore. Infatti, realizzare un' accoppiatore direzionale in guida d'onda sarebbe stato senza dubbio vantaggioso dal punto di vista delle perdite, ma impossibile da inserire nel dewar a causa delle basse frequenze in gioco e quindi dei ridotti spazi a disposizione.

L'accoppiatore direzionale Banda L è inserito tra lo switch commerciale della HP e l'amplificatore a bassa cifra di rumore (LNA), vedi Fig. 1 ed ha il compito di iniettare la marca di rumore. Il componente progettato, realizzato e misurato presenta 4 porte con connettori SMA 50 Ω , del tipo maschio in ingresso e uscita per accoppiarsi direttamente ai componenti a monte e a valle e femmina per la porta accoppiata e isolata, (vedi Figura 15). La porta 1 è collegata all'uscita dello switch commerciale, mentre la porta 2 all'ingresso dell'LNA banda L. Dalla porta 4, ovvero la porta isolata rispetto alla porta 1, viene iniettata la marca di rumore proveniente dal modulo a caldo del ricevitore, infine la porta 3 è chiusa su un carico a 50 Ω . Rispetto all'amplificatore la porta 3 e la 4 si invertono; iniettando la marca di rumore dalla porta 4, essa si accoppia con la porta a cui è collegato l'amplificatore, mentre rispetto all'ibrido la porta è isolata. La banda di lavoro del dispositivo è quella del ricevitore ovvero 1.3-1.8 GHz a cui corrisponde una larghezza di banda BW di circa il 33% rispetto alla frequenza centrale di 1.55 GHz. Il componente deve garantire delle basse perdite di inserzione, in quanto esso è posizionato a monte del LNA. Il dispositivo proprio per questo motivo è raffreddato alla temperatura criogenica di circa 20K. L'accoppiamento nominale deve essere di 26 dB, il return loss di almeno 25dB e le dimensioni il più compatte possibili; le specifiche sono riassunte nella tabella 3.

Frequency range	1.3-1.8 GHz
Insertion Loss	Minori possibili
Nominal coupling	26 dB
Return Loss	≥ 25 dB
Dimensioni fisiche	Minori possibili
Realizzazione	LPKF C100

Tabella 3: Specifiche accoppiatore direzionale richieste;

Anche in questo caso per minimizzare le perdite sono state fatte le scelte indicate nel paragrafo relativo all'ibrido 180°. Il circuito è stato realizzato su un substrato Arlon AD1000 con costante dielettrica 10.9@300K. Lo spessore del substrato è pari a 3.2258mm. La particolarità di questo substrato, oltre alle bassissime perdite ($\text{tg}\delta=0.0028$), è la presenza di una base di alluminio spessa 6.35 mm che lo sostiene. Questa base di alluminio verrà sfruttata come piano di massa e come parte meccanica di supporto e sostegno, integrante la box-RF. La scelta di tale substrato è stata fatta per migliorare la riduzione degli ingombri e le perdite. Il substrato scelto presenta una $\lambda@1.55\text{ GHz}$ di 66 mm con 0.52 dB/m di perdite; mentre per un AR450-31 (costante dielettrica 4.5 e altezza substrato 0.78 con $\text{t}\delta=0.0035$) $\lambda@1.55\text{GHz}$ è pari a 106 mm con 1.51 dB/m di perdite.

In Figura 13 è mostrata una vista 3D dell'accoppiatore direzionale progettato.

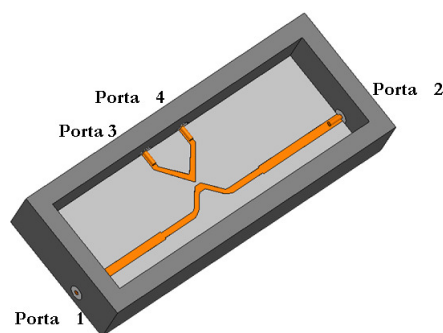


Figura 13: Vista 3D dell'accoppiatore direzionale banda L. La porta 1 è la porta di ingresso, le due porte di uscita la 2 e la 3 sono rispettivamente la porta diretta e quella accoppiata infine la porta 4 è quella isolata;

Il valore di accoppiamento è determinato dalla zona centrale del componente. In fase di simulazione per ottenere le specifiche richieste, si è intervenuto sulla distanza e la lunghezza delle linee accoppiate. Dalle simulazioni abbiamo osservato che:

- minore è la distanza tra le linee accoppiate maggiore è il valore di accoppiamento;
- maggiore è la lunghezza delle linee accoppiate maggiore è il valore di accoppiamento;

Da queste considerazioni è nata la “zona a V” del componente, ovvero la zona in cui è determinato il valore di accoppiamento. Tale forma è stata ottenuta per massimizzare le prestazioni del componente in termini di isolamento. Lungo la microstriscia, che connette direttamente la porta 1 con la porta 2, vi sono due sezioni $\lambda/4$ che servono per adattare la sezione di accoppiamento con le uscite a 50 Ω . La distanza tra le linee accoppiate è pari a 0.95 mm, mentre la lunghezza della zona di accoppiamento è di 0.3 mm.

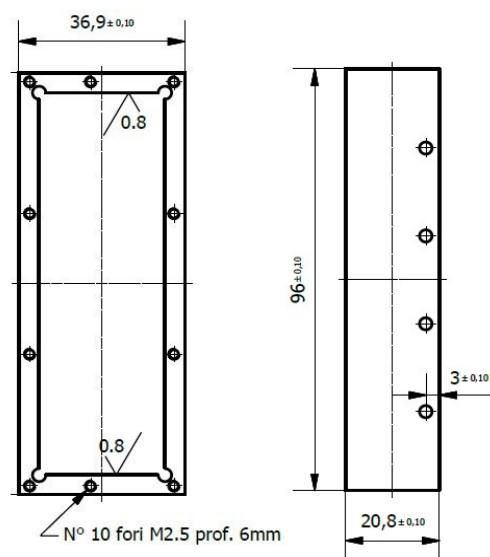
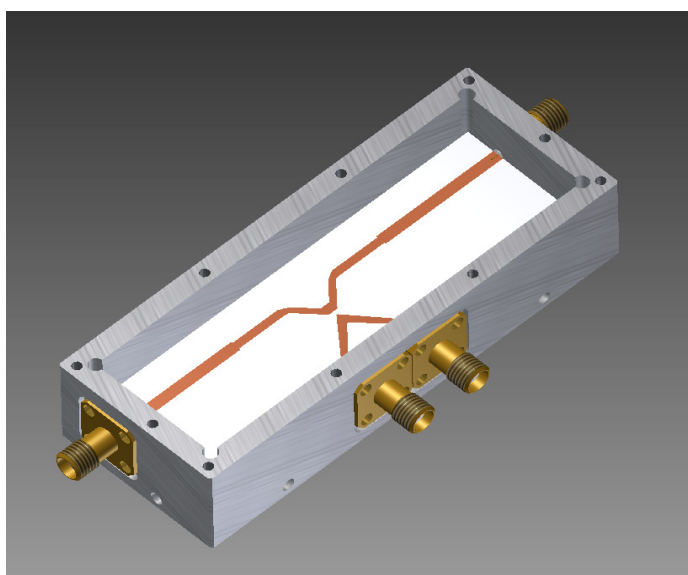


Figura 14: a sinistra) Disegno Inventor dell'accoppiatore direzionale, comprensivo del substrato e della cornice metallica sulla quale sono fissati i connettori; a destra) alcune dimensioni del blocco meccanico;

In un primo tempo il connettore SMA individuato era il modello Radiall R 125.415.004 [16] che necessitava di essere adattato alla Box-RF. Infatti si doveva incidere il teflon ed il pin centrale. Inoltre il pin centrale aveva un diametro di 1.57mm circa pari alla larghezza della linea, quindi difficile da saldare sulle piste dell'accoppiatore. Per questo motivo è stato scelto un altro tipo di connettore Radiall con un pin centrale di sezione minore e che non dovesse essere modificato. Il modello individuato è il Radiall R 125512000 (M) e R125492000 (F) [11-12]. La lunghezza del teflon per questo connettore è fissa ed è pari a 3.2 mm. Questo valore determina lo spessore della parete della box-RF. In Figura 14 vi è uno schizzo del disegno meccanico della box-RF; Essa è stata realizzata in alluminio 6082 passivato con il trattamento Alodyne 1024. Le tolleranze generiche di costruzione sono ± 0.1 mm, mentre nella zona in cui saranno sistemati i connettori la tolleranza sarà del ± 0.05 mm. La box-RF sarà costituita da 2 parti più il substrato, che grazie alla presenza dell'alluminio, sarà parte integrante della scatola. Le due parti meccaniche da realizzare sono: il coperchio che sarà posizionato ad una altezza di 11 ± 0.1 mm dal substrato e una cornice costituita da 4 pareti laterali di spessore 3.2 mm. Proprio per ottenere un perfetto adattamento tra linee di trasmissione e pin del connettore, si è pensato di accorpare in un unico blocco le pareti laterali della box-RF, formando così una cornice. Su tale cornice verranno fissati i connettori SMA. Anche il coperchio verrà fissato alla cornice attraverso delle viti M2.5 poste verticalmente. In Figura 15 è mostrata una foto del componente assemblato e completamente smontato in ogni sua singola parte.

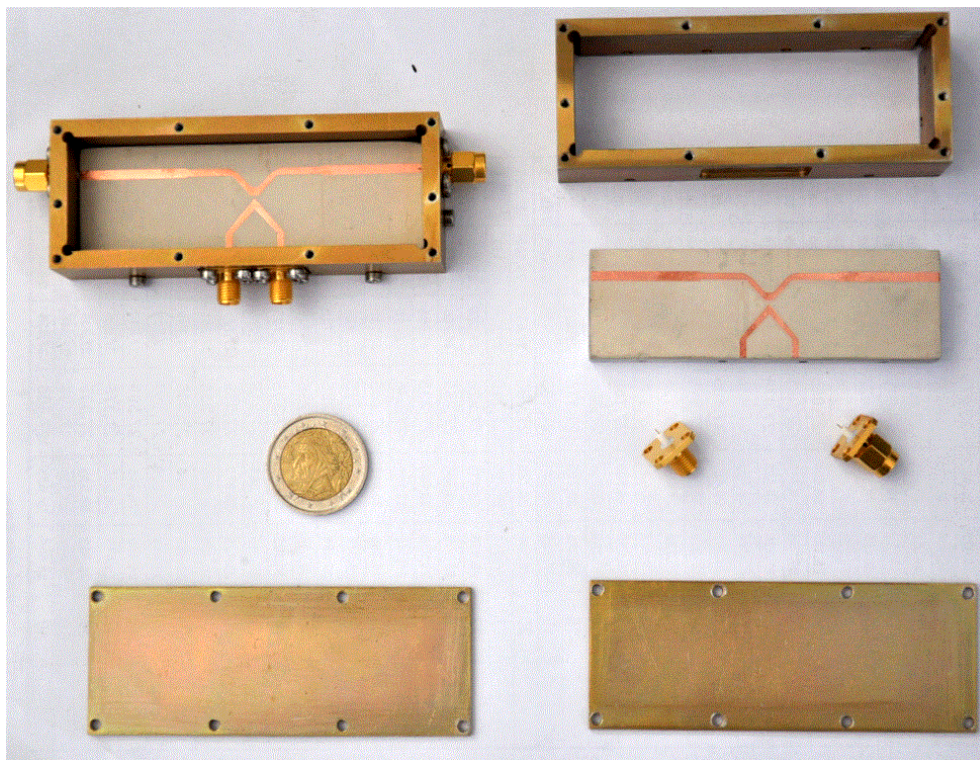


Figura 15: Fotografia del componente assemblato e di fianco quello completamente smontato

Le dimensioni finali del componente sono: $97 \times 37.9 \times 25.22$ mm³, escludendo i connettori.

In Figura 16 vi sono le misure effettuate sul componente finale sia a temperatura ambiente che a temperatura criogenica, inoltre nella figura vi è il confronto con le simulazioni elettromagnetiche. Dalla Figura si nota che le prestazioni del componente non sono del tutto in linea con le simulazioni cosa che a nostro avviso può dipendere molto dal tipo di connettore utilizzato. Come spiegato precedentemente, è stato cambiato il connettore da un modello con pin centrale di 1.54 mm² ad uno con pin centrale da 0.25 mm², questo è stato fatto per migliorare la fase di montaggio del componente. Di contro però si sono perse le prestazioni dal punto di vista del coefficiente di riflessione e di conseguenza dell'isolamento, poiché si ha una discontinuità maggiore tra la microstriscia del componente ed il pin centrale del connettore R125512000.

Possiamo però accettare le prestazioni del componente in quanto il valore di accoppiamento è in linea con il valore dettato dalla specifica.

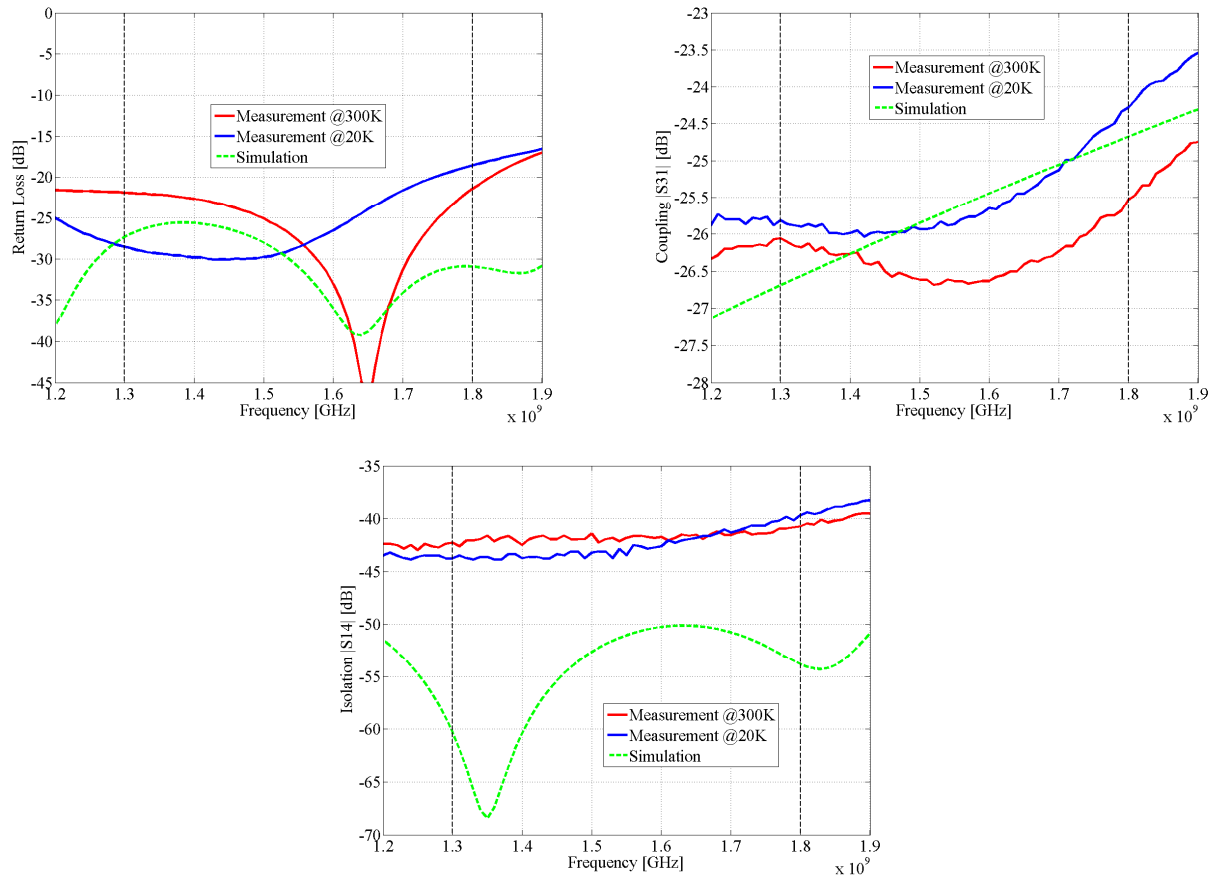


Figura 16: Misure e simulazioni dell'accoppiatore direzionale in uS. Le misure sono state effettuate sia a caldo (300K, curva rossa) che a temperature criogeniche (20K, curva blu). La curva verde è quella delle simulazioni fatte con CST. *Alto a sinistra*) Return loss alla porta di ingresso; *alto a destra*) Accoppiamento del componente tra la porta 1 e la porta 3; *in basso*) Isolamento tra la porta 1 e la porta 4;

Anche in questo caso non si sono fatte delle misure dirette sulle perdite della linea, in quanto queste sono piccole e la misura a 20K non permette un adeguato grado di accuratezza. Per questo motivo, anche in questo caso, viene data solo una stima delle perdite del componente così come fatto in [14]. Le perdite stimate a 20K sono di 0.23dB.

2.7 Amplificatore a bassa cifra di rumore

Nei ricevitori astronomici il segnale ricevuto è composto da un piccolo segnale radioastronomico in cui è presente l'informazione di interesse a cui si aggiunge un rumore incoerente non desiderato, generalmente prodotto dal ricevitore stesso. Per minimizzare il rumore incoerente, i componenti che costituiscono il front-end del ricevitore vengono fatti funzionare a temperature criogeniche, per esempio 20K. Per estrarre l'informazione dal segnale ricevuto, esso deve essere amplificato.

L'amplificatore a bassa cifra di rumore utilizzato, detto anche LNA (Low Noise Amplifier), ha la prerogativa di aggiungere un piccolo rumore al segnale utile. Nel caso della banda L, l'amplificatore a bassa cifra di rumore utilizzato deriva da un progetto dell'NRAO. Esso è costituito da un dispositivo a tre stadi che utilizza degli HEMT (High Electron Mobility Transistor) in GaAs con tecnologia 0.25 μ m. Per una trattazione più completa si rimanda a [16].

Le specifiche del componente sono inserite nella tabella di seguito.

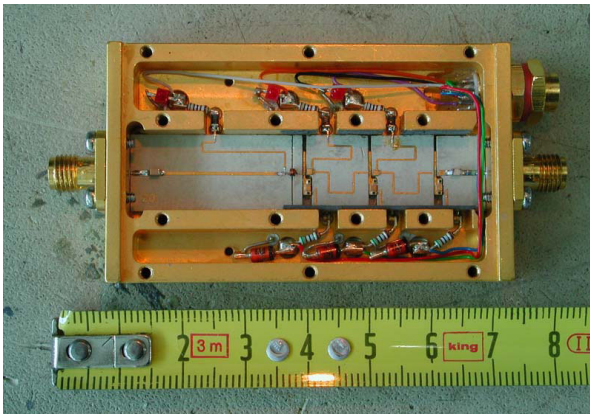
Frequency range	1.3-1.8 GHz
Gain	38 dB
Input RL	~10dB
Output RL	~15dB
Noise Factor	2.5K
Po1	- 2 dBm

Tabella 4: Riassunto delle specifiche dell'amplificatore a basso rumore;

L'amplificatore possiede 2 connettori RF SMA a pannello e un connettore per le alimentazioni, MicroTech a 7 pin , in Figura 17 a destra.

Sono state fatte delle misure del componente sia a temperatura ambiente (300K) che a temperature criogenica (77K). Le alimentazioni degli stadi sono stati impostati e sono i medesimi sia per 300K che per i 77K:

- Primo stadio $2.5\text{Volt} \leq V_d \leq 3.\text{Volt Volt}$, $6\text{ mA} \leq I_d \leq 10\text{mA}$; ;
- Secondo stadio $2.5\text{Volt} \leq V_d \leq 3.\text{Volt Volt}$, $6\text{ mA} \leq I_d \leq 10\text{mA}$; ;
- Terzo stadi $2.5\text{Volt} \leq V_d \leq 3.\text{Volt Volt}$, $6\text{ mA} \leq I_d \leq 10\text{mA}$; ;
-



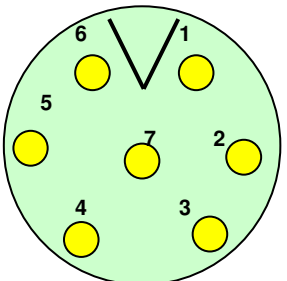
DC Connections Round 7 pin MicroTech™		
Pin N°	Function	Looking into the LNA (male pins). This is the exterior view on LNA chassis 
1	D1	
2	G1	
3	D2	
4	G2	
5	D3	
6	G3	
7	DC RETURN (GND)	

Figura 17: Sinistra: fotografia dell'amplificatore a bassa cifra di rumore per la banda L; destra: Connessione DC

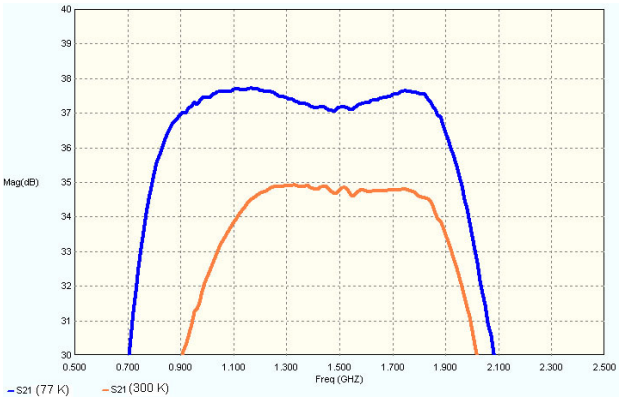
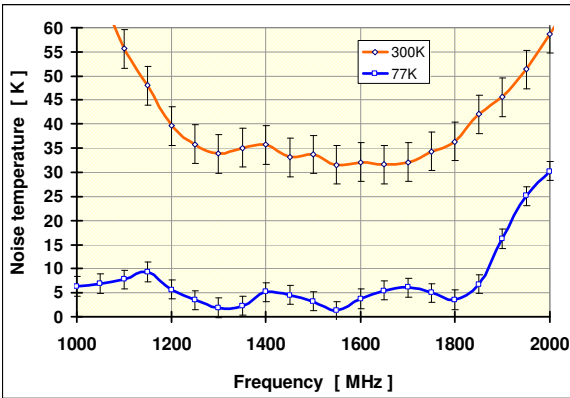


Figura 18: Misure tipiche dell'LNA. Le misure sono state effettuate sia a caldo (300K, curva rossa) che a temperature criogeniche (77K, curva blu). A sinistra: Temperature di rumore (e incertezza associata), a destra: Guadagno G.

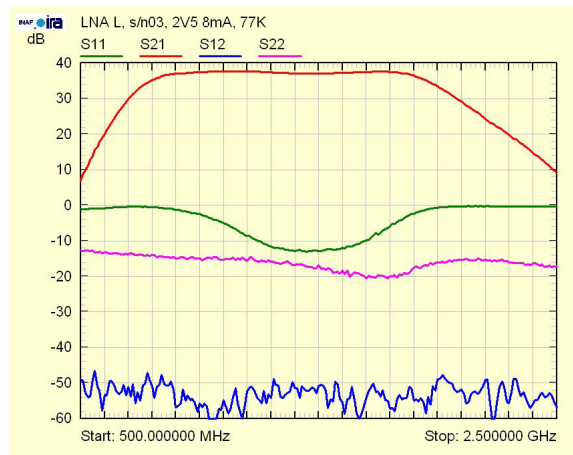


Figura 19: Misure tipiche dell'LNA, parametri s acquisiti a temperatura criogenica (77K).

Il componente è stato testato sia a temperatura ambiente che a quella di criogenica anche se non a quella di funzionamento. I parametri finali del componente sono: Guadagno pari a 35dB e temperatura di rumore pari a 2.5K.

3.0 Stima dei parametri principali del ricevitore

Nei prossimi paragrafi analizziamo i parametri principali del ricevitore; temperatura di rumore introdotta dal ricevitore e SEFD, System Equivalent Flux Density.

3.1 Calcolo temperatura di rumore

In questa sezione si vuole determinare la figura di rumore del ricevitore. Come accennato precedentemente, il ricevitore radioastronomico è uno strumento che in ingresso ha una potenza di rumore, di cui una parte è il segnale che proviene dalla sorgente osservata e una parte di tale potenza è il rumore generato dal ricevitore.

Conoscendo i componenti del percorso che il segnale RF compie si può dare una stima del rumore introdotto dal ricevitore. Per fare questo, si determina quindi per ogni componente il Noise Figure F, ovvero la misura di degradazione che il rapporto segnale rumore subisce tra ingresso e uscita. Dove il rapporto segnale rumore non è altro che il rapporto tra la potenza del segnale utile e la potenza del segnale indesiderato.

Il Noise Figure di un componente senza perdite è pari ad 1 ($F=1$); mentre se il componente ha delle perdite $F>1$. Noto il Noise Figure e la temperatura fisica del componente si può calcolare la temperatura di rumore equivalente T_e dalla seguente relazione:

$$T_e = (F-1) * T_{comp}; \quad (\text{Equazione 1})$$

In un tipico sistema a microonde il segnale RF in ingresso al sistema attraversa una cascata di diversi componenti. Ognuno di questi componenti degrada in modo diverso il segnale che lo attraversa. Se si conosce il valore di Noise Figure di ogni singolo componente costituente la catena, si può determinare il Noise Figure (o temperatura di rumore equivalente) del sistema totale con la seguente relazione:

$$F_{cas} = F_1 + 1/G_1 * (F_2 - 1) + 1/(G_1 * G_2) * (F_3 - 1) + 1/G_1 * G_2 * \dots * G_{n-1} * (F_n - 1); \quad (\text{Equazione 2})$$

Si nota come l'effetto del secondo stadio è pesato con il guadagno del primo. Quindi nel computo totale del Noise Figure della cascata di "n" componenti i primi termini pesano maggiormente rispetto agli ultimi i quali vengono divisi per il prodotto dei guadagni.

Di seguito il calcolo del Noise Figure della catena L presentata in Figura 1. Tutti i valori sono ripresi dalle misure sui componenti messi in evidenza nei paragrafi precedenti.

OMT con ibrido 180° in microstriscia				1.55GHz
Componente	T _{fisica} (K)	G(dB)	NF(dB)	T _{noise} (K)
<i>Horn+Guida d'onda circolare</i>	300	-0,01	0,01	0,7
<i>Finestra vuoto</i>	300	-0,01	0,01	0,7
<i>OMJ</i>	20	-0,05	0,05	0,2
<i>Cavo RG402 (350mm)</i>	20	-0,16	0,16	0,8
<i>Ibrido 180</i>	20	-0,25	0,25	1,2
<i>Adattatore90deg+switch</i>	20	-0,05	0,05	0,2
<i>Acc. Dir</i>	20	-0,25	0,25	1,2
<i>LNA crio</i>	20	35		2,5
<i>CavoRG402 (200mm)+Cavo SS (115mm)</i>	300	-0,25	0,25	17,8
<i>Circolatore</i>	300	-0,4	0,40	28,9
<i>Switch</i>	300	-0,2	0,20	14,1
<i>Filtro</i>	300	-1,6	1,60	133,6
<i>Switch</i>	300	-0,2	0,20	14,1
<i>Circolatore</i>	300	-0,4	0,40	28,9
<i>Amp</i>	300	25	2,2	197,9
<i>Post attenuazione</i>	300	-3	3,00	298,6
<i>Cavo di discesa</i>	300	-12	12,00	4454,7
<i>Te(K)</i>				8,5K

Tabella 5: Tabella riassuntiva del bilancio della T_{sys} della catena @20K banda L;

Da come si evince dalla tabella 4 la temperatura equivalente di rumore della catena banda L è pari a 8.5K.

4.0 Conclusioni

Le simulazioni elettromagnetiche dei vari componenti hanno evidenziato una buona corrispondenza con le misure finali a temperatura criogenica. Le prestazioni stimate per la catena fredda banda L del ricevitore coassiale a doppia frequenza LP, sono allo stato dell'arte.

5.0 Referenze

- [1] A. Orfei and six more authors, “Studio di fattibilità del front-end per il ricevitore doppia-frequenza nelle banda L e P per il fuoco primario di SRT” Rapporto Interno IRA 413/08;
- [2] G. Valente at all, “Progetto elettromagnetico dell’ottica del ricevitore dual-band L-P per il fuoco primario di SRT”, GAI04-TM-12.0, settembre 2010;
- [3] Pisanu at all, “A compact L-band Ortho Mode Transducer”, Millimeter, Submillimeter, and Far-Infrared Detectors and Instrumentation for Astronomy V, edited by Wayne S. Holland, Jonas Zmuidzinas, Proc. of SPIE Vol. 7741 774124-1, San Diego Luglio 2010;
- [4] Connettore della radial R185406270
- [5] Pisano, G., Pietranera, L., Isaak, K., Piccirillo, L., Johnson, B., Maffei, B. and Melhuish, S. , “A Broadband WR10 Turnstile Junction Orthomode Transducer,” IEEE Micr. and Wireless Components Letters, 17(4), 286-288 (2007).
- [6] Agilent Technologies “Network Analysis Applying the 8510 TRL Calibration for Non-Coaxial Measurements” -Product Note 8510-8A
- [7] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 3rd ed . New York: Wiley, 2005, pp. 308-369.
- [8] Gysel, U.H. “ A N-way Power Divider/Combiner Suitable for High Power Application” MTT-S Symposium Digest 1975, pp.116-118;
- [9] R. Knochel and B. Mayer “Broadband Printed Circuit 0°/180° Couplers and High Power in Phase Power Dividers” MTT-S Digest 1990, pp.471-474;
- [10] Data sheet Arlon AD1000, website: <http://www.arlon-med.com/ad1000.pdf>;
- [11] Data sheet connettore Radiall 125512000, website: <http://radiall.applixia.net/catalogue/object.do?dsn=dmsDS&action=datasheet&object=2972444>;
- [12] Data sheet connettore Radiall 125492000, website: <http://radiall.applixia.net/catalogue/object.do?dsn=dmsDS&action=datasheet&object=2972422>;
- [13] Autodesk invento 2011, website: <http://www.autodesk.it/adsk/servlet/pc/index?siteID=457036&id=14552483>;
- [14] G.Valente at all “Progetto Elettromagnetico, Realizzazione e Test dell’ Ibrido 180° Banda L del Ricevitore Coassiale LP per il Fuoco Primario di SRT”, GAI04-TM-18, Novembre 2011;
- [15] Data sheet switch 8761B http://www.testequipmentconnection.com/specs/HP_8761A.PDF;
- [16] P. Curioni, S. Mariotti, E. Natale, D. Panella, “Realizzazione di Preamplificatori in Banda L da progetto NRAO e Yebes”, Rapporto Interno IRA 313 / 2001;
- [17] GRASP9 Tigra, <http://www.ticra.com>;