

**STUDIO DI FATTIBILITA' DEL FRONT-END PER IL  
RICEVITORE DOPPIA-FREQUENZA NELLE BANDE L E P  
PER IL FUOCO PRIMARIO DI SRT**

*A. Orfei<sup>1</sup>, P. Bolli<sup>2</sup>, S. Mariotti<sup>1</sup>, A. Navarrini<sup>2</sup>,  
R. Nesti<sup>3</sup>, T. Pisanu<sup>1</sup>, J. Roda<sup>1</sup>*

*1 INAF-IRA, Istituto Nazionale di Astrofisica - Istituto di Radioastronomia*

*2 INAF-OAC, Istituto Nazionale di Astrofisica-Osservatorio  
Astronomico di Cagliari*

*3 INAF-OAA & MECSA, Istituto Nazionale di Astrofisica-Osservatorio  
Astrofisico di Arcetri-MECSA*

Rapporto Interno IRA 413/08

Gennaio 2008

D:\ProgettiInCorso\SRT\GAI\_RX\FEED\DUALFREQ\IRA413-08DualFreq\_v5Final\_ver4.2.doc

Questo rapporto interno è la versione conclusiva dello studio sulla fattibilità del ricevitore doppia frequenza.

E' il risultato della revisione del referee, V. Natale, e le successive aggiunte e correzioni fatte dagli autori. Esso corrisponde alla versione cinque del rapporto tecnico per SRT numero 4.2.

## INDICE

1. INTRODUZIONE.....		3
2. SPECIFICHE GENERALI DEI SISTEMI RICEVENTI PER SRT.....		4
3. ELEMENTI DELLA FATTIBILITA' .....		6
3.1 Soluzione feed log-periodic o a dipoli		
3.2 Soluzione a horn coassiali		
RIFERIMENTI		
4. ARCHITETTURA DEL RICEVITORE COASSIALE.....		13
4.1 Schema di ricevitore		
4.1.1 Percorso del segnale RF: banda P		
4.1.2 Percorso del segnale RF: banda L		
4.2 OMT banda L		
4.2.1 Simulazioni elettromagnetiche della giunzione turnstile		
4.2.2 Blocchi meccanici		
4.2.3 OMT assemblato		
4.2.4 Perdite di inserzione e coefficienti di riflessione dell'OMT		
4.2.5 Prestazioni dell'OMT		
4.3 Temperatura di rumore del ricevitore doppia banda		
4.3.1 Temperatura di rumore del ricevitore banda L		
4.3.2 Temperatura di rumore del ricevitore banda P		
4.3.3 Scelta del tipo e lunghezza del cavo inox		
4.4 Meccanica del ricevitore		
4.4.1 Meccanica degli horn coassiali		
4.4.2 Meccanica del dewar		
4.5 Considerazioni		
RIFERIMENTI		
5. ANALISI DELLE PRESTAZIONI DEL RICEVITORE.....		33
5.1 Contributi di Efficienza d'antenna		
5.2 Contributi di Temperatura di Sistema		
5.3 Calcolo del SEFD (System Equivalent Flux Density)		
RIFERIMENTI		
6. CONCLUSIONI.....		38
RIFERIMENTI		

## 1. INTRODUZIONE

Il presente rapporto descrive l'insieme di calcoli, valutazioni e simulazioni necessari a stabilire una soluzione ottimizzata di illuminazione da fuoco primario in doppia banda per l'antenna SRT. Le bande in questione sono 305÷425MHz (banda "bassa" o P nel seguito) ed 1.3÷1.8GHz (banda "alta" o L nel seguito), con la particolarità di dover osservare in contemporanea.

Le prestazioni richieste dal tipo di osservazioni e dalla loro molteplicità (single-dish, tipicamente per pulsar, da cui deriva la richiesta di contemporaneità in frequenza, e interferometria sia a lunghissima base, VLBI, che LBI in una futura rete italiana di telescopi) hanno suggerito una indagine su vari tipi di illuminatori, al di là dell'usuale uso di horn corrugati. Quest'ultimo tipo di illuminatore in linea di principio rimane sempre la scelta più equilibrata in termini di prestazioni, ma le basse frequenze in gioco (cioè grandi dimensioni in una posizione di fuoco soggetta a limiti di spazio) e la richiesta di contemporaneità in frequenza (quindi coassialità) poteva far dubitare che tale soluzione potesse essere attuabile in pratica e con buone prestazioni.

Sostanzialmente il contenuto del rapporto parte da tre diverse configurazioni geometriche di illuminatori, che si differenziano per la scelta con cui realizzare la banda bassa. Infatti tutte le soluzioni studiate e descritte hanno in comune di fissare l'illuminatore per la banda alta, un horn in guida d'onda.

Dal punto di vista prettamente astronomico il capitolo importante è il quinto, in particolare il paragrafo 5.3. In esso compare la grandezza che riassume la prestazione del sistema ricevente nel suo complesso, cioè che tiene conto del ricevitore, dell'antenna e del contributo di temperatura di cielo e terreno: il SEFD (System Equivalent Flux Density, in Jy) consente poi di ricavare la sensibilità in funzione del tempo di integrazione e della banda istantanea.

## 2. SPECIFICHE GENERALI DEI SISTEMI RICEVENTI PER SRT

Tra il febbraio e il novembre 2004 vennero fissate le specifiche generali dei ricevitori per SRT [1,2]. Tali specifiche tentavano di ottenere le migliori prestazioni possibili, non solo in termini di rumore, compatibilmente con

- a) la larghezza di banda richiesta
- b) vincoli dimensionali rispetto al tipo di fuoco su cui era prevista la collocazione
- c) vincoli dimensionali rispetto alla frequenza di lavoro e alla configurazione richiesta

Per quanto riguarda il ricevitore in questione, dopo varie iterazioni e precisazioni, le specifiche furono fissate nei seguenti termini

**BANDA DI LAVORO:** 1.3÷1.8 GHz/305÷425MHz, 2 polarizzazioni circolari + 2 lineari ciascuno

**MONTAGGIO:** FUOCO PRIMARIO

**PARTICOLARITA':** uso delle due frequenze in contemporanea

**LIVELLO DI TAPER AI BORDI** ( $\alpha \pm 74.46^\circ$ ): TBD, da ottimizzare

**LIVELLO DI ACCOPPIAMENTO** marca di rumore  $\approx -27$ dB verso ciascuna porta di uscita (TBC)

**VINCOLO DIMENSIONALE:** l'elemento è contenuto in una scatola di circa 1.5 x 1.5 x 1.4 m.

**PIATTEZZA IN BANDA DEL SEGNALE DI RUMORE INIETTATO:**  $\leq 1$ dB

**LOBI LATERALI:** IMPORTANTE PER EVITARE INTERFERENZE

**SENSIBILITA':** ottimizzazione

Particolare attenzione al Return Loss delle porte di uscita, Target: -30 dB in guida d'onda o meglio.

Particolare attenzione al pattern d'illuminazione.

Prestazioni richieste ai due sistemi feed nel suo insieme (il valore di Crosspolarizzazione è qui inteso sia sull'asse che fuori asse)

Insertion loss	$\leq 0.2-0.3$ dB
Return loss	$\geq 26$ dB
Cross-polarizzazione	$\leq -35$ dB

*Tabella 2.1 – Specifiche sistema feed.*

Alcune di queste specifiche vanno riviste criticamente in funzione delle soluzioni imposte dai vincoli a,b,c. Ad esempio,

-le dimensioni degli illuminatori o la loro configurazione sono tali da impedire un raffreddamento, cosicché il loro insertion loss dovrebbe essere quanto più basso possibile, o comunque molto inferiore a quanto esposto in tabella

-la necessità di fornire sia le polarizzazioni circolari che quelle lineari deriva da esigenze diverse: entrambe le frequenze sono standard VLBI, che però necessita delle circolari [3]. D'altra parte, sia la richiesta da parte di osservazioni pulsar, sia fisicamente la "natura" del tipo e delle dimensioni meccaniche in gioco degli illuminatori impone il non poter usare polarizzatori in guida, col che le uscite naturali sono in polarizzazione lineare.

-i pattern e i return loss verranno influenzati dal vincolo di contemporaneità in frequenza

-le bande effettive sopra indicate probabilmente verranno leggermente ristrette a causa della presenze di interferenze già note in sito [4,5].

## RIFERIMENTI

- [1] IEIIT.doc, nota interna GAI04, febbraio 2004
- [2] IEIIT\_2.doc, nota interna GAI04, novembre 2004
- [3] comunicazione privata da parte di R. Porcas, EVN Scheduler e membro EVN Program Committee, 11 aprile 2005
- [4] Ambrosini et al. “La quinta campagna RFI a Pranu Sanguni” RFI-TM-001.1, 4 giugno 2004
- [5] Ambrosini, Bolli, Bortolotti, Messina, Roma “La sesta campagna di monitoraggio RFI presso il sito SRT” Rapporto interno IRA 403/07, giugno 2007

### 3. ELEMENTI DELLA FATTIBILITA'

Al fine di ridurre le dimensioni meccaniche degli illuminatori, intrinsecamente grandi a causa delle frequenze di lavoro, la prima parte dello studio di fattibilità ha riguardato l'indagine di uso di illuminatori filari. Allo stesso tempo è stato intrapreso uno studio su una soluzione classica, dal punto di vista della radioastronomia, riguardante horn corrugati. Nei paragrafi seguenti verranno descritti i risultati essenziali dell'indagine, rimandando per i dettagli ai rapporti tecnici indicati nei riferimenti alla fine del capitolo.

#### 3.1 Soluzione feed a log-periodic (lpda) e a dipoli

##### 3.1.1 LPDA

Questo tipo di soluzione [1] riguarda la banda "bassa" del dual frequency, cioè la 305-425MHz, anche se in realtà l'indagine nella soluzione lpda valuta le prestazioni tra 200 e 400MHz cercando di sfruttare la caratteristica larga banda della soluzione proposta. Lo scopo primario dell'indagine era verificare se le prestazioni fossero sufficienti per evitare l'uso di horn, che a questa frequenza hanno dimensioni veramente considerevoli. L'idea consiste nell'accompagnare alle lpda un horn corrugato posizionato al centro che lavora nella banda "alta", fig. 3.1.1.1

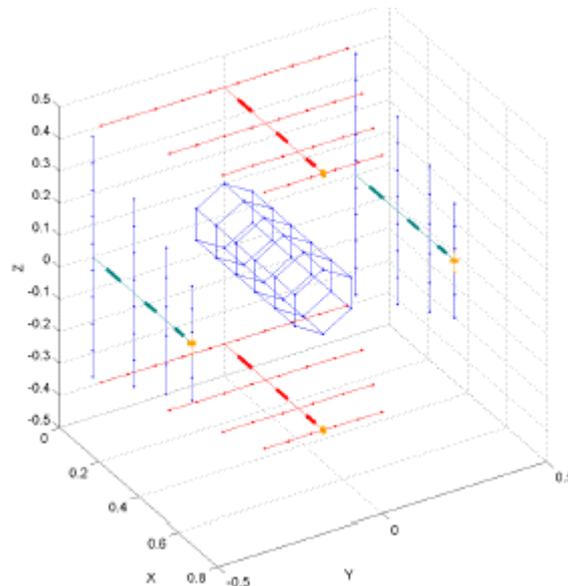


Fig. 3.1.1.1 Illuminatori bande L e P con soluzione lpda

Le conclusioni dell'indagine riportano le seguenti caratteristiche:

a) 4 lpda a 90° gradi tra loro per ricostruire le polarizzazioni. Caratteristiche LPDA sintetizzate come da tabella 3.1.1.1

Lunghezza elemento più corto	0.375m
Lunghezza elemento più lungo	0.750m
Numero dipoli	4
Fattore di scala (tau)	0.78
Fattore di spaziatura (sigma)	0.14
Lunghezza LPDA	0.5m

Tab. 3.1.1.1

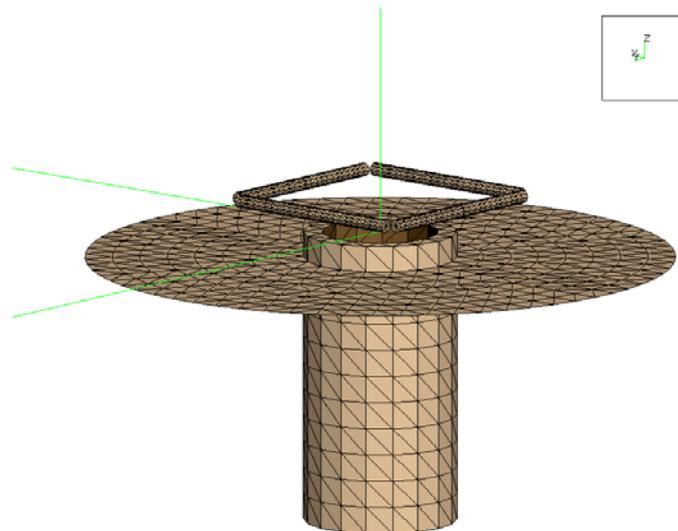
b) presenza di back lobe o allo stesso livello del main lobe o poco inferiore

- c) diagrammi nel piano H notevolmente insoddisfacenti
- d) livello di cross polare @ 300MHz= -15÷-25dB per angoli di illuminazione compresi tra 90 e 20°.
- e) return loss -5÷-10dB tra 300 e 400MHz

Nello studio si sono cercate varianti per migliorare le prestazioni. A prezzo di un notevole incremento delle dimensioni della lpda , lunghezza di 2m, il diagramma di illuminazione migliora notevolmente a 300MHz (eliminazione dell'alto back-lobe e valori di illuminazione dello specchio vicino all'ideale), ma non rimane tale a 400MHz. Il return loss risulta -10÷-15dB nella banda 300-400MHz. La cross polare è <-20dB tra 300e 400MHz. Una tale dimensione di lpda tuttavia interferisce con l'illuminazione contemporanea del banda L! Una ulteriore considerazione riguarda la necessaria geometria riportata in fig. 3.1.1.1: finora si è descritta la singola lpda, del tutto inusuale è invece l'uso di array di lpda come illuminatore di antenne a riflettore. La letteratura in merito definisce che le lpda non si prestano a lavorare, per questa specifica applicazione, in array e di fatto non si è trovato nulla in letteratura su un uso di questo genere.

### 3.1.2 DIPOLI

Questo tipo di soluzione [2] ha affinità con la precedente per quanto riguarda la disposizione geometrica, un horn banda L centrale contornato da quattro dipoli che hanno lo schermo di massa ricavato sull'esterno dell'horn, fig. 3.1.2.1



*Fig. 3.1.2.1 Configurazione dual-frequency a dipoli*

- dimensioni dipoli: lunghezza 32.9cm, diametro 2.2cm
- diametro schermo: 100cm
- diametro bocca horn: 20cm
- diagrammi nei piani E ed H discretamente buoni a 305MHz. Verso i 425 MHz invece il fascio si restringe abbassando l'efficienza d'antenna
- crosspolare <-25dB
- return loss: -11÷-18dB con rete di adattamento in cascata ai dipoli
- accoppiamento tra dipoli paralleli: -10dB
- accoppiamento tra dipoli ortogonali: -8dB
- efficienza d'antenna: vedi tabella 3.1.2.1

Frequenza [MHz]	Efficienza d'antenna con foro centrale [%]	Guadagno con foro centrale [K/Jy]
305	53.7	0.63
365	48.4	0.56
425	41.4	0.48

Tabella 3.1.2.1 Efficienze d'antenna in banda P con dipoli

La soluzione a dipoli si presenta senz'altro meglio di quella a lpda, non solo perchè mostra numeri migliori ma anche perchè è fattibile in pratica. I valori di efficienza riportati in tabella 3.1.2.1 sono indicativi di alcune cause principali, non riportano un guadagno tutto considerato (manca per esempio l'effetto del return loss), che sarebbe ulteriormente diminuito per la necessaria presenza di altri elementi in cascata. Per dare un valore di riferimento, il guadagno da raggiungere dovrebbe attestarsi a circa 0.7K/Jy, valore riportato a queste frequenze nella relazione finale di progetto della Vertex Inc. [3], il che corrisponde a una efficienza d'antenna di circa il 63%; è comunque da rimarcare che in questo caso il progettista ha considerato una illuminazione con andamento perfettamente gaussiano, cioè ideale. In tabella la frase <<con foro centrale>> indica che è stato considerato l'effetto di bloccaggio del solo foro centrale dello specchio primario (che tiene comunque conto anche del bloccaggio dello specchio secondario), ma questo non è il solo contributo. A questo proposito nei paragrafi successivi si terrà conto di tutti gli elementi di bloccaggio.

Comunque, già in questa analisi si vede che i valori di guadagno d'antenna sono piuttosto lontani dall'obiettivo. Si aggiunga che il crosstalk tra dipoli non è piccolo e che l'aggiunta di una rete di adattamento per migliorare il return loss influenza le insertion loss totali della parte illuminatore (quelle dei dipoli sono trascurabili), e quindi il contributo alla temperatura di sistema, in quanto parte non raffreddata.

### 3.2 Soluzione a horn coassiali

Questo tipo di soluzione [4], trombe corrugate a simmetria circolare, è ben noto essere molto efficace e performante, ma a causa della frequenza "bassa" e del vincolo di contemporaneità comporta in questo caso ingombri ragguardevoli e compromessi sia costruttivi che nelle prestazioni. Di qui la necessità di una indagine approfondita di fattibilità e il confronto con le soluzioni precedenti considerate più snelle.

La necessità della contemporaneità in frequenza implica una soluzione coassiale, ovvero un illuminatore corrugato esterno (guida d'onda) per la banda bassa che contiene al suo interno una guida d'onda che costituisce l'illuminatore della banda alta. Il principio è schematizzato in fig. 3.2.1 e in forma di sezione in fig. 3.2.2.

Date le dimensioni, inversamente proporzionali alla frequenza di lavoro, è da escludere la possibilità di fare polarizzatori in guida nella banda P per ottenere le circolari, come pure omt in guida. Pertanto il prelievamento delle parti lineari H,V viene ottenuto con probes. Ciò necessita di circuiteria aggiuntiva in quanto a due a due i probes devono essere combinati in modulo e fase per ripristinare le due polarizzazioni che andranno poi ai preamplificatori. A sua volta ciò implica cavi di interconnessione tra probes e circuiti ibridi di ricombinazione: questo potrebbe avere implicazioni sul rumore se queste parti non potessero essere raffreddate.

In linea di principio invece si potrebbe aggiungere un polarizzatore in guida nel banda L, dato che la guida deve comunque essere lunga per fuoriuscire da quella del banda P. Tuttavia dato che

comunque l'obiettivo è avere a disposizione sia le lineari che le circolari si ritiene più efficace omogeneizzare le uscite dagli illuminatori e poi concentrare la creazione di LCP/RCP di entrambe le bande per via elettronica.

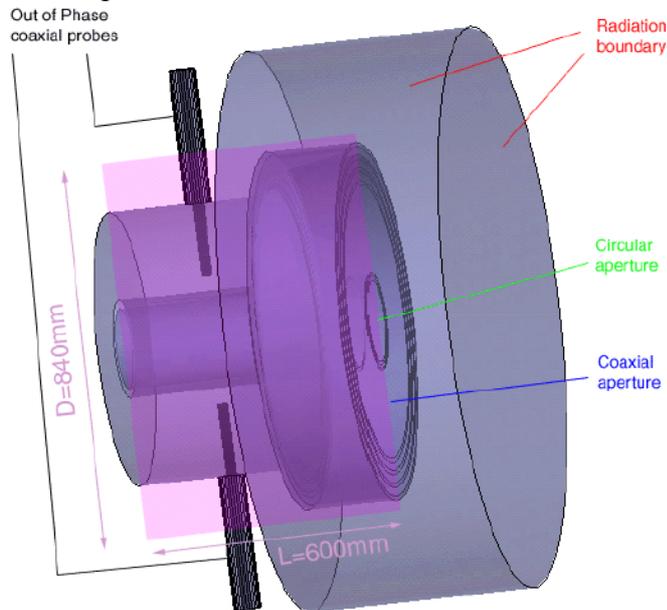


Fig. 3.2.1a Complessivo horns

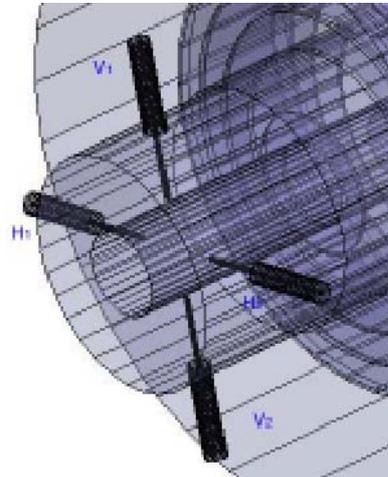


Fig. 3.2.1b Particolare dei probes in banda P

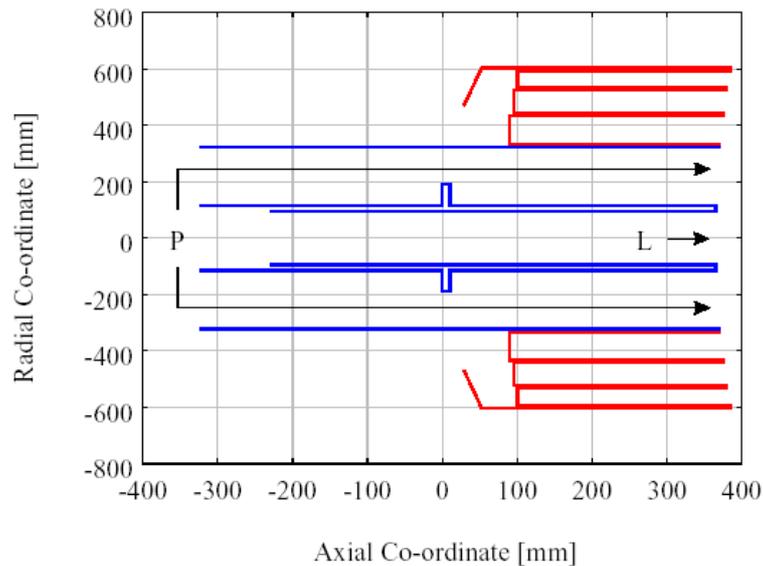


Fig. 3.2.2 Sezione dell'insieme

Una notevole mole di simulazioni, con geometrie leggermente differenti, sono state provate in ordine a migliorare il return loss, la forma dell'illuminazione, le dimensioni dell'horn. Sostanzialmente la parte banda L non è mai stata toccata in quanto consiste in una classica guida cilindrica con diametro della bocca pari alla lunghezza d'onda di lavoro centrale, circa 20cm. Solitamente in realizzazioni coassiali con rapporto di frequenze alto, pari a quattro in questo caso, la banda bassa non influenza le prestazioni della banda alta, per cui lo sforzo maggiore è stato richiesto per ottimizzare la banda P. La presenza in figura 3.2.2 di una iride ricavata sull'esterno della guida banda L serve appunto per migliorare il return loss del P, le corrugazioni esterne alla bocca del P servono per migliorare la qualità dell'illuminazione, soprattutto per quanto riguarda i back-lobes, in modo da isolare quanto possibile l'illuminatore da effetti elettromagnetici di

captazione di regioni metalliche adiacenti all'illuminatore (le strutture reticolari e meccaniche in prossimità).

Di seguito un sunto delle prestazioni che si ritiene si possano raggiungere:

- dimensioni horn P: lunghezza  $\approx 1$  m (in fig.3.2.2 non è riportato l'ingombro della transizione guida/probe), larghezza max  $\approx 1.2$  m, diametro bocca= 652mm
- return loss P:  $< -10$  dB
- crosspol P:  $< -25$  dB
- efficienza d'antenna P, vedi tabella 3.2.1

Frequenza [MHz]	Efficienza d'antenna [%]	Guadagno [K/Jy]
305	55.8	0.65
365	55.9	0.65
425	53.0	0.61

Tab. 3.2.1 Efficienza d'antenna della sola illuminazione

- diametro bocca banda L: 190mm
- return loss L:  $< -26$  dB
- crosspol L:  $< -32$  dB
- efficienza d'antenna L, vedi tabella 3.2.2

Frequenza [MHz]	Efficienza d'antenna [%]	Guadagno [K/Jy]
1300	60.6	0.70
1550	57.3	0.66
1800	49.3	0.57

Tab. 3.2.2 Efficienza d'antenna della sola illuminazione

Questi valori di efficienza/guadagno contemplano tutte le cause elettromagnetiche che influenzano l'illuminazione (taper, spillover, crosspol, phase error, bloccaggio). Andranno poi considerati gli effetti di return loss e insertion loss del sistema feed nel suo complesso, ma questo verrà affrontato nel capitolo di valutazione delle prestazioni.

Può valer la pena menzionare che per ciò che concerne l'efficienza di bloccaggio si è fatto tesoro dei risultati esposti in [3], ma anche di una verifica di sistema fatta dai GAI4 e GAI1 congiuntamente [5], facendo riferimento non a una analisi elettromagnetica ma a una geometrica. Il confronto col documento di Cortès [3] porge un  $\eta_{\text{bloc}} = 0.88$ , invece  $\eta_{\text{bloc}} = 0.90$  da considerazioni geometriche, un accordo ottimo.

Per avere un termine di riferimento nel valutare le prestazioni in coassiale si è anche simulato la prestazione di horn singoli, cioè non immaginati a dover coesistere in un sistema doppia frequenza. Diverse sono state le scelte geometriche in funzione di quali parametri vengono privilegiati. In particolare si sono provate,

Banda P:

sol. P1) horn singolo con max guadagno d'antenna, corrugazioni esterne

sol. P2) horn singolo con dimensioni compatte, cioè tali da essere compatibile con gli ingombri disponibili, corrugazioni esterne

Banda L:

sol. L1) horn singolo con max guadagno d'antenna, diametro bocca = 177mm, corrugazioni esterne

sol. L2) horn singolo con dimensioni compatte, diametro bocca = 177mm, corrugazioni esterne

sol. L3) horn singolo con dimensioni compatte, diametro bocca = 160mm, corrugazioni esterne

sol. S) horn singolo, diametro bocca = a quella del coassiale = 190mm, corrugazioni esterne

Si può stilare allora una tabella comparativa, Tab. 3.2.3, che nelle due bande e alle tre frequenze di valutazione (vedi tabelle 3.2.1 ed 3.2.2) mostri efficienza d'antenna (il guadagno in K/Jy lo si può ricavare moltiplicando per 1.16), return loss e crosspolarizzazione. E' riportato per completezza anche il sunto delle prestazioni della soluzione a dipoli descritta nel paragrafo 3.1.2. Si ricorda ancora che i numeri di efficienza d'antenna mancano ancora del contributo di return loss e insertion loss del sistema feed. Per quanto riguarda infine quale horn usare nella soluzione a dipoli è stato indicato una qualunque scelta tra le simulazioni di horn singoli, L1,L2,L3,S.

EFFICIENZA D'ANTENNA (%)						
f(MHz)	305	365	425	1300	1550	1800
coassiale	55.8	55.9	53.0	60.6	57.3	49.3
P1	58.9	55.8	50.5	-	-	-
P2	57.6	54.3	50.0	-	-	-
L1	-	-	-	58.8	55.6	50.5
L2	-	-	-	58.1	54.4	50.1
L3	-	-	-	62.8	62.5	60.4
S	-	-	-	53.5	50.0	45.8
4dipoli+horn	53.7	48.4	41.4	Ln, S	Ln, S	Ln, S
RETURN LOSS (dB)						
f(MHz)	305	365	425	1300	1550	1800
coassiale	-10	-30	-7	-26	-26	-37
P1	-20	-24	-28	-	-	-
P2	-19	-26	-28	-	-	-
L1	-	-	-	-22	-24	-28
L2	-	-	-	-18	-26	-28
L3	-	-	-	-25	-23	-30
S	-	-	-	-18	-30	-40
4dipoli+horn	-11	-18	-12	Ln, S	Ln, S	Ln, S
CROSSPOLARIZZAZIONE < x (dB)						
f(MHz)	305	365	425	1300	1550	1800
coassiale	-28	-29	-25	-32	-31	-32
P1	-31	-31	-27	-	-	-
P2	-30	-32	-29	-	-	-
L1	-	-	-	-31	-31	-27
L2	-	-	-	-31	-32	-29
L3	-	-	-	-28	-27	-33
S	-	-	-	-28	-28	-27
4dipoli+horn	-25	-30	-30	Ln, S	Ln, S	Ln, S

Tab. 3.2.3 Confronto tra coassiale e altre soluzioni

Dall'esame della tabella nel suo complesso si vede che

- la configurazione coassiale fornisce prestazioni piuttosto buone per tutti e tre i parametri di confronto, fa eccezione il return loss della frequenza bassa che in sede di progetto effettivo avrà bisogno di un ulteriore raffinamento,

- la soluzione a dipoli è povera sia dal punto di vista dell'efficienza che del return loss  
- a stretto rigore nessuna configurazione riesce a raggiungere le prestazioni obiettivo descritte nel capitolo 2, tuttavia l'efficienza (o, equivalentemente, i K/Jy) non è molto lontana dal valore obiettivo, così come è soddisfatto, a parte quanto detto in precedenza per la banda P nella versione coassiale, il valore di return loss. Lontano di alcuni dB è infine la crosspolarizzazione, tuttavia ci si attesta sui -30dB su buona parte della larghezza delle bande, un valore buono.

## RIFERIMENTI

- [1] P. Bolli "Soluzione con log periodica di array di dipoli per banda VHF per dual feed", Nota tecnica GAI04, versione 1.4, novembre 2004
- [2] P. Bolli "Soluzione con dipoli a  $\lambda/2$  in banda UHF per ricevitore dual-frequency di SRT", GAI-04-TM-4.0.doc, 23 marzo 2005
- [3] G. Cortès "64m SRT final design report: optics and RF design", TR-1385-001 Design Report RF Design.doc, maggio 2003
- [4] R. Nesti "Dual feed P-L", Nota tecnica GAI04 versione 6, aprile 2006
- [5] A. Orfei, G. Zacchioli, J. Roda "Considerazioni sul bloccaggio dell'apertura di SRT", GAI-04-GAI-01-TM-9.0.pdf, settembre 2006
- [6] Gabriele Chiani "Feed a doppia frequenza a fuoco primario per il Sardinia Radio Telescope (SRT)", Tesi di laurea 2005/2006, Università degli Studi di Firenze

#### 4. ARCHITETTURA DEL RICEVITORE COASSIALE

In questo capitolo viene presentato uno studio di fattibilità per un ricevitore criogenico a doppia polarizzazione da abbinare alla soluzione a horn coassiali discussa nella precedente sezione 3.2. Discuteremo come la soluzione elettromagnetica che si è adottata per l'OMT banda L sia stata dettata dai limiti di spazio disponibili in direzione assiale all'interno del rack (scatola ricevitore di dimensioni  $1.5\text{ m} \times 1.5\text{ m} \times 1.4\text{ m}$  posta sul fuoco primario del telescopio). Tali limiti, imposti dagli ingombri degli horn, hanno richiesto di dover progettare un OMT banda L ed un dewar ultracompatti.

Il dewar, di soli 35 cm in direzione assiale, contiene tutte le parti passive ed attive per entrambe le bande L e P, ad eccezione degli horn coassiali e di parte dell'OMT banda P. Quest'ultimo è realizzato con quattro probe coassiali che estraggono il segnale a doppia polarizzazione dall'horn P; il segnale raccolto dai probe è poi inviato attraverso cavi coassiali a 300 K ad accoppiatori ibridi posti internamente al dewar.

L'OMT banda L è basato su una giunzione a guida d'onda turnstile ed è raffreddato a 20 K. I risultati delle simulazioni elettromagnetiche dell'OMT, le cui perdite sono stimate intorno a 0.4 dB, indicano che il ricevitore banda L dovrebbe raggiungere una temperatura di rumore all'ingresso dell'horn di circa 5 K nella banda 1.3-1.8 GHz. Si prevede che l'OMT abbia un livello di riflessione inferiore a -17 dB ed una crosspolarizzazione al di sotto di -52 dB in questo stesso intervallo di frequenza.

Per il ricevitore banda P, si stima un rumore riferito alla bocca dell'horn, pari a circa 9 K.

Lo schema del ricevitore doppia banda è presentato nella sezione 4.1. La sezione 4.2 descrive sia i risultati delle simulazioni elettromagnetiche dell'OMT banda L, che la progettazione delle sue parti meccaniche. Nella sezione 4.3 presentiamo una stima della temperatura di rumore di entrambi i ricevitori. Infine, nella sezione 4.4, viene illustrato il progetto dell'intero ricevitore criogenico L-P e vengono mostrati i dettagli delle sue parti meccaniche e della componentistica interna.

##### 4.1 Schema del ricevitore

I vincoli imposti dalle dimensioni assiali della scatola ricevitore (1.4 m) e degli horn coassiali (circa 1.0 m) hanno richiesto la progettazione di un ricevitore (e quindi di un dewar) molto compatto, di dimensioni inferiori a 40 cm nella direzione assiale, come illustrato nello schematico di Fig. 4.1.1.

Questo ha richiesto di ricercare una soluzione elettromagnetica per un OMT banda L molto corto nella direzione assiale, che potesse essere integrato e raffreddato all'interno del dewar al fine di minimizzare il rumore del ricevitore. Questa soluzione di OMT è stata preferita ad una meno compatta, quale ad esempio quella di un OMT di tipo doubled ridged, in cui parte del trasduttore è realizzata all'interno della guida d'onda a 300K nella parte coassiale dell'horn. Pertanto, la soluzione di ricevitore qui proposta, prevede di raffreddare il massimo numero di componenti, ponendo in contatto termico con lo stadio a 20 K interno al dewar sia tutto l'OMT banda L, sia i due amplificatori per la banda L ed i due amplificatori per la banda P (uno per canale di polarizzazione), sia i vari accoppiatori direzionali e gli ibridi. Una lista dei componenti interni al dewar, elencati seguendo lo schematico precedente, è indicata nella Tab. 4.1.1. Tutti i componenti sono connessi SMA o N. Al fine di garantire il loro funzionamento alla temperatura operativa di 20 K è necessario che i componenti commerciali siano realizzati su microstriscia e/o stripline e non utilizzino elementi discreti con anima in ferrite. Quelli qui suggeriti per la banda L, compreso l'accoppiatore direzionale 30 dB per la banda P, sono realizzati in microstriscia. Invece, l'accoppiatore ibrido per la banda P, elencato in Tab. 4.1.1 a solo titolo indicativo delle prestazioni tipiche raggiungibili, è basato su elementi in ferrite. A tutt'oggi non è stato identificato un accoppiatore ibrido commerciale per la banda P idoneo alla nostra applicazione. Sarà necessario effettuare una ricerca più approfondita per verificare se tale componente commerciale esista; in caso

negativo si dovrà provvedere a progettarlo, oppure a riconsiderare una eventuale sua disposizione al di fuori del dewar. Sottolineiamo che, nonostante i componenti commerciali elencati in Tab. 4.1.1

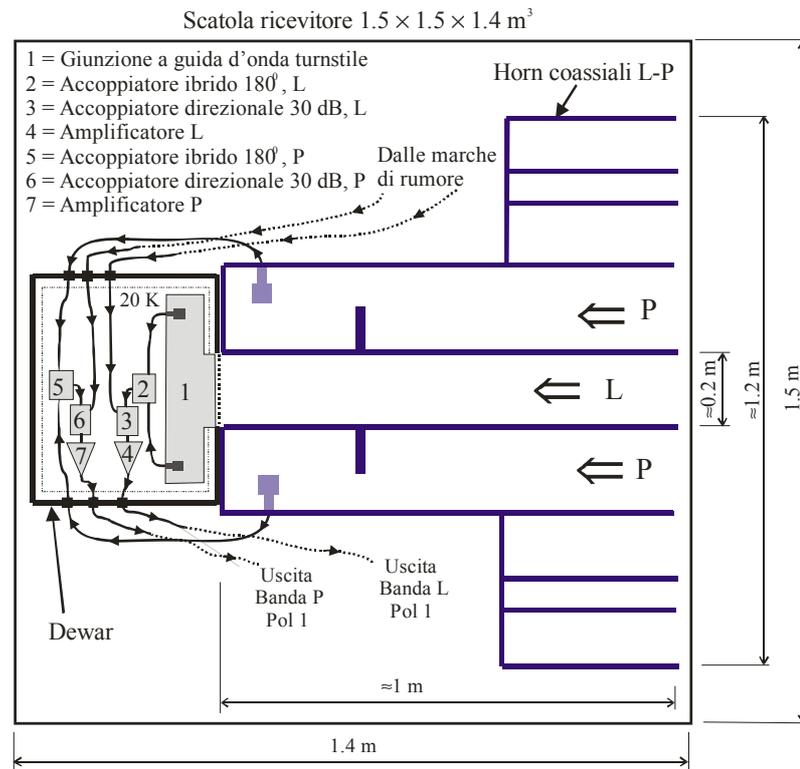


Fig. 4.1.1 Schematico di ricevitore a horn coassiali con dewar compatto ospitante la circuiteria attiva e passiva raffreddata a 20 K per le bande L e P, tra cui l'OMT banda L (parti 1+2). È mostrata soltanto la componentistica (parti da 2 a 7) relativa ad una sola delle due polarizzazioni lineari ortogonali d'ingresso.

N	Componente	Quantità	Modello	Banda di frequenza [MHz]	Return loss min [dB]	Perdite di inserzione max [dB]	Accoppiamento nominale [dB]
1	Giunzione a guida d'onda turnstile	1	Osservatorio Astronomico di Cagliari	1300-1800	25	0.02	$3 \pm 0.06$
2	Accoppiatore ibrido $180^\circ$ , L	2	MCLI, HJ-4, Connettori SMA	1000-2000	17	0.30	$3 \pm 0.5$
3	Accoppiatore direzionale 30dB, L	2	Narda Microwave, 4012C-30, Connettori SMA	1000-2000	26.5	0.20	$30 \pm 1.25$
4	Amplificatore, L	2	Istituto di Radioastronomia	1300-1800	10	-36	//
5	Accoppiatore ibrido $180^\circ$ , P	2	Merrimac, HJ-0.375K, Connettori N	250-500	18	0.3	3
6	Accoppiatore direzionale 30dB, P	2	Microlab/FXR CE-N Series Connettori N	200-400	21	0.05	$30 \pm 0.7$
7	Amplificatore, P	2	Istituto di Radioastronomia	305-425	//	//	//

Tab. 4.1.1. Lista di componenti interni al dewar e loro principali specifiche. Gli accoppiatori ibridi commerciali per la banda P (componenti 5) non sono adatti ad un utilizzo a temperature criogeniche, e sono elencati al solo scopo di mostrare le loro prestazioni tipiche.

siano realizzati in microstriscia, non vi è garanzia per il loro funzionamento a 20 K. Tipicamente, essi sono garantiti dal costruttore per operare nell'intervallo fra  $-55^{\circ}\text{C}$  e  $+95^{\circ}\text{C}$  e non per essere raffreddati a 20 K. Sarà pertanto fondamentale testare tali componenti alla loro temperatura operativa per verificarne il corretto funzionamento.

#### 4.1.1 Percorso del segnale RF: banda P

Come mostrato nelle precedenti Fig. 3.2.1a e 3.2.1b il segnale RF proveniente dal cielo viene prelevato da quattro probe (due per ciascuna polarizzazione) interni all'horn coassiale banda P. I probe, identici fra di loro, sono disposti di fronte ad un corto circuito fisso, ad una distanza da esso di circa  $\lambda_g/4$  ( $\approx 0.25\text{m}$ ). Ciascuno dei quattro probe è saldato al conduttore centrale di un connettore coassiale di tipo N a  $50\ \Omega$  fissato alla superficie della guida coassiale esterna dell'horn P (di diametro circa 65 cm). L'ottimizzazione di tali probe, cioè delle transizioni dal coassiale P ai quattro connettori N  $50\ \Omega$  è in corso di definizione. Ipotizziamo di seguito che sia possibile sviluppare tali transizioni per coprire tutta la banda 305-425 GHz. Assumiamo dunque che dai quattro connettori N partano altrettanti cavi coassiali  $50\ \Omega$  che saranno collegati, all'altro loro capo, a connettori passaparatia coassiali doppio N, a tenuta ermetica, fissati sullo stadio esterno del dewar (Fig. 4.1.1). Dato che le due uscite RF prelevate da ciascuno dei canali di polarizzazione dell'horn P sono sfasate fra di loro di  $180^{\circ}$ , queste dovranno essere ricombinate in un ibrido  $180^{\circ}$  per poter produrre la polarizzazione lineare. Pertanto, i connettori N passaparatia interni al dewar saranno collegati, tramite coassiali a bassa conducibilità termica, agli ingressi di accoppiatori ibridi  $180^{\circ}$  (componente n. 5) i quali sono posti in contatto termico con lo stadio a 20 K. Ciascuno degli ibridi è seguito da un accoppiatore direzionale P (componente 6) che è usato per iniettare la marca di rumore proveniente, attraverso un cavo coassiale, da una sorgente di rumore posta esternamente al dewar<sup>1</sup>. L'uscita dell'accoppiatore direzionale alimenta un amplificatore banda P (componente 7), anch'esso posto in contatto termico con lo stadio a 20 K. L'uscita dell'amplificatore P è infine portata fuori dal dewar con un cavo coassiale.

#### 4.1.2 Percorso del segnale RF: banda L

Il segnale RF che proviene dallo specchio primario del telescopio si propaga nella guida d'onda circolare interna dell'horn (diametro D di circa 20 cm e lunghezza circa 1 m, come da progetto dell'horn) nei due modi fondamentali ortogonali  $\text{TE}_{11}$  corrispondenti a due stati di polarizzazione lineari indipendenti. L'OMT è stato ottimizzato per un diametro  $D=18\ \text{cm}$ , per il quale la frequenza di taglio di tali modi, data da  $\nu_c=c/(1.706 D)$ , è pari a 0.977 GHz. Potrebbe essere necessario inserire una transizione per raccordare i due differenti diametri dell'horn e dell'OMT. Il segnale a doppia polarizzazione attraversa la finestra di vuoto del dewar (di sezione circolare) ed è inviato verso l'OMT banda L. Questo è costituito da una giunzione a guida d'onda di tipo turnstile con ingresso in guida circolare e da due accoppiatori commerciali coassiali ibridi  $180^{\circ}$  (uno per canale di polarizzazione). La giunzione turnstile e l'accoppiatore ibrido sono rappresentati nello schematico di Fig. 4.1.1 rispettivamente, dai componenti 1 e 2. Il segnale di singola polarizzazione presente all'uscita dell'ibrido è inviato ad un accoppiatore direzionale 30 dB banda L (componente 3) che permette di iniettare la marca di rumore nel cammino del segnale RF. Ciascun accoppiatore direzionale è collegato all'amplificatore banda L (componente 4) la cui uscita è portata fuori dal dewar tramite cavo coassiale.

<sup>1</sup> La stessa sorgente di rumore potrebbe essere utilizzata come elemento di calibrazione sia per i due canali di polarizzazione banda P, sia per i due canali di polarizzazione banda L. Ad esempio, il chip NC302L della noisecom (<http://www.noisecom.com/NC/sublevel/nav/frame1.htm>) copre l'intervallo 10Hz-3GHz con un ENR di uscita nell'intervallo 30-35 dB.

## 4.2 OMT banda L

L'OMT è basato su una giunzione a guida d'onda di tipo turnstile e su due accoppiatori di potenza ibridi  $180^\circ$  commerciali coassiali. Il design è concettualmente simile a quello sviluppato per le bande K (18-26.5 GHz) e 1 mm (200-270 GHz) [1]-[2]. La giunzione turnstile, illustrata nel riquadro di sinistra della Fig. 4.2.1, è caratterizzata da un ingresso in guida d'onda circolare, con diametro  $D=18$  cm, e da quattro guide d'onda rettangolari, con sezione  $16.6$  cm  $\times$   $8.3$  cm, da ciascuna delle quali viene prelevato il segnale mediante altrettanti probe. Uno stub di adattamento a forma di parallelepipedo con basi smussate è centrato sull'asse della guida circolare. La struttura è doppiamente simmetrica rispetto ai due piani  $E$  delle guide rettangolari che si intersecano lungo l'asse della guida circolare. La soluzione migliore individuata per ciascun probe prevede 3 cilindretti metallici pieni, di sezioni differenti, che sono allineati sullo stesso asse e lavorati l'uno di fianco all'altro. Il cilindretto più grande ha un diametro di 1.8 cm ed una altezza di 1.5 cm e si estende in prossimità della metà dell'altezza del lato  $b$  della guida d'onda rettangolare. Il cilindretto più piccolo del probe sarà saldato all'anima centrale di un connettore commerciale coassiale a  $50 \Omega$  di tipo N (Radiall R161 404 000). L'asse di simmetria di ciascun probe si trova ad una distanza di 4.6 cm (circa  $\lambda_g/4$ ) dal piano del corto circuito della guida rettangolare. Un incasso di forma semicilindrica (diametro 5.2 cm) con asse parallelo a quello del probe e centrato nel piano  $E$  della guida rettangolare è ricavato lungo la parete del piano del cortocircuito. Questo accorgimento permette di migliorare l'adattamento dei probe all'interno delle guide rettangolari.

### 4.2.1 Simulazioni elettromagnetiche della giunzione turnstile

La giunzione turnstile, illustrata nel riquadro di sinistra della Fig. 4.2.1, è caratterizzata da cinque porte fisiche (la guida circolare, più le quattro uscite con connettori N  $50 \Omega$ ) e da sei porte elettriche (considerando i due modi fondamentali ortogonali  $TE_{11}$  che si propagano nella guida circolare nella banda 1.3-1.8 GHz). Oltre ai modi fondamentali, vi sono due modi di ordine superiore che possono propagarsi nella guida circolare di diametro 18 cm al di sotto della frequenza massima di interesse, 1.8 GHz. Questi sono il modo  $TM_{01}$  con  $\lambda_c=1.306 D$  ( $\nu_c=1.27$  GHz) ed il modo  $TE_{21}$  con  $\lambda_c=1.028 D$  ( $\nu_c=1.62$  GHz). In teoria questi modi possono essere eccitati dalla discontinuità introdotta dalla giunzione delle guide d'onda rettangolari; la loro eccitazione è evitata dalla doppia simmetria della struttura. La giunzione turnstile è stata ottimizzata mediante simulazioni elettromagnetiche effettuate con il programma CST Microwave Studio. La procedura di ottimizzazione è stata effettuata in tre fasi. In una prima fase sono stati determinati i parametri della sola giunzione a guida d'onda turnstile (senza includere le transizioni guida-cavo), sono state ottimizzate le dimensioni delle guide ed è stata determinata la geometria e le dimensioni dello stub di adattamento al centro della guida circolare. Per il modulo del coefficiente di riflessione all'ingresso in guida circolare, abbiamo ottenuto un valore inferiore ai -27 dB sulla banda 1.3-1.8 GHz. Successivamente, in una seconda fase, abbiamo ottimizzato la sola transizione da guida rettangolare a cavo coassiale. Sono state determinate la geometria e le dimensioni del probe (costituito dai tre cilindretti concentrici) ed è stata ottimizzata la geometria del cortocircuito. Il risultato della simulazione elettromagnetica di tale transizione ha dato un coefficiente di riflessione all'ingresso in guida rettangolare inferiore a -30 dB fra 1.3 GHz e 1.8 GHz. Infine, nella terza fase, abbiamo ottimizzato l'intera struttura mostrata nel riquadro di sinistra della Fig. 4.2.1, in cui le quattro identiche transizioni guida rettangolare-cavo sono integrate con la giunzione a guida d'onda turnstile. Questo ha richiesto il dover ottimizzare la distanza fra i probes e di dover ritoccare leggermente alcuni dei parametri dei modelli della giunzione e della transizione (dimensioni dei probe e delle guide d'onda).

Il riquadro di destra in Fig. 4.2.1 mostra il risultato finale dell'ottimizzazione della struttura integrata. In essa è indicato il modulo del coefficiente di riflessione di uno dei modi  $TE_{11}$  all'ingresso della guida circolare quando le altre porte sono terminate in carichi adattati. Il

coefficiente di riflessione è al di sotto dei  $-25$  dB su tutta la banda 1.3-1.8 GHz, ed ha un valore di circa  $-35$  dB a 1.4 GHz. Nella banda 1.3-1.8 GHz la trasmissione del segnale da ciascun modo fondamentale  $TE_{11}$  verso ciascuna delle porte coassiali accoppiate è compresa nell'intervallo fra  $-3.06$  dB e  $-3.02$  dB, mentre la trasmissione verso le porte non accoppiate (cross-polarizzazione) è al di sotto di  $-70$  dB. La differenza di fase fra due porte di uscita relative allo stesso canale di polarizzazione è  $180^\circ$  ad ogni frequenza.

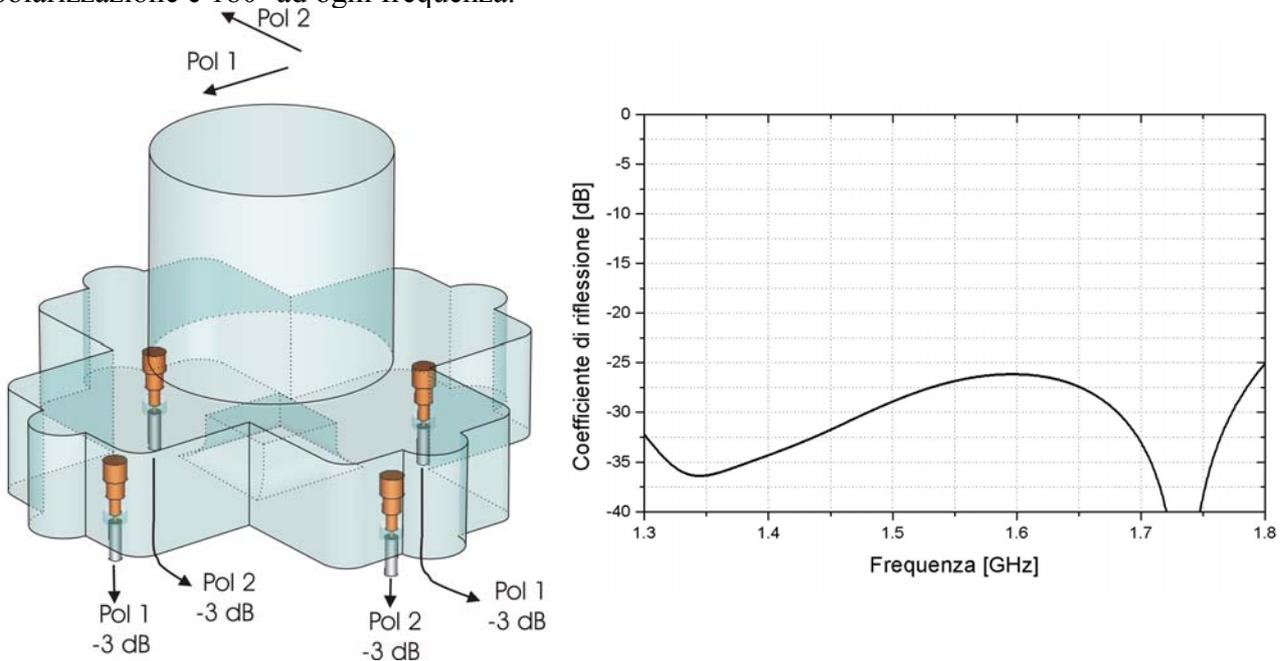


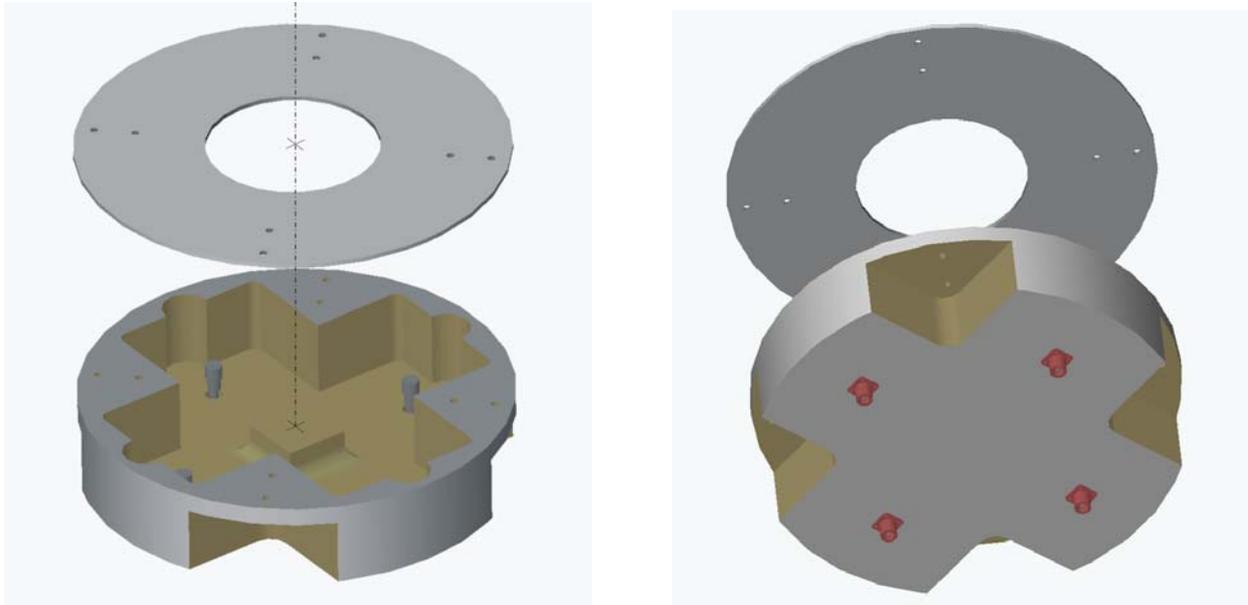
Fig. 4.2.1. Sinistra) Vista 3D della giunzione a guida d'onda turnstile con ingresso in guida circolare ( $D=18$  cm) e quattro uscite coassiali. Lo stub al centro della guida circolare permette di adattare l'ingresso su un'ampia banda di frequenze. I quattro probe con simmetria cilindrica al centro delle guide rettangolari ( $16.6$  cm  $\times$   $8.3$  cm) permettono di estrarre i segnali e renderli disponibili su uscite connettorizzate N. Gli incassi di forma semicilindrica ricavati all'interno dei piani di corto circuito ai quattro lati delle guide rettangolari permettono di minimizzare la riflessione dalle transizioni guida-cavo. Le dimensioni laterali sono circa 40 cm. Destra) Modulo del coefficiente di riflessione del modo  $TE_{11}$  propagantesi nella guida circolare di ingresso della giunzione turnstile con le quattro uscite coassiali adattate.

#### 4.2.2 Blocchi meccanici

La giunzione turnstile di Fig. 4.2.1 può essere realizzata utilizzando due soli blocchi meccanici (in alluminio 2024) come mostrato nelle Fig. 4.2.2. La struttura consiste di un blocco meccanico di base su cui vengono lavorate sia le guide d'onda rettangolari con i relativi incassi semicircolari di cortocircuito, sia lo stub di adattamento (parallelepipedo con base smussata), sia i quattro fori a doppia sezione di forma circolare praticati sul fondo delle guide rettangolari. In tali fori verranno inseriti i quattro probe<sup>2</sup> che saranno saldati all'anima centrale di connettori N fissati alla parte posteriore di tale blocco, visibile nel riquadro di destra della Fig. 4.2.2. Alla parte anteriore del blocco si avvierà, invece, il "coperchio", costituito da una sottile piastra di alluminio di forma circolare al centro della quale è praticato il foro della guida d'onda circolare d'ingresso dell'OMT ( $D=18$  cm). I blocchi assemblati della giunzione turnstile formano una struttura di forma cilindrica

<sup>2</sup> La parte del foro doppia sezione con diametro minore (12 mm) è più piccolo di quello di due dei tre cilindretti concentrici che caratterizzano ciascun probe. Pertanto, ciascun probe sarà realizzato da due parti meccaniche: una parte costituita dai due cilindretti di diametro più grande sarà lavorata come pezzo unico; a questa si avvierà il cilindretto passante più piccolo che verrà preventivamente saldato all'anima centrale del connettore N.

molto compatta con diametro di 45 cm e spessore circa 10 cm. Facciamo notare che il sistema è estremamente compatto, con una dimensione assiale (10 cm) di poco superiore all'altezza  $b$  della guida d'onda rettangolare (8.3 cm) ed una dimensione laterale di circa  $2\lambda$ . La giunzione turnstile è di facile lavorazione e assemblaggio meccanico.



*Fig. 4.2.2. Viste 3D delle due parti meccaniche smontate della giunzione a guida d'onda turnstile. Il blocco di base (in basso alle figure) comprende lo stub di adattamento (centrato sull'asse della guida circolare), e le guide rettangolari. A tale blocco sono fissati i quattro connettori N. Ad essi sono saldati altrettanti probe che protrudono al centro delle guide rettangolari. La guida circolare d'ingresso è realizzata con un semplice "coperchio" (in alto alle figure). I due blocchi assemblati formano una struttura cilindrica di diametro 45 cm e spessore circa 10 cm.*

#### 4.2.3 OMT assemblato

Nelle Fig. 4.2.3 è mostrata una vista dell'OMT assemblato, con le uscite dalla giunzione turnstile collegate tramite cavi coassiali agli ingressi di due accoppiatori di potenza ibridi  $180^\circ$  commerciali. Gli accoppiatori sono fissati in prossimità della superficie posteriore della giunzione turnstile per cercare di ridurre gli ingombri in direzione assiale. Ciascuno dei cavi coassiali ha una lunghezza di 13.7 cm, e presenta un connettore N maschio a  $90^\circ$  dal lato giunzione, ed un connettore SMA maschio a  $90^\circ$  dal lato dell'ibrido. Il segnale di singola polarizzazione all'uscita di ciascun ibrido<sup>3</sup> è inviato all'accoppiatore direzionale a -30 dB per l'iniezione della marca di rumore e successivamente all'amplificatore. La Fig. 4.2.3 mostra la disposizione fisica di questi due componenti all'uscita dell'OMT.

<sup>3</sup> La seconda uscita dell'ibrido è terminata su un carico adattato SMA.

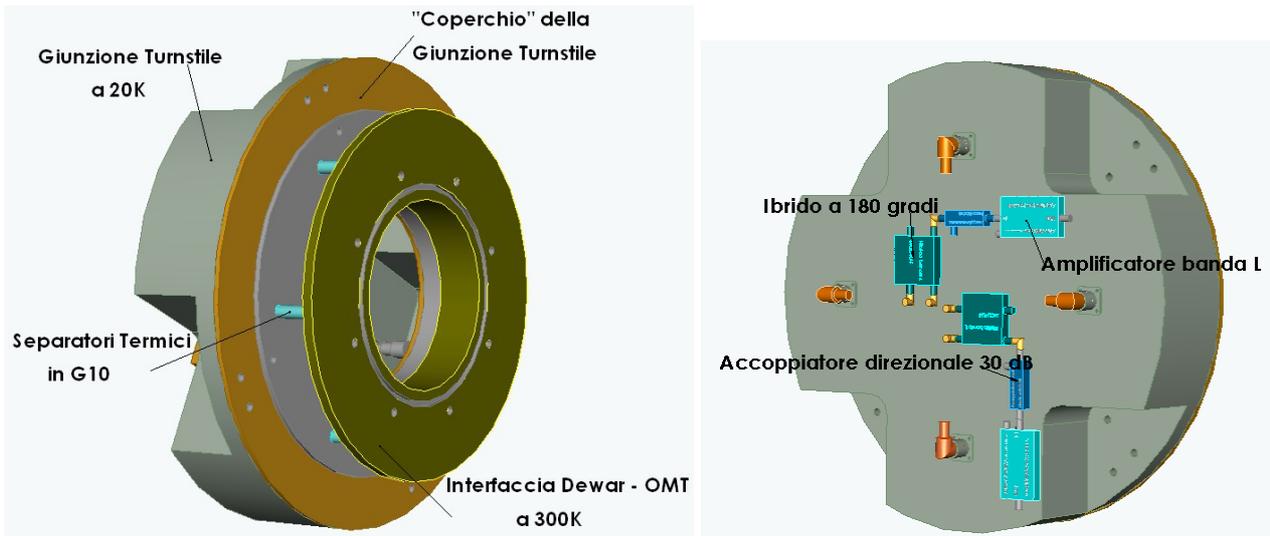


Fig. 4.2.3. Viste 3D dell'OMT assemblato. Sinistra) Giunzione turnstile assemblata con l'interfaccia di separazione termica interna al dewar. Destra) Parte posteriore dell'OMT con gli accoppiatori ibridi (non sono mostrati i cavi coassiali di collegamento). Sono raffigurati anche gli accoppiatori direzionali e gli amplificatori collegati in cascata all'uscita di ciascun ibrido.

#### 4.2.4 Perdite di inserzione e coefficienti di riflessione dell'OMT

Le perdite di inserzione totali dell'OMT sono date dalla somma delle perdite nella giunzione turnstile, più quelle degli accoppiatori ibridi, più quelle dei cavi coassiali di interconnessione. I valori stimati delle perdite dei vari componenti del sistema sono date in Tab. 4.1.1. La simulazione elettromagnetica della struttura di Fig. 4.2.1 non include gli effetti delle perdite e della riflessione dovuta ai connettori N. Per questi si stimano delle perdite di inserzione di 0.02 dB ( $0.015 \times \nu^{0.5}$  GHz) ed un coefficiente di riflessione al di sotto dei 33 dB nella banda di interesse (da note su catalogo Radiall).

Come discusso nella sezione 4.2.2 la lunghezza della guida d'onda circolare appartenente al blocco OMT "giunzione turnstile" è estremamente corta e si limita essenzialmente ad un "coperchio" piano di forma circolare e spessore di qualche millimetro al cui centro è praticato il foro circolare della guida. Pertanto, le perdite di inserzione della sola struttura in guida d'onda della giunzione turnstile ammontano essenzialmente al contributo della parte in guida rettangolare di sezione  $16.6 \text{ cm} \times 8.3 \text{ cm}$  e lunghezza circa 20 cm (distanza dal centro dello stub al corto circuito). Queste possono essere stimate considerando che l'attenuazione di una guida rettangolare standard WR650 ( $16.51 \text{ cm} \times 8.255 \text{ cm}$ ) in alluminio di dimensioni molto simili a quelle utilizzate nella giunzione turnstile cadono nell'intervallo 0.006-0.009 dB/m (vedi ad esempio attenuazione teorica stimata nel catalogo Flann). Pertanto le perdite della sola parte in guida della giunzione turnstile saranno dell'ordine di 0.001-0.002 dB, ovvero circa 10 volte inferiori a quelle quotate per i connettori N. Le perdite di inserzione della giunzione turnstile connettorizzata saranno dunque di circa 0.02 dB, dovute essenzialmente alla perdita dei connettori.

Per le perdite dei cavetti coassiali connettorizzati di lunghezza 13.7 cm possiamo stimare un valore totale di circa 0.15 dB [3], dove 0.1 dB sono dovuti ai connettori N ed SMA e 0.05 dB sono dovuti al cavetto (ad esempio il cavo 5 mm Radiall SHF5M ha perdite di 0.32 dB/m in banda L).

Le perdite da noi misurate a temperatura ambiente di ciascun accoppiatore ibrido  $180^\circ$  MCLI HJ-4 sono dell'ordine di 0.4-0.5 dB (peggiori del valore 0.3 dB quotato nel catalogo). Queste domineranno le perdite totali dell'OMT, che a temperatura ambiente stimiamo essere circa 0.6 dB; invece, per le perdite dell'OMT alla temperatura operativa di 20 K possiamo assumere un valore di circa 0.4 dB.

Il coefficiente di riflessione all'ingresso in guida circolare dell'OMT dipende intrinsecamente dalla riflessione degli accoppiatori ibridi commerciali all'uscita della giunzione turnstile. Come indicato in Tab 4.1.1 la riflessione degli ibridi è quotata ad un valore massimo di -17 dB sulla banda 1-2 GHz. Il valore della riflessione raggiungibile su tali accoppiatori appositamente ottimizzati dal produttore nella banda più limitata di nostro interesse, 1.3-1.8 GHz, è inferiore a -20 dB. Notiamo che le onde riflesse dagli ibridi possono essere fatte interferire con quelle dalla giunzione turnstile per minimizzare la riflessione da tutto l'OMT con una opportuna scelta della lunghezza dei coassiali. Il coefficiente di riflessione dell'OMT potrà pertanto essere inferiore a quello degli ibridi su una banda limitata.

#### 4.2.5 Prestazioni dell'OMT

I risultati delle simulazioni elettromagnetiche dell'OMT di Fig. 4.2.3 sono riportate in Fig. 4.2.4. Le simulazioni tengono in conto del sistema composto dalla giunzione turnstile, dai cavi coassiali e dagli accoppiatori ibridi. Le simulazioni non includono gli effetti degli accoppiatori direzionali 30 dB e degli amplificatori. Esse sono state eseguite con il programma Microwave Office nel quale sono stati inseriti sia i parametri S del modello CST a 5 porte fisiche di Fig. 4.2.1, sia i parametri S *misurati* degli accoppiatori ibridi commerciali MCLI, sia un modello analitico preesistente di cavo coassiale commerciale. La lunghezza dei cavi coassiali di interconnessione che ottimizza il coefficiente di riflessione in banda dell'OMT è di 13.7 cm, appena più grande della lunghezza minima necessaria a collegare i connettori N del turnstile agli ingressi degli ibridi (13.3 cm). Ciò che è fondamentale, più che la lunghezza assoluta dei 4 cavi, è che essi abbiano a due a due la stessa lunghezza elettrica al fine di evitare che si creino degli sbilanciamenti di fase con conseguente peggioramento delle prestazioni. Un eventuale sbilanciamento di fase fra le lunghezze elettriche fa sì che la ricombinazione nell'accoppiatore ibrido non avvenga con i  $180^0$  di differenza richiesti ai suoi due ingressi. Ciò determina una riflessione dall'ibrido che si ripercuote sia con un peggioramento delle return loss all'ingresso dell'OMT, sia con un aumento delle perdite di inserzione, sia soprattutto con un aumento dei livelli di cross-polarizzazione e di isolamento, che, in casi di sbilanciamento estremo, può determinare l'apparizione di forti risonanze in banda. Come riferimento si consideri che la Radiall [3] fornisce coppie di cavi connettorizzati "phase matched" a  $0.4^0/\text{GHz}$  e con differenza massima del 2% nelle loro lunghezze fisiche, corrispondenti a circa 3 mm di differenza per i cavi di 13.7 cm (la fase nominale di tali cavi è di  $1.4^0/\text{mm GHz}$ ).

Le quattro curve in ciascuno dei riquadri della Fig. 4.2.4 mostrano i risultati delle simulazioni elettromagnetiche per entrambi i canali dell'OMT quando i due cavi coassiali relativi a tale polarizzazione hanno: *a*) la stessa lunghezza fisica di 13.7 cm (caso ideale) *b*) una differenza di lunghezza di 3 mm (errore nominale).

I moduli dei coefficienti di riflessione dei modi ortogonali  $TE_{11}$  all'ingresso in guida circolare dell'OMT sono dati nel riquadro in alto a sinistra della Fig. 4.2.4. La riflessione è al di sotto di -17 dB fra 1.3 GHz e 1.8 GHz nel caso di cavi di uguale lunghezza. La riflessione cambia solo lievemente quando i cavi non hanno lunghezze identiche. Nel caso di coassiali equifase, data la simmetria del sistema, ci saremmo aspettati che i due canali di polarizzazione avessero prestazioni identiche. La differenza dei valori osservata sulle due polarizzazioni deriva dal fatto la simulazione di tutto l'OMT è stata effettuata utilizzando i parametri S *misurati* di due differenti accoppiatori ibridi commerciali (MCLI HJ4 serial numbers 170 e 171).

Le perdite di inserzione a temperatura ambiente dell'OMT sono indicate nel riquadro in alto a destra della Fig. 4.2.4. Nel caso di cavi bilanciati, il valore varia nell'intervallo fra -0.55 dB e -0.35 dB, ed ha una media in banda di -0.45 dB, in ottimo accordo con le stime fatte nella precedente sezione. Le perdite di inserzione diminuiscono leggermente, di circa 0.05 dB, sbilanciando le lunghezze di due coassiali.

I risultati delle simulazioni della cross-polarizzazione dell'OMT sono indicati nel riquadro in basso a sinistra della Fig. 4.2.4. Nel caso di cavi equifase, nella banda 1.3-1.8 GHz, i valori sono al di

sotto dei -52 dB e sono significativamente migliori per una delle due polarizzazioni. I valori di cross-polarizzazione crescono rapidamente fino a raggiungere i -45 dB nel caso di cavi sbilanciati di 3 mm.

Il livello di isolamento fra le porte di uscita dell'OMT è indicato nel riquadro in basso a destra della Fig. 4.2.4. I valori peggiorano sensibilmente passando da un massimo di -50 dB in banda 1.3-1.8 GHz nel caso di coassiali equifase, ad un massimo di -36 dB nel caso di coassiali con differenza in lunghezza 3 mm.

Infine, notiamo che le prestazioni ultime dell'OMT sono legate non solo all'uguaglianza delle fasi delle coppie di cavi, ma in ultima analisi, anche alle differenze di fase fra le uscite dalla giunzione turnstile ed alla non idealità dell'accoppiatore ibrido commerciale. Per quest'ultimo si evidenzia che le differenze di fase sono specificate entro qualche grado nell'intervallo di frequenza di funzionamento (che per l'ibrido MCLI HJ-4 è al massimo  $\pm 3.5^\circ$  nella banda 1-2 GHz). Nelle simulazioni abbiamo tenuto in conto delle differenze di fase degli ibridi attraverso l'uso dei loro parametri S intrinseci.

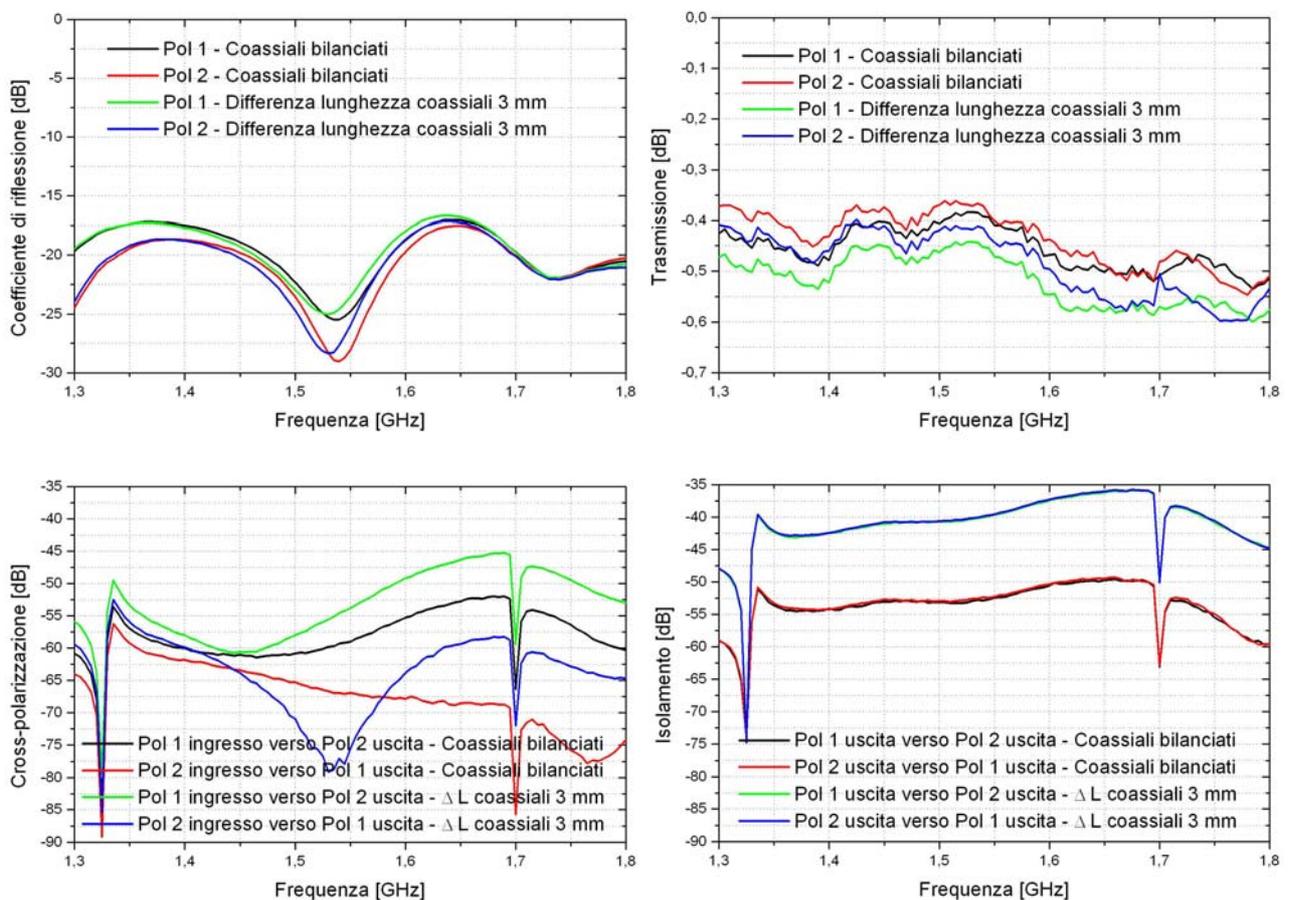


Fig. 4.2.4. Simulazione elettromagnetica dell'OMT di Fig. 4.2.3 con giunzione turnstile collegata agli accoppiatori ibridi commerciali attraverso cavi coassiali di lunghezza 13.7 cm. Le due coppie di curve in ciascun riquadro si riferiscono alle due polarizzazioni nei due seguenti casi: a) cavi con stessa lunghezza fisica (curve in nero ed in rosso) b) cavi con differenza di lunghezze 3 mm (curve in verde e blu). In alto a sinistra) Modulo del coefficiente di riflessione dei modi TE<sub>11</sub> alla guida circolare di ingresso dell'OMT. In alto a destra) Trasmissioni dell'OMT a temperatura ambiente. In basso a sinistra) Cross-polarizzazione dell'OMT. In basso a destra) Isolamento fra le porte di uscita dell'OMT.

### 4.3 Temperatura di rumore del ricevitore doppia banda

In questa sezione daremo una stima delle temperature di rumore dei ricevitori nelle bande L ed P tenendo conto dei principali contributi causati sia dall'attenuazione del segnale introdotto dalle singole parti che dal rumore da esse introdotto per effetto della loro temperatura fisica.

#### 4.3.1 Temperatura di rumore del ricevitore banda L

L'OMT è preceduto da due sezioni di guida d'onda circolare: una appartenente all'horn L di lunghezza circa 1 m posta esternamente al dewar, ed una posta all'interno del dewar (denominata "Interfaccia Dewar-OMT" nel riquadro di sinistra della Fig. 4.2.3) di lunghezza 6.5 cm di cui parte è a 300 K e parte è a 20 K. L'attenuazione del segnale nel modo dominante  $TE_{11}$  in una guida circolare di alluminio con diametro  $D=18$  cm risulta avere al massimo un valore di 0.0046 dB/m su tutta la banda 1.3-1.8 GHz. Questo valore è stato ottenuto dall'espressione teorica dell'attenuazione data in [4] in cui si è utilizzato  $\sigma_{Al}=3.54 \cdot 10^7$  S/m per la conducibilità elettrica dell'alluminio a temperatura ambiente. Notiamo che, in tale banda, le perdite teoriche in guida rettangolare standard WR650 in alluminio<sup>4</sup> sono da 1.52 a 1.87 volte maggiori di quelle in guida circolare di diametro 18 cm. Le perdite reali delle guide d'onda operanti nelle microonde sono tipicamente molto vicine a quelle teoriche. Comunque, anche nell'ipotesi pessimistica che le perdite reali siano il doppio di quelle teoriche, si ottengono delle perdite in guida circolare del ricevitore di soli 0.01 dB (essenzialmente dovute alla sezione dell'horn L a temperatura ambiente di lunghezza circa 1 m). Queste andranno ad aggiungersi alle perdite a 20 K dell'OMT (stimate in un massimo di 0.4 dB) e dell'accoppiatore direzionale 30 dB (al massimo di 0.2 dB). Assumendo per la temperatura di rumore dell'amplificatore L un valore di 1 K [6] e tenendo in conto dei contributi al rumore delle varie parti a monte dell'amplificatore secondo lo schema di Fig. 4.3.1, si ottiene un rumore di ricevitore riferito alla bocca dell'horn L di soli 4.8 K. Notiamo che se lo stesso OMT fosse collocato fuori dal dewar anziché essere raffreddato a 20 K, il rumore introdotto a 300 K dalle perdite di 0.6 dB porterebbe il rumore del ricevitore (riferito all'ingresso dell'horn) a circa 50 K, un valore 10

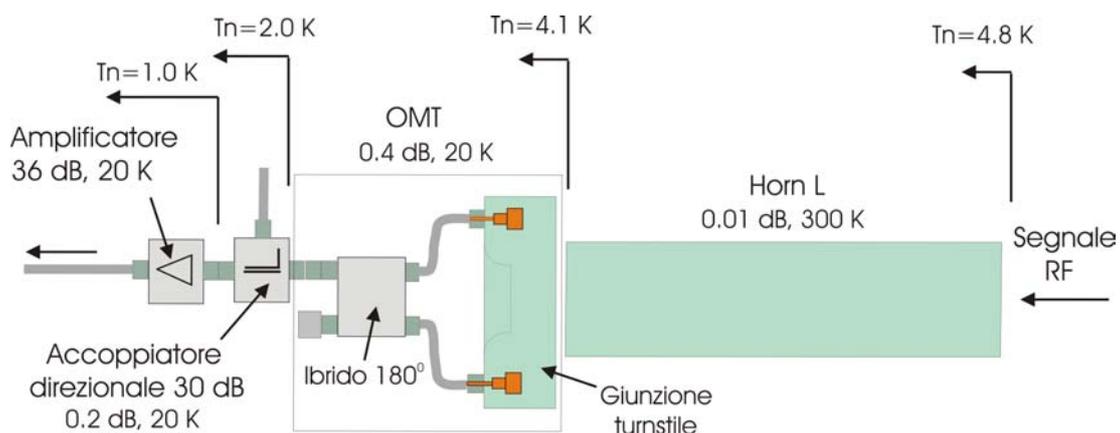


Fig. 4.3.1 Schematico di uno dei canali di polarizzazione del ricevitore banda L (non è raffigurato l'horn banda P) con indicate le stime delle perdite di inserzione e delle temperature di rumore riferite agli ingressi dei vari stadi.

<sup>4</sup> Le perdite teoriche per una guida rettangolare standard WR650 in alluminio quotate nella banda 1.14-1.73 GHz dalla Flann sono comprese nell'intervallo 0.0059-0.0089 dB/m. Queste sono molto vicine a quelle da noi stimate utilizzando l'equazione delle perdite data in [5]. I valori da noi ottenuti sono 0.0058-0.0085 dB/m nella stessa banda di frequenza.

volte superiore. Questo evidenzia il grande vantaggio ottenuto dalla soluzione di OMT compatto qua adottata in cui tutto il dispositivo, cioè la giunzione turnstile, i coassiali e gli accoppiatori ibridi, sono tutti all'interno del dewar e raffreddati a 20 K.

#### 4.3.2 Temperatura di rumore del ricevitore banda P

La parte coassiale dell'horn banda P è costituita da un tubo interno, con diametro esterno di 230 mm, e da un tubo esterno, con diametro interno 646 mm, entrambi di alluminio, di lunghezza pari a circa 1 m. Le perdite teoriche a temperatura ambiente di tale coassiale in aria (impedenza di  $61.9 \Omega$ ) sono stimate in 0.00076 dB/m alla frequenza massima di 425 MHz. Per le perdite reali del feed coassiale P, comprendente i probe di estrazione del segnale, assumiamo un valore pari a 0.01 dB. Questo valore è trascurabile rispetto alle perdite complessive del ricevitore banda P, il cui schematico è illustrato in Fig. 4.3.2.

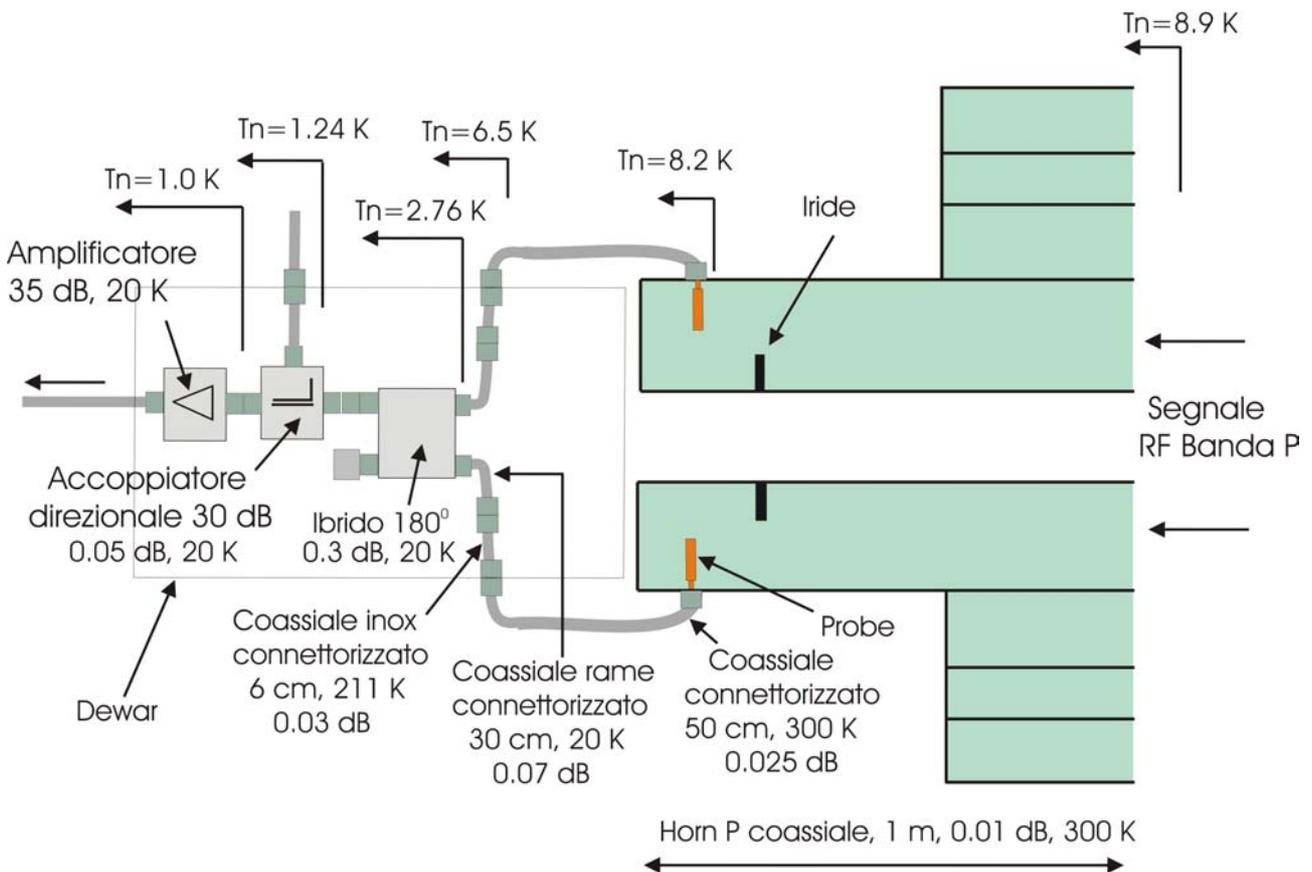


Fig. 4.3.2 Schematico di uno dei canali di polarizzazione del ricevitore banda P (non è raffigurata la componentistica del banda L) con indicate le stime delle perdite di inserzione e delle temperature di rumore riferite agli ingressi dei vari stadi.

Il percorso del segnale è il seguente: 1) Trasformazione da modo guidato a modo TEM tramite i 4 probe posti all'interno dell'horn e solidali con 4 connettori coassiali. 2) Tramite 4 cavi coassiali a bassissima perdita, si percorre la distanza fino ad arrivare ai connettori coassiali di ingresso al dewar. 3) I 4 canali di segnale attraversano i 4 connettori ermetici. 4) I segnali attraversano 4 cavi coassiali di acciaio inox della lunghezza minima possibile affinché possano operare come "ponte termico" fra il mondo 300K e il mondo 20K. Se tale percorso non è sufficiente per raggiungere il successivo componente (ibrido  $180^\circ$ ), la prolunga sarà effettuata con cavo in Rame (è da evitare assolutamente l'utilizzo del cavo coassiale inox per percorrere tratti non necessari anche se tale scelta eliminerebbe 2 connettori per ogni canale). 5) Due accoppiatori ibridi  $180^\circ$  combinano due a

due i quattro canali; 6) I due canali di uscita dagli ibridi 180° vengono poi inviati a due LNA (uno per ciascun canale).

Di seguito viene riportata una tabella che elenca il budget delle temperature di rumore del ricevitore stimate dall'LNA procedendo a ritroso verso l'horn.

Componente	Lunghezza [ m ]	Attenuazione [ dB ]	Temp. Fisica [ K ]	Tadd [ K ]	Tadd [ K ]
LNA			20	1.0	1.0
Accop. Direz.		0.05	20	0.2	0.2
Sommatore Ibrido 180°		0.3	20	1.4	
		0.5	20		2.4
Cavo coax Cu .141"	0.3	0.07	20	0.3	0.3
Cavo coax Inox .141"	0.06	0.03	211	1.5	
	0.12	0.06	211		2.9
Connettore Ermetico		0.03	300	2.1	2.1
Cavo coassiale bassissima perdita Andrew	0.5	0.025	300	1.7	
	0.5	0.045	300		2.8
4 Saldature Sn/Pb zona 300K		0	300	0.0	
		0.04			2.8
Dipolo		0.01	300	0.7	0.7
Horn		0	300	0.0	0.0
<b>Temperatura di Rumore Totale Stimata del Ricevitore Banda P</b>				<b>8.9</b>	<b>15.2</b>

Tab. 4.3.2.1

Come si può notare dalla precedente tabella, a riguardo di alcuni componenti, è stata simulata oltre che la Temperatura aggiunta, anche la variazione della temperatura aggiunta stessa, in modo da saggiarne la sensibilità alle variazioni nel caso che nella realizzazione del ricevitore vengano variate le lunghezze dei percorsi o i modelli dei cavi (ultima colonna a destra, colore blu). La temperatura di rumore totale del ricevitore riferita all'ingresso dell'horn P è stimata essere in 9 K; essa potrebbe realisticamente aumentare al valore di circa 15 K a causa di piccole ma significative imperfezioni nel montaggio. I punti critici sui quali c'è possibilità di peggiorare il rumore sono i seguenti:

- Cavetti coassiali di inox: la lunghezza deve essere la più corta possibile fino al punto di dissipare il massimo calore consentito dalla testa fredda. Il vero problema di sovraccarico della testa fredda non sarà mai costituito dai cavetti inox ma da tutt'altra causa (irraggiamento schermo).
- Tipo e lunghezza del cavo coassiale esterno al dewar: in linea di massima tale linea non dovrebbe servire al collegamento fra horn e dewar qualunque esso sia, bensì horn e dewar dovrebbero essere progettati, fra l'altro, in modo da minimizzare tale percorso. Minimizzato il percorso, dovrà essere massimizzato il diametro del cavo coassiale, compatibilmente con la possibilità di "formare" le necessarie curvature. Un cavo di notevole diametro (Andrew LDF4) presenta un'attenuazione molto bassa ma potrebbe non essere praticabile la piegatura in opera. Se possibile questo tipo di cavo costituisce la 1° scelta. Un cavo più sottile e più flessibile (Andrew FSJ-2) rimane comunque un cavo classificabile a bassissime perdite e costituisce la 2° scelta.
- Serve grande manualità e familiarità nell'assemblare i cavi coassiali caldi. Le saldature dei pin centrali (effettuate con la comune lega Sn/Pb che presenta resistività 11 volte Cu). In qualche caso saldature apparentemente valide hanno mostrato attenuazioni RF di qualche centesimo in più di altre similari.

Appare evidente che se non verranno curati particolarmente bene i dettagli sopra citati, si rischia che il ricevitore raffreddato possa raggiungere la sensibilità di un ricevitore non raffreddato.

Se il ricevitore P operasse a temperatura ambiente, anziché avere parti raffreddate a 20 K, il rumore stimato alla bocca dell'horn P sarebbe di 25 K (che diventano 30 K se si considerano piccole ma significative imperfezioni di montaggio). Lo schema del ricevitore a caldo sarebbe il seguente:

1) Horn; 2) Lanciatore Guida-TEM; 3) Accoppiatore Direzionale; 4) LNA; 5) Circuiteria di adattamento degli errori di fase e ampiezza; 6) ibrido 180° ecc. ecc.

Considerando che l'LNA mascheri totalmente gli stadi successivi, si può stimare la prestazione del ricevitore a caldo come illustrato nella seguente tabella:

Componente	Lunghezza	Attenuazione	Temp. Fisica	Tadd	Tadd
	[ m ]	[ dB ]	[ K ]	[ K ]	[ K ]
LNA			300	21.0	21.0
Accoppiatore Direzionale		0.05	300	3.5	
		0.1	300		7.0
2 Saldature Sn/Pb		0.02	300	0.0	
		0	300		1.4
Dipolo		0.01	300	0.7	0.7
Horn		0	300	0.0	0.0
<b>Temperatura di Rumore Totale Stimata del Ricevitore Banda P (caldo)</b>				<b>25.2</b>	<b>30.1</b>

Tab. 4.3.2.2

#### 4.3.3 Scelta del tipo e lunghezza del cavo inox

Fra gli elementi della catena che maggiormente contribuiscono ad innalzare la temperatura di rumore, troviamo il cavo coassiale che realizza il ponte termico. La scelta del materiale (col quale è costruito), la sezione e lunghezza sono un compromesso fra prestazioni elettriche, termiche e comodità di assemblaggio. Il cavo con camicia in acciaio inox, anima in acciaio inox argentato e isolato in PTFE viene preferito a cavi isolati in SiO<sub>2</sub> e cavi inox con anima in BeCu in quanto questi ultimi sono più difficili da piegare ad hoc. Il cavo di diametro 0.141" viene preferito al cavo con diametro 0.085" in quanto quest'ultimo presenta una notevole maggiore attenuazione.

La lunghezza del cavo inox è frutto di una scelta aggressiva. La prestazione di attenuazione RF domina sulla prestazione di conduzione termica, cioè si impone che quasi tutta la potenzialità criogenica dello stadio 20K sia dissipata lungo i cavetti inox. Un eventuale limitato sovraccarico non distrugge il criogeneratore né sposta significativamente la temperatura fisica di funzionamento.

A questo punto si possono considerare due scenari e per ciascuno dei quali si può calcolare sia il carico termico sia la temperatura di rumore introdotta.

Scenario 1) Cavetto UT141 SS da 20K a 300K

Scenario 2) Cavetto UT141 SS da 20K a "clamp" termico 1° stadio (circa 77K), poi fino a 300K

Per entrambi gli scenari si cercherà la minore attenuazione possibile compatibilmente con la funzione di "ponte termico".

Per i calcoli termici ci si è basati sul programma software "CryoComp 2.0" e sui dati pubblicati degli integrali di conducibilità termica del Cu e Acciaio inox AISI 304.

Per i calcoli elettrici ci si è basati su un foglio elettronico MS-Excel scritto da uno degli autori e tale da calcolare agli elementi finiti una cascata di attenuatori con temperatura fisica distribuita secondo l'andamento del AISI 304 ricavato da dati pubblicati.

Si è assunto che la conduzione del calore attraverso la sezione del cavo UT141-SS avvenga unicamente attraverso i metalli, cioè si trascura la conduzione lungo il dielettrico in PTFE.

In base ad informazioni del costruttore, il cavo UT141-SS è composto da una “camicia” in AISI 304, di una “core” (anima) in AISI 304 ricoperta da un “clad” (cioè “thick plating”) che riduce l’attenuazione alle frequenze VFH mantenendo però la capacità di isolamento termico.

Sulla base delle precedenti informazioni si può supporre che lo spessore del “clad” Cu sia circa 20µm.

Si suppone quindi che le sezioni metalliche del cavo UT141-SS siano:

AISI 304 :  $3.09+0.58 = 3.67 \text{ mm}^2$

Cu & Ag:  $0.11 \text{ mm}^2$

PTFE: Trascurato

Eseguendo gli opportuni calcoli termici ed elettrici otteniamo:

<b>Budget termico ed elettrico di cavi Inox UT141SS</b>							
	Carico Termico di UN cavetto [Watt]				Carico termico % CTI350 apportato da DUE cavetti		Incremento Te Banda P [ K ]
		Lunghezze percorsi			stadio 20K	Stadio 77K	
		27mm	27mm	60mm			
		Differenze temperature fisiche					
	20-77	77-300	20-300				
Senza Clamp 77 K	nominale				<b>0.46</b>	<b>46%</b>	<b>1.5</b>
	<i>max (Cu)</i>				<i>0.65</i>	<i>65%</i>	
Con clamp 77 K	nominale	<b>0.26</b>	<b>0.84</b>		<b>26%</b>	<b>9%</b>	<b>1.1</b>
	<i>max (Cu)</i>	<i>0.7</i>	<i>0.9</i>		<i>70%</i>	<i>10%</i>	

Come si nota, se si esegue un “clamp” termico a metà della lunghezza del cavetto inox, si può ottenere un piccolo miglioramento di Temperatura di rumore e una limitazione del calore trasportato.

Ma attenzione! Al fine di scongiurare l’improbabile ma possibile effetto di una conducibilità estremamente elevata del Cu (Cu max) , tale “clamp” deve essere eseguito a regola d’arte, lunghezza =5mm, e il percorso “20-77 K” deve essere uguale o leggermente maggiore alla metà della lunghezza del cavetto inox stesso.

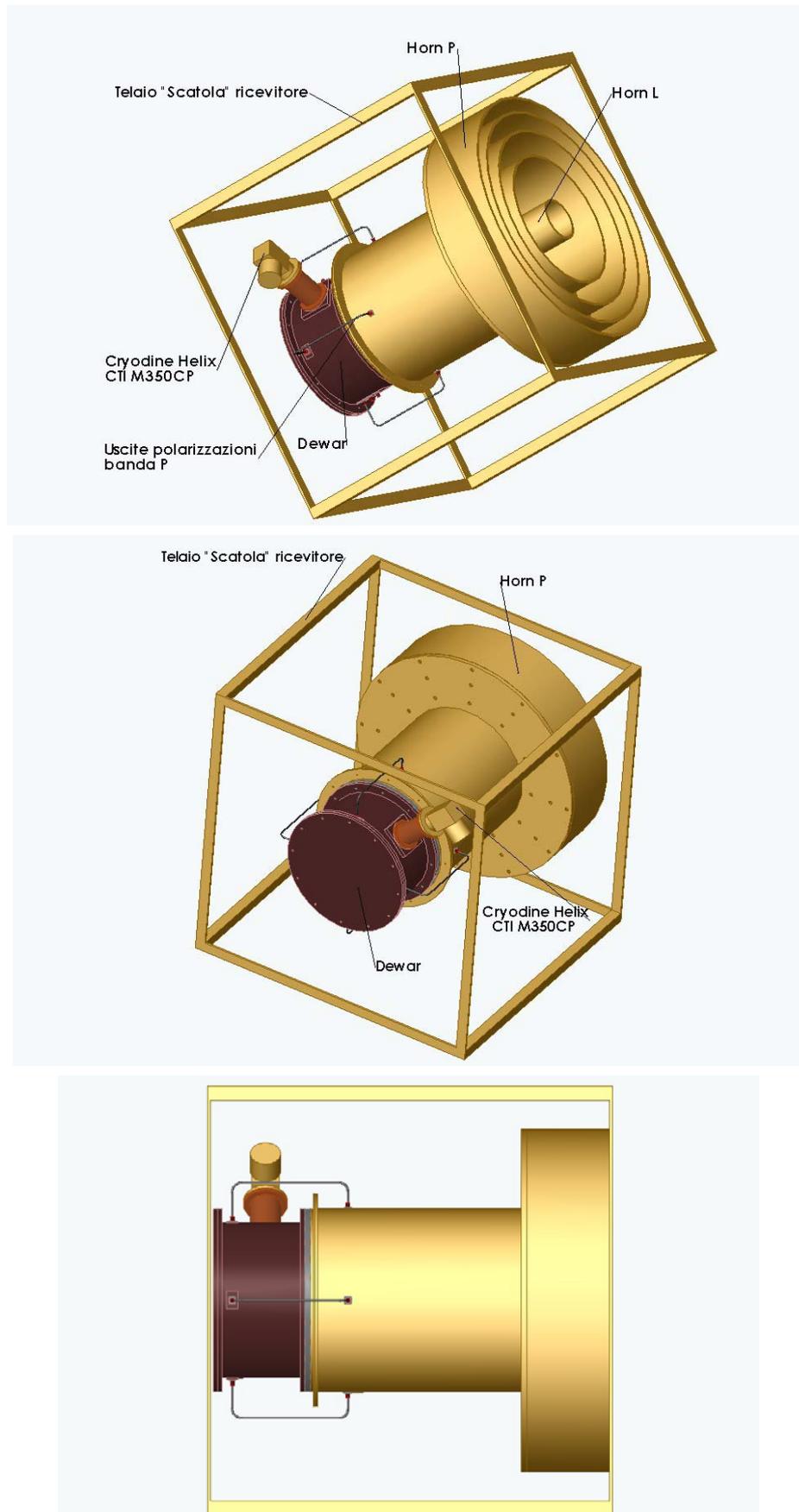
#### 4.4 Meccanica del ricevitore doppia banda

Il progetto meccanico del ricevitore è stato realizzato utilizzando un CAD 3D commerciale. Il ricevitore a horn coassiali sarà situato all’interno di una “scatola” di dimensioni 150 cm × 150 m × 140 cm. La Fig. 4.4.1 mostra le viste 3D del ricevitore all’interno della scatola, di cui è raffigurato il solo telaio esterno allo scopo di evidenziare gli ingombri delle varie parti.

La lunghezza assiale del ricevitore, a partire dalla bocca degli horn fino alla faccia inferiore esterna al dewar, è di 138 cm, cioè appena 2 cm più corta dello spazio assiale disponibile.

Nella fase di progetto esecutivo sarà possibile recuperare qualche centimetro di spazio in direzione assiale sulla dimensione del dewar ridimensionando opportunamente l’interfaccia delle parti al suo interno. Questo permetterà di facilitare il montaggio del sistema all’interno della scatola. Lateralmente, gli ingombri del ricevitore sono determinati dalla flangia esterna dell’horn P, che ha un diametro di 120 cm. Nel progetto si è tenuto conto dei dettagli meccanici di tutti i componenti interni al dewar, della testa fredda, degli horn coassiali e dei particolari di interfacciamento fra le varie parti. **Ciò ha consentito di verificare la fattibilità del tipo di ricevitore qui proposto, dove le limitate dimensioni disponibili per il dewar in direzione assiale rappresentavano un**

**elemento critico del sistema.** Nel realizzare il progetto meccanico si è tenuto conto anche della procedura di assemblaggio delle varie parti al fine di ottenere un sistema di facile montaggio.



*Fig.4.4.1: Viste 3D del ricevitore assemblato raffigurante gli horn coassiali ed il dewar all'interno della "scatola" di dimensioni 150 cm × 150 m × 140 cm. Della scatola è mostrato il solo telaio esterno.*

#### 4.4.1 Meccanica degli horn coassiali

Gli horn coassiali sono costituiti essenzialmente da 3 parti, mostrate nel riquadro in alto alla Fig. 4.4.2: l'horn L, l'horn P, ed il corto circuito o “backshort” per la banda P.

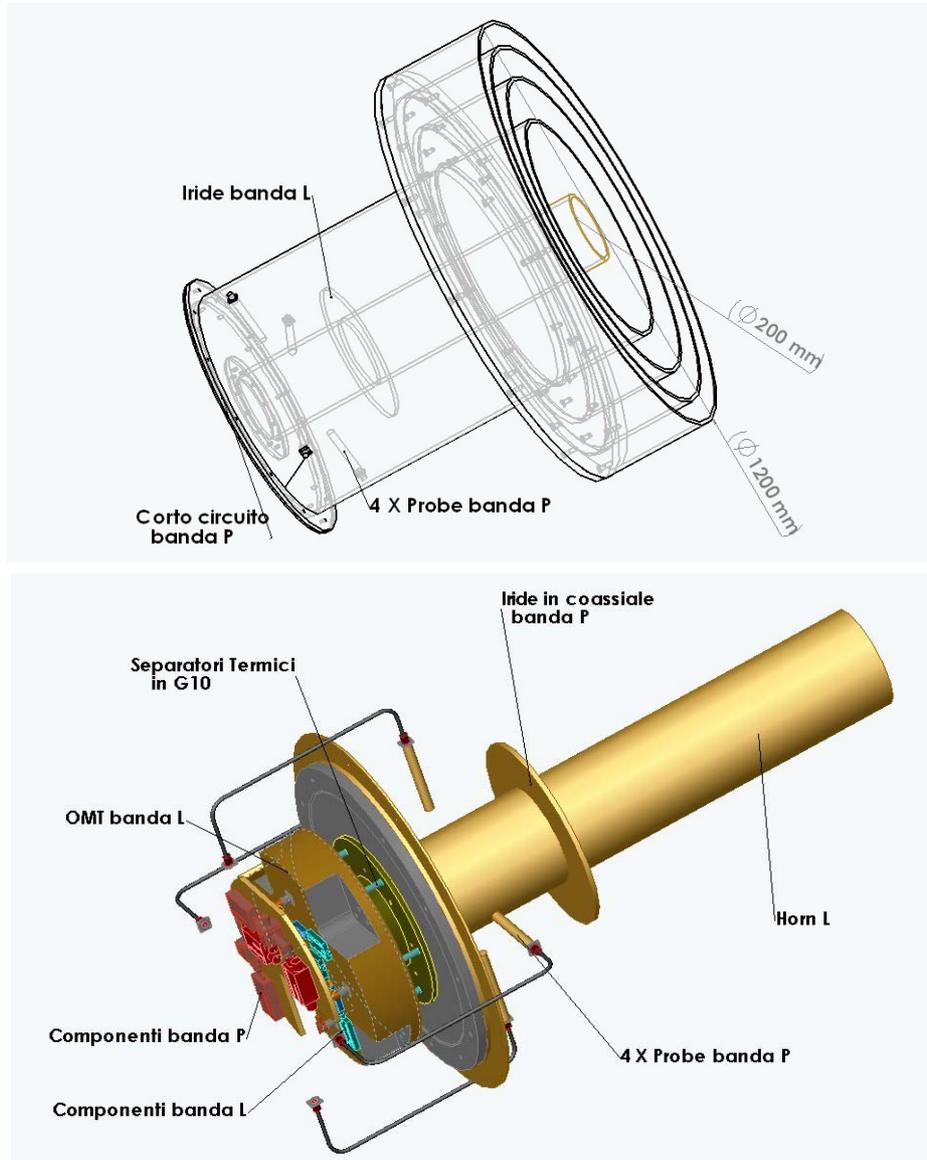


Fig.4.4.2: In alto) Vista 3D degli horn coassiali. In basso) Dettaglio dell'interfaccia fra il corto circuito per la banda P con l'horn L e con il dewar.

L'horn L con il suo iride esterno (che elettromagneticamente è parte del banda P) può essere realizzato come “tubo” unico (l'iride, cioè l'anello, potrebbe essere saldato al “tubo” L) oppure in due sezioni da interfacciare sul piano dell'iride. L'horn P con le varie flangie esterne può essere realizzato andando a fissare, tramite viti, ciascuna delle flangie sul “piatto” di supporto forato di forma circolare situato nel fondo delle corrugazioni. Il corto circuito è semplicemente un “coperchio” di sezione circolare con foro centrale di dimensioni della guida circolare banda L. Il corto circuito avrà una flangiatura di supporto sia per gli horn L e P, che per il dewar. Il riquadro in basso alla Fig. 4.4.2 mostra il “coperchio” del corto circuito attaccato da un lato all'horn L e dall'altro lato al “coperchio” di ingresso del dewar (è mostrato anche l'OMT con l'interfaccia di attacco al dewar).

#### 4.4.2 Meccanica del dewar

Il dewar sarà costituito da un contenitore cilindrico in acciaio a tenuta di vuoto con diametro esterno circa 55 cm (64 cm sulla flangiatura) ed una lunghezza totale assiale di soli 35 cm. Lo spessore della parete cilindrica del dewar è di circa 5 mm, mentre quello delle parti piane (i coperchi) è dell'ordine del centimetro. Il volume interno al dewar è pari a circa 70 litri. All'interno del dewar vi sarà uno scudo termico di alluminio lucidato e nichelato (oppure di rame) di circa 2 mm di spessore. Lo scudo termico ha forma cilindrica con diametro circa 50 cm. Esso sarà fissato allo stadio 70 K di una testa fredda il cui dito freddo è montato ortogonalmente all'asse degli horn. La testa fredda Cryodine Helix-CTI M350CP può tollerare 20 W a 70 K ed 1 W sullo stadio a 20 K. Nonostante non siano ancora stati fatti dei calcoli termici dettagliati sul dewar, si ritiene che tale modello possa essere adatto a raffreddare correttamente le varie parti. Tali calcoli dovranno tenere in conto sia degli effetti dell'irraggiamento (pareti interne del dewar, finestra di ingresso del dewar), che di quelli di conduzione dovute ai vari cavi coassiali provenienti dallo stadio 300 K. Un sottile strato di superinsulation sarà interposto fra gli stadi a 70 K e 300 K ed avvolto sullo scudo termico interno per ridurre la potenza irraggiata sullo scudo dalle pareti a 300 K del dewar. Le Fig. 4.4.3 e 4.4.4 mostrano alcuni dei dettagli meccanici del dewar e delle sue parti. In questo schema, tutte le parti interne, cioè la giunzione turnstile, i cavi coassiali, i componenti commerciali e gli amplificatori, sono tutti raffreddate a 20 K attraverso piastre o trecce in rame (non raffigurate) fissate allo stadio più freddo del CTI.

Il separatore termico di ingresso dell'OMT (mostrato anche nella precedente Fig. 4.2.3) ha lo scopo di isolare termicamente lo stadio a 300 K da quello a 20 K senza introdurre discontinuità nella propagazione elettromagnetica del segnale RF. Esso è costituito da due sezioni di guida circolare flangiata (diametro guide 18 cm) separate da un piccolissimo gap di lunghezza dell'ordine di qualche decimo di millimetro. Le guide sono tenute insieme da 6 cilindretti di materiale a bassa conducibilità termica (G10). Il separatore termico è stato dimensionato senza tenere conto di calcoli termici che permettono di valutare il contributo di potenza trasportata per conduzione fra i due stadi alle temperature di 20 K e 300K (in particolare riguardo al numero, al diametro, ed alla lunghezza dei cilindretti in G10). Sarà pertanto necessario effettuare delle stime precise di trasporto di calore e ridimensionare opportunamente tale componente. A questo proposito va detto che in questo studio non è stata compiutamente affrontato il progetto termico; è possibile che in vista di un eccessivo carico termico per lo stadio 20K sia da rivedere qualche scelta qui ipotizzata. Come esempio di ciò sottolineiamo che è possibile porre il lato freddo del separatore termico in contatto termico con lo stadio a 70 K, anziché con quello a 20 K (ciò può essere fatto utilizzando delle trecce in rame ad alta conducibilità termica). In tal caso, la giunzione turnstile, che è fissata al lato freddo del separatore termico, sarà anch'essa a 70 K. Dei cavetti coassiali a bassa conducibilità termica dovranno in tal caso essere utilizzati per collegare le uscite connettorizzate N della giunzione turnstile a 70 K con gli ingressi degli accoppiatori ibridi posti a 20 K insieme agli accoppiatori direzionali e gli amplificatori. Notiamo che la scelta di raffreddare la giunzione turnstile a 70 K, anziché a 20 K, avrebbe il vantaggio di diminuire il carico termico sullo stadio a 20 K, ed aggiungerebbe solo un minimo di rumore supplementare, date le bassissime perdite di inserzione introdotte dalla giunzione turnstile.

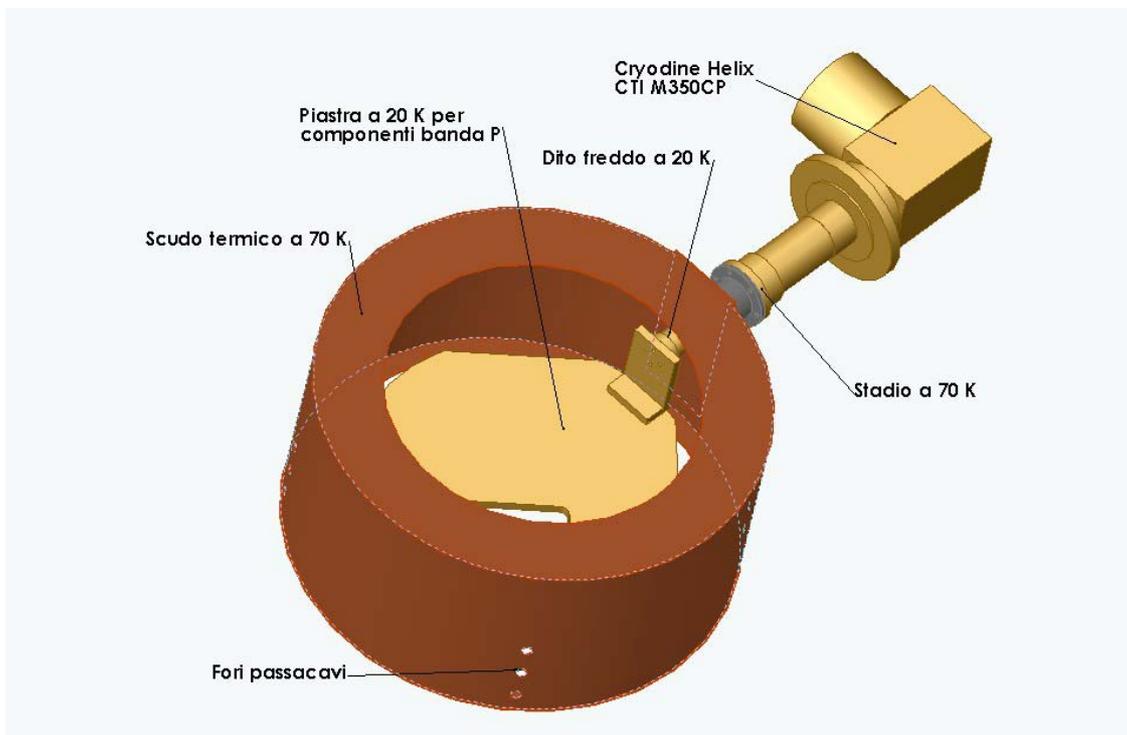
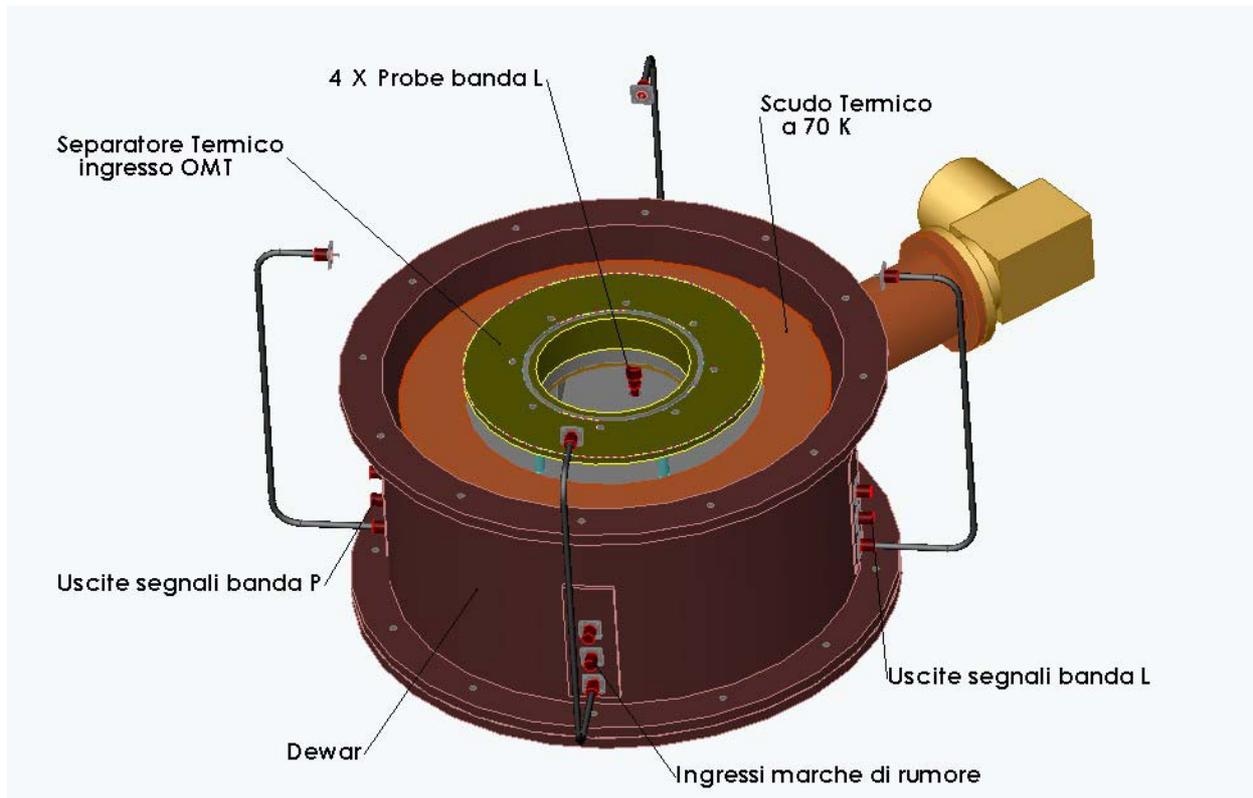


Fig. 4.4.3 In alto) Vista 3D della parte esterna del dewar il cui “coperchio” di ingresso è stato rimosso per mostrare alcuni dei dettagli interni: sono visibili il separatore termico di ingresso dell’OMT e lo scudo termico a 70 K. In basso) Vista 3D dello scudo termico fissato allo stadio 70 K della testa fredda Cryodine Helix CTI M350CP. È mostrata la piastra termica per il raffreddamento a 20 K dei vari componenti.

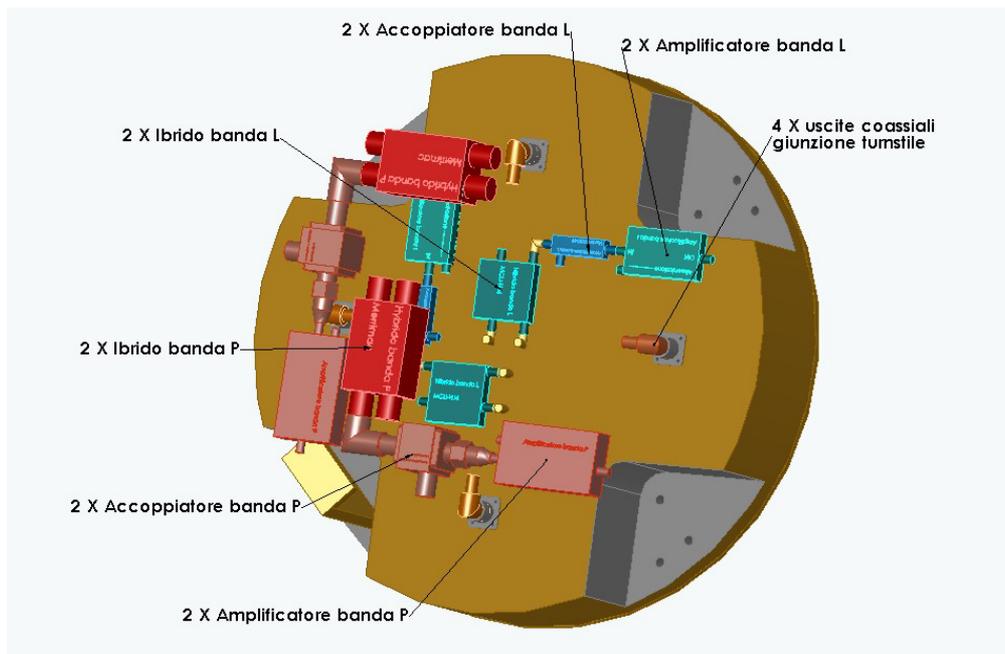
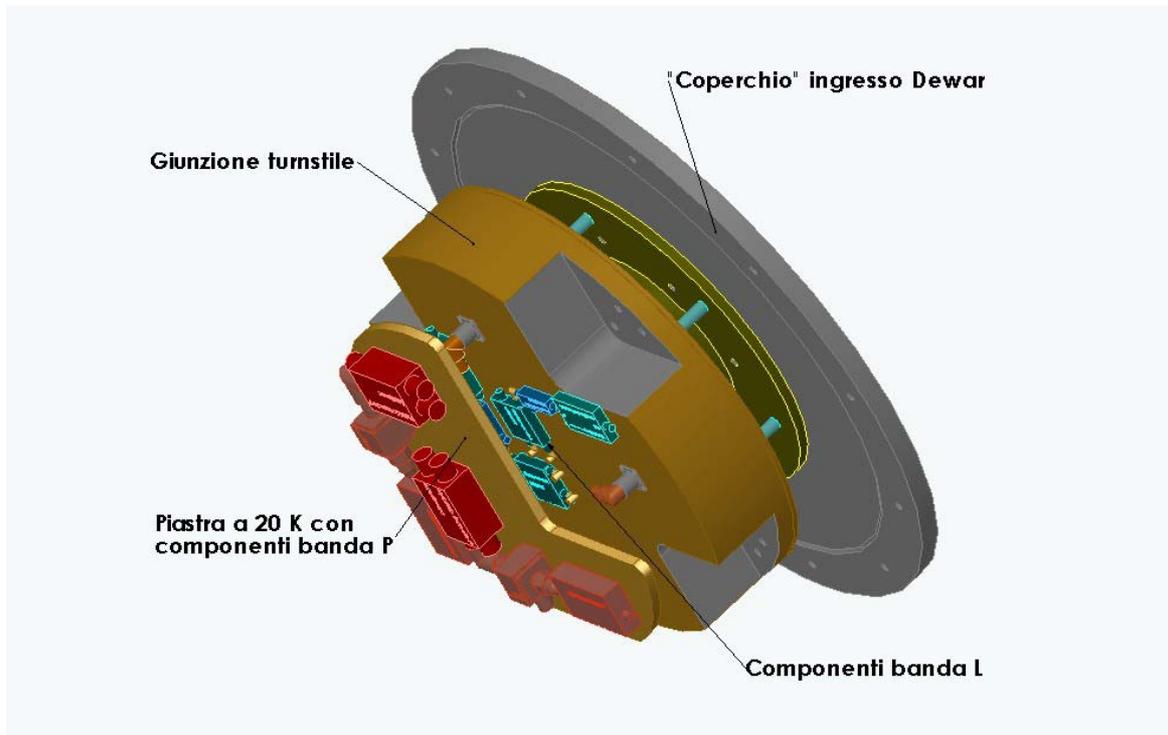


Fig. 4.4.4 Viste 3D dell'OMT banda L e della componentistica per la banda P.

I disegni meccanici mostrati non raffigurano la maggior parte dei cavi coassiali (di ingresso, di uscita, ed interni al dewar), lo strato di superinsulation, la finestra del dewar in teflon o mylar (con supporto in styrodur), gli O-rings, i sensori di temperatura degli stadi freddi, le eventuali resistenze da montare sullo stadio a 20 K che permetterebbero sia di effettuare il riscaldamento rapido dello stadio freddo sia di variarne la sua temperatura in maniera controllata, i vari fili elettrici a bassa conducibilità termica per alimentare le varie parti interne e le varie viti di fissaggio dei componenti.

## 4.5 Considerazioni

In questo capitolo abbiamo presentato uno studio di fattibilità di un ricevitore criogenico a doppia polarizzazione per le bande L e P del Sardinia Radio Telescope. Lo studio ha mostrato che è possibile integrare il progetto preesistente di horn coassiali L-P con quello qui proposto di un dewar ultracompatto in direzione assiale che comprende tutta la componentistica per le bande L e P. Il dewar progettato include l'OMT banda L basato su una giunzione a guida d'onda turnstile raffreddata a 20 K. L'OMT è stato progettato in modo da minimizzare i suoi ingombri meccanici e da permettere la sua integrazione all'interno del dewar. Per l'OMT si stimano delle perdite di inserzione di circa 0.4 dB ed un livello di crosspolarizzazione inferiore a -50 dB nella banda 1.3-1.8 GHz.

Per il ricevitore banda L si stima una temperatura di rumore riferita alla bocca dell'horn di soli 5 K. Il rumore del ricevitore P, riferito alla bocca dell'horn, è stimato essere di circa 9 K.

In conclusione, questo studio ha dimostrato:

- 1) la fattibilità di un OMT ultracompatto per la banda L raffreddabile a 20K.
- 2) la fattibilità di un dewar ultracompatto di dimensioni assiali 35 cm al cui interno sono collocati sia l'OMT L che i componenti (commerciali e non) per le bande L e P.

I punti critici che restano ancora da risolvere sono:

- 1) Il coefficiente di riflessione massimo dell'OMT nella banda 1.3-1.8 GHz è stimato essere di -17 dB. Si tratterà di capire se tale valore possa essere migliorato (ad esempio utilizzando degli ibridi differenti, eventualmente da noi progettati);
- 2) Individuare il componente commerciale ibrido per la banda P, raffreddabile a 20 K (oppure progettare tale componente);
- 3) Verificare che tutti i componenti commerciali funzionino a temperature criogeniche;
- 4) Sviluppare transizioni da horn coassiale banda P a cavo coassiale di prelievo a 50  $\Omega$ .

## RIFERIMENTI

- [1] A. Navarrini, R. L. Plambeck, "A Turnstile Junction Waveguide Orthomode Transducer", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 54, no 1, pp. 272-277, Jan 2006.
- [2] A. Navarrini, A. Bolatto, R. L. Plambeck, "Test of 1 mm Band Turnstile Junction Waveguide Orthomode Transducer", Proceedings of the 17th. International Symposium on Space Terahertz Technology, Paris, France, May 10-12, 2006.
- [3] Radiall, Flexible Ultra-Low Loss SHF Cable-Assembly, documento D1A294DE.pdf.
- [4] R. Collin, "Foundations for Microwave Engineering", Second Edition, Eq. 3.227, pag. 196.
- [5] S. Ramo, J. R. Whinnery, and T. van Duzer, "Fields and Waves in Communication Electronics", John Wiley&Sons, Inc., New York-London-Sydney, 1965.
- [6] CNR-IRA & Oerlikon Contraves "Cryo LNA 1.3-1.8 GHz Hybrid Data Sheet", May 2004.

## 5. ANALISI DELLE PRESTAZIONI DEL RICEVITORE

In questo capitolo si calcolano, con alcune assunzioni, i valori di guadagno d'antenna, di temperatura di sistema e di sensibilità nelle due bande.

### 5.1 Contributi di Efficienza d'antenna

Facendo riferimento ai valori di efficienza d'antenna riportati in Tab. 3.2.3, occorre ora diminuirli per gli effetti dovuti al fatto che il sistema feed (parte passiva prima del LNA) mostra inevitabilmente una perdita d'inserzione e di riflessione. Si sono prese in considerazione la soluzione descritta al paragrafo 3.1.2 e 3.2 per ciò che concerne la doppia frequenza, e le soluzioni P2 (per la banda bassa), L2, L3 (per la banda alta) per ciò che concerne gli horn singolarmente presi. Le soluzioni P1 ed L1 sono state scartate a questo punto perchè dimensionalmente non compatibili con lo spazio a disposizione in fuoco primario. Per quanto riguarda la soluzione dei dipoli si è scelto come horn centrale della banda alta la soluzione L3, in quanto più equilibrata, rispetto alla L2, nei tre parametri efficienza, return loss, crosspolarizzazione. Per migliore facilità di lettura nella prima metà della tabella (etichetta "without") si sono ripetuti i numeri di efficienza di tabella 3.2.3.

Per ciò che concerne i valori di perdita di riflessione e inserzione si è proceduto come segue:

- per non complicare inutilmente i calcoli si è assunto un valore di riflessione degli horn pari a  $-20\text{dB}$ , ovvero un correttivo di efficienza pari a 0.99. Questo non sarebbe esattamente vero per il banda P coassiale, tuttavia l'effetto è di integrazione in banda e un valore medio è stato considerato. Si spera inoltre, in fase di progetto, di riequilibrare la grossa variazione di questo caso. Negli altri casi,  $-20\text{dB}$  è abbondantemente conservativo,
- per ciò che concerne i dipoli si è preso un valore di riflessione di  $-12\text{dB}$ , fattore correttivo 0.94,
- per ciò che concerne le perdite d'inserzione si è assunto un valore di perdita pari a 0.6dB in entrambe le bande, fattore correttivo d'efficienza 0.87, nella soluzione horn (si veda paragrafo 4.3), 0dB per i dipoli, fattore correttivo 1. Quest'ultimo non è in verità corretto in quanto non tiene conto della perdita della rete di adattamento, di cui però non è noto il valore. La perdita d'inserzione influenza direttamente il valore di sensibilità (SEFD). L'alto valore di perdita nel caso horn deriva da tutti i componenti passivi interposti tra horn ed LNA. Per confronto si consideri che se fosse stata possibile una soluzione classica costituita da due uscite in circolare con due LNA direttamente collegati all'omt le perdite di inserzione totali si sarebbero attestare a circa 0.1dB (dovuta sostanzialmente alla transizione guida-cavo), fattore correttivo 0.98.

Soluzione	Antenna Eff. <i>without</i> feed ins. + return losses (%)						Antenna Eff. <i>with</i> feed ins. + return losses (%)					
	305 MHz	365 MHz	425 MHz	1300 MHz	1550 MHz	1800 MHz	305 MHz	365 MHz	425 MHz	1300 MHz	1550 MHz	1800 MHz
L3+Dipoli	48.87	44.05	37.68	62.77	62.49	60.39	45.94	41.40	35.42	54.07	53.82	52.01
coassiale	55.85	55.89	53.00	60.58	57.35	49.30	48.10	48.14	45.65	52.18	49.40	42.46
P2	57.64	54.29	49.96				49.65	46.76	43.03			
L3				62.77	62.49	60.39				54.07	53.82	52.01
L2				58.13	54.37	50.05				50.07	46.83	43.11

Tab. 5.1.1 Efficienze complessive

## 5.2 Contributi di Temperatura di Sistema

L'analisi dei contributi di sistema può essere suddivisa in due elementi principali,

a) la temperatura del ricevitore. Il suo valore dipende anche da cosa si può raffreddare e cosa no. Alcune "certezze" sono che sicuramente non sarà raffreddabile la parte transizione con probe della banda bassa. Dai quattro probe partiranno quattro coassiali che entrano nel dewar, se gli LNA della banda bassa ha senso raffreddarli. Sicuramente andrà raffreddato l'LNA della banda alta. Raffreddare l'omt del banda L è importante non solo per ridurre il rumore ad esso dovuto, ma anche per evitare ulteriori coassiali prima del dewar, ora però non a 400MHz bensì a 1800.

Una serie di casi possibili sono descritti in [1]. Una questione importante è la ricombinazione a due a due dei segnali dei quattro probe del banda P: ciò viene ottenuto con dei circuiti ibridi  $180^\circ$  e la ricombinazione dev'essere equifase ed equiampiezza tra i segnali, cosicché va fatta immediatamente dopo i quattro coassiali in uscita dai probes. Tali circuiti hanno alte insertion loss e quindi andrebbero raffreddati, il che impone di raffreddare anche gli LNA. Ciò detto la questione sarebbe finita lì, tuttavia val la pena menzionare che di per sé il raffreddamento di LNA a 300-400MHz dipende dalla valutazione sulla temperatura del cielo rispetto al valore di rumore del LNA non raffreddato; se il contributo al rumore complessivo che non deriva dal LNA è tale per cui l'aggiunta di rumore per effetto del LNA caldo è trascurabile non avrebbe scopo aggiungere componenti nel dewar. Dal risultato dei calcoli fatti nel paragrafo 4.3 si vede che comunque sarebbe di valore raffreddare i preamplificatori della banda bassa. In tale paragrafo sono riportati due valori per la banda P, 9-15K, nel caso LNA freddi e 25-30K nel caso tutto caldo. Ai fini del calcolo in questo capitolo si è considerato un valore intermedio di 12K nel caso freddo e il valore massimo 30K nel caso caldo.

Allo stesso modo la ricombinazione dei segnali è applicata anche in banda L, ma qui la decisione è più ovvia e anche forzata dal fatto che l'omt è raffreddato.

b) contributo di rumore dal cielo. E' la somma dei 2.73K della CMB, del contributo dell'atmosfera tramite l'efficienza di spillover dell'antenna e di quello captato dal terreno. Inoltre c'è da considerare il contributo della galassia che è molto variabile in funzione se si punta più o meno vicino dal suo centro. Diversi testi forniscono informazioni a riguardo, nel nostro caso si seguirà, perlomeno per coerenza, quanto pubblicato dal progettista elettromagnetico di SRT German Cortès [2]. Tale studio riporta per diverse elevazioni la temperatura di brillantezza  $T_b$  dovuta al totale di contributi elencati. Per lo scopo di questo studio è sufficiente elaborare tale brillantezza per ottenere il contributo di rumore. In fase di progetto del dual-frequency si farà poi il calcolo preciso tenendo conto della illuminazione effettiva. A questo proposito, per un confronto preliminare esistono anche le simulazioni di progetto SRT sempre effettuate da Cortès [3], anche se per illuminazione perfettamente gaussiana.

Si considerano i valori a elevazione =  $90^\circ$ . Per la valutazione di temperatura di sistema si userà la seguente formula,

$$T_{\text{sys}} = T_{\text{ric}} + \eta_{\text{spill}} * T_b + (1 - \eta_{\text{spill}}) * 290$$

ove compaiono l'effetto di ricevitore, di  $T_{\text{sky}}$  e di  $T_{\text{ground}}$  rispettivamente, le ultime due ottenute "pesate" dall'efficienza di spillover.

Soluzione	Banda	Tric cool LNAs (K)	Tsky						Tground						Tsys(K), cool LNAs					
			305 MHz	365 MHz	425 MHz	1.3 GHz	1.55 GHz	1.8 GHz	305 MHz	365 MHz	425 MHz	1.3 GHz	1.55 GHz	1.8 GHz	305 MHz	365 MHz	425 MHz	1.3 GHz	1.55 GHz	1.8 GHz
L3+Dipoli	P	8	42	31	21	/	/	/	46	46	51	/	/	/	96	85	80	/	/	/
	L	10	/	/	/	5	5	5	/	/	/	22	20	14	/	/	/	37	35	29
coassiale	P	12	46	35	24	/	/	/	23	13	9	/	/	/	81	60	45	/	/	/
	L	5	/	/	/	5	5	5	/	/	/	5	5	2	/	/	/	15	15	12
P2	P	12	48	36	25	/	/	/	14	8	5	/	/	/	74	56	41	/	/	/
L3	L	5	/	/	/	5	5	5	/	/	/	22	20	14	/	/	/	32	30	24
L2	L	5	/	/	/	5	5	5	/	/	/	13	8	5	/	/	/	23	17	15
Dipoli	P	8	42	31	21	/	/	/	46	46	51	/	/	/	96	85	80	/	/	/

Tab. 5.2.1 Tutti gli LNA criogenici

Soluzione	Banda	Tric warm LNAs (K)	Tsky						Tground						Tsys(K), warm LNAs					
			305 MHz	365 MHz	425 MHz	1.3 GHz	1.55 GHz	1.8 GHz	305 MHz	365 MHz	425 MHz	1.3 GHz	1.55 GHz	1.8 GHz	305 MHz	365 MHz	425 MHz	1.3 GHz	1.55 GHz	1.8 GHz
L3+Dipoli	P	38	42	31	21	/	/	/	46	46	51	/	/	/	126	115	110	/	/	/
	L	50	/	/	/	5	5	5	/	/	/	22	20	14	/	/	/	77	75	69
coassiale	P	30	46	35	24	/	/	/	23	13	12	/	/	/	99	78	67	/	/	/
	L	50	/	/	/	5	5	5	/	/	/	5	5	2	/	/	/	60	60	57
P2	P	30	48	36	25	/	/	/	14	8	5	/	/	/	92	74	59	/	/	/
L3	L	50	/	/	/	5	5	5	/	/	/	22	20	14	/	/	/	77	75	69
L2	L	50	/	/	/	5	5	5	/	/	/	13	8	5	/	/	/	68	62	60
Dipoli	P	38	42	31	21	/	/	/	46	46	51	/	/	/	126	115	110	/	/	/

Tab. 5.2.2 Tutti gli LNA a temperatura ambiente

Questa valutazione grossolana degli effetti di cielo e terreno è molto diversa, essenzialmente in banda P, dagli omologhi risultati presentati in [3] pag. 63, ove sono riportati due grafici, uno a 300 e 340MHz l'altro a 1.2 e 1.5GHz, delle temperature in funzione dell'elevazione. Questa simulazione opera la corretta procedura di calcolare l'integrale della funzione di illuminazione per pesare gli effetti di  $T_b$  e temperatura di terreno, considerando ideale, cioè gaussiana, l'illuminazione d'antenna. Ciò che si rileva a  $EI=90^\circ$  è,

banda P:  $T_{sky} = 16$  e  $14K$  e  $T_{ground} = 4K$  a 300 (assimilabile a 305) e 340MHz

banda L:  $T_{sky} = 10K$  e  $T_{ground} = 4K$  a 1.2 e 1.5GHz

Dati i valori molto diversi è opportuno ricalcolare le tabelle 5.2.1 e 5.2.2. La forte differenza di  $T_{ground}$  è in prima istanza dovuta ad un diverso valore di efficienza di spillover tra il nostro caso e il progetto Cortès. Si tenga presente che nella banda L i contributi di temperatura riportati sono sostanzialmente costanti tra 1.2 e 1.8GHz, non è così in banda P ove 425MHz non è riportato, e non è estrapolabile dai valori a 300 e 340MHz. Si ricorda comunque che [3] tratta di horn pensati separati tra loro e con diversa illuminazione, pertanto l'associazione che qui facciamo con le soluzioni coassiale, P2, L3, L2 ha il suo grado di arbitrarietà.

Soluzione	Banda	T <sub>ric</sub> cool LNAs (K)	T <sub>sky</sub>						T <sub>ground</sub>						T <sub>sys</sub> (K), cool LNAs					
			305 MHz	340 MHz	425 MHz	1.3 GHz	1.55 GHz	1.8 GHz	305 MHz	340 MHz	425 MHz	1.3 GHz	1.55 GHz	1.8 GHz	305 MHz	340 MHz	425 MHz	1.3 GHz	1.55 GHz	1.8 GHz
coassiale	P	12	16	14	/	/	/	4	4	/	/	/	32	30	/	/	/	/	/	
	L	5	/	/	/	10	10	10	/	/	/	4	4	4	/	/	/	19	19	19
P2	P	12	16	14	/	/	/	4	4	/	/	/	32	30	/	/	/	/	/	
L3	L	5	/	/	/	10	10	10	/	/	/	4	4	4	/	/	/	19	19	19
L2	L	5	/	/	/	10	10	10	/	/	/	4	4	4	/	/	/	19	19	19

Tab. 5.2.3 Tutti gli LNA criogenici, valori Cortès

Soluzione	Banda	T <sub>ric</sub> warm LNAs (K)	T <sub>sky</sub>						T <sub>ground</sub>						T <sub>sys</sub> (K), warm LNAs					
			305 MHz	340 MHz	425 MHz	1.3 GHz	1.55 GHz	1.8 GHz	305 MHz	340 MHz	425 MHz	1.3 GHz	1.55 GHz	1.8 GHz	305 MHz	340 MHz	425 MHz	1.3 GHz	1.55 GHz	1.8 GHz
coassiale	P	30	16	14	/	/	/	4	4	/	/	/	50	48	/	/	/	/	/	
	L	50	/	/	/	10	10	10	/	/	/	4	4	4	/	/	/	64	64	64
P2	P	30	16	14	/	/	/	4	4	/	/	/	50	48	/	/	/	/	/	
L3	L	50	/	/	/	10	10	10	/	/	/	4	4	4	/	/	/	64	64	64
L2	L	50	/	/	/	10	10	10	/	/	/	4	4	4	/	/	/	64	64	64

Tab. 5.2.4 Tutti gli LNA a temperatura ambiente, valori Cortès

### 5.3 Calcolo del SEFD (System Equivalent Flux Density)

Il SEFD è il rapporto tra la prestazione in temperatura di rumore complessiva, in kelvin, e il guadagno d'antenna, espresso in K/Jy. Esso tiene conto di entrambi gli effetti e pertanto è il parametro ideale per confrontare soluzioni di sistema ricevente anche molto diverse tra loro. Si rammenta che il calcolo della sensibilità, per un sistema ricevente "total power" dominato dal solo rumore bianco, si ricava dal SEFD con la seguente,

$$\Delta S = \frac{SEFD}{\sqrt{B \cdot t}} \text{ in Jy} \tag{5.3.1}$$

Le tabelle che seguono sono diretta conseguenza delle 5.1.1 fino a 5.2.2. Prima di tutto si riporta il guadagno d'antenna, che si ricava dalla Tab. 5.1.1 tenendo conto del "numero magico" per SRT pari a 1.16. Si usa la parte **without** feed ins. + return loss (cioè alla bocca dell'horn) per essere coerenti con la temperatura di rumore (T<sub>sys</sub>), che è valutata "alla bocca dell'horn".

Antenna gain <b>without</b> feed ins. + return losses(K/Jy)					
305 MHz	365 MHz	425 MHz	1300 MHz	1550 MHz	1800 MHz
0.57	0.51	0.44	0.73	0.72	0.70
0.65	0.65	0.61	0.70	0.67	0.57
0.67	0.63	0.58	/	/	/
/	/	/	0.73	0.72	0.70
/	/	/	0.67	0.63	0.58

Tabella 5.3.1 Guadagno d'antenna, K/Jy

Facendo i rapporti Tsys Guadagno, frequenza per frequenza e caso per caso, si ottiene la seguente tabella di SEFD, conseguenza delle tabelle 5.2.1, 5.2.2, 5.3.1.

		SEFD, <i>cool</i> LNAs (Jy)					
<i>Solution</i>		305 <i>MHz</i>	365 <i>MHz</i>	425 <i>MHz</i>	1300 <i>MHz</i>	1550 <i>MHz</i>	1800 <i>MHz</i>
<i>L3+Dipoli</i>		169	167	183	43	41	34
<i>coassiale</i>		125	93	73	22	23	21
<i>P2</i>		110	88	71	/	/	/
<i>L3</i>		/	/	/	43	41	34
<i>L2</i>		/	/	/	34	28	25
		SEFD, <i>warm</i> LNAs (Jy)					
<i>Solution</i>		305 <i>MHz</i>	365 <i>MHz</i>	425 <i>MHz</i>	1300 <i>MHz</i>	1550 <i>MHz</i>	1800 <i>MHz</i>
<i>L3+Dipoli</i>		222	226	251	105	103	98
<i>coassiale</i>		153	121	109	86	90	100
<i>P2</i>		137	117	102	/	/	/
<i>L3</i>		/	/	/	105	103	98
<i>L2</i>		/	/	/	101	99	103

*Tab. 5.3.2 System Equivalent Flux Density*

## RIFERIMENTI

- [1] S. Mariotti “Budget delle Temperature di Rumore e proposte di studio di nuovi illuminatori” GAI04-TM-10.0, febbraio 2006
- [2] G. Cortès “Antenna Noise Temperature Calculation” SKA technical memo series, ottobre 2004
- [3] G. Cortès “64m SRT final design report: optics and RF design”, Vertex Inc. TR-1385-001 Design Report RF Design.doc, maggio 2003

## 6. CONCLUSIONI

A fronte della grande quantità di variabili che occorre tenere in considerazione al fine di un progetto equilibrato e, per quanto possibile, ottimizzato, è necessario tentare un riassunto conclusivo.

Per rendere quanto possibile intelleggibile il lavoro fatto ci si concentri sulle tabelle 3.2.3, 5.2.1, 5.3.1 (o, equivalentemente, la 5.1.1) e 5.3.2 nella parte che considera LNA raffreddati: infatti, almeno in questa analisi di fattibilità, prendiamo ormai per scontato che gli amplificatori di entrambe le bande vengano raffreddati a 20K.

La parte di progetto in guida d'onda mostra che la soluzione a horn coassiali ottiene buone prestazioni, sebbene non raggiunga le specifiche generiche dei ricevitori SRT descritti nel cap.2, sia se confrontata con i risultati degli horn presi isolatamente, sia rispetto a soluzioni filari. E questo è vero per efficienza d'antenna, crosspolarizzazione e return loss (Tab. 3.2.3). Ci sono apparenti eccezioni, ad esempio la soluzione L3 mostra ottimi valori di efficienza mantenendo buoni valori di return loss e cross. Tuttavia questo vantaggio viene perso nel computo del SEFD (Tab. 5.2.1 e quindi anche 5.3.1), cioè allorquando si aggiunge l'effetto di rumore. Infatti la soluzione L3 ha la peggiore prestazione in termini di rumore captato (spillover), tanto da annullare il benefico effetto dell'alto guadagno d'antenna.

La soluzione coassiale in banda P difetta nella parte return loss agli estremi di banda e, dati i vincoli di dimensione, impone una connessione delle uscite a 300K con quelle a 20K che da sola potrebbe (dipende da quanto raffinato riuscirà il montaggio) essere responsabile di circa 8K sul totale di 15 di temperatura di ricevitore, cioè il 53% del totale ricevitore (fig. 4.3.2). Tuttavia nella stima di rumore complessiva, la  $T_{sys}$ , almeno per quella descritta in Tab. 5.2.1, 8K incidono solo per circa il 10-20% in banda P.

Ciò invece non accade in banda L a causa della possibilità di raffreddare l'omt.

La prestazione in crosspolarizzazione del banda L è dominata dall'horn, essendo l'omt (la giunzione turnstile più gli ibridi 180°) di oltre 20 dB migliore. Per la banda P al momento abbiamo solo il dato dell'horn, l'obiettivo è rendere anche qui trascurabile l'effetto aggiuntivo del prelievo dei probe insieme alla ricombinazione con ibridi 180°.

Il return loss, stante i valori mostrati in Tab. 3.2.3 se confrontati con la simulazione di fig. 4.2.3, è invece al momento dominato dai circuiti ibridi 180°, a valori ben peggiori della specifica richiesta. Per giunta, da prime prove effettuate sui componenti commerciali, essi tendono a peggiorare il loro return loss quando raffreddati. Se sembra affrontabile una soluzione ibridi in guida d'onda per la banda L, in alternativa della soluzione microstriscia tipica dei componenti commerciali, ciò non è possibile in banda P a causa delle dimensioni che mostrerebbe.

E' da rimarcare inoltre l'alto valore delle perdite d'inserzione della catena di componenti fino all'ingresso degli LNA. Per entrambe le bande tale perdita può arrivare ad attestarsi a circa 0.6dB. Da un punto di vista del rumore tale valore ha effetti trascurabili in banda L e marginali in banda P, ma solo a causa dell'effetto benefico del raffreddamento e se si riuscirà a mantenere entro i valori riportati gli effetti delle connessioni (Tab. 4.3.2.1). Invece questo alto valore di perdita si presta a una critica per ciò che concernerà la calibrazione che usualmente si fa con la marca di rumore durante l'osservazione. Tale marca è qui forzatamente iniettata appena prima del LNA, cosicché rimarrebbe non calibrata, cioè non tenuta in conto, una porzione di guadagno della catena ricevente, fino a circa 0.5dB in banda P e 0.4dB in banda L (vedi fig. 4.3.1 e 4.3.2). Ciò farebbe sbagliare rispettivamente del 11% e 9% rispettivamente la temperatura d'antenna data dalla sorgente, una inaccuratezza alta, per giunta da comporre con quella che è l'inaccuratezza della valutazione della marca di rumore, circa 5%. E' questa la ragione per cui la marca o dovrebbe essere iniettata quanto prima possibile nella catena ricevente, oppure ciò che viene prima della marca dovrebbe avere una

perdita di inserzione ben sotto il 5%, in modo da essere trascurabile rispetto alla fonte primaria di incertezza: un valore all'1% corrisponde a 0.05dB, il che solitamente avviene negli usuali ricevitori, cioè quelli in cui non è necessario aggiungere tutti i dispositivi passivi di cui alle fig. 4.3.1 e 4.3.2. Come fare? Una soluzione semplice potrebbe essere quella di tenere in conto numerico una misura diretta di tale perdita una volta per tutte. Stante il ragionamento fatto sopra, basterebbe una misura di perdita d'inserzione che sia accurata al decimo di dB.

Nonostante questo insieme di punti critici la soluzione coassiale proposta, che a questo punto si può affermare essere la strada da perseguire, mostra prestazioni di tutto rispetto. Anche nella stima approssimata mostrata in Tab. 5.3.2 (versione "cool LNA"), e che comunque andrà raffinata con un calcolo elettromagnetico di rumore captato, il SEFD in entrambe le bande è soddisfacente, soprattutto in banda L.

I valori riportati corrispondono a una sensibilità di  $23\div 40\text{mJy}$  per ogni 10MHz di larghezza banda e 1 sec di integrazione nella parte banda P. Corrispondono invece a  $3\text{mJy}$  per ogni 50MHz (la banda L è circa 5 volte più larga di quella P) di larghezza di banda e 1 sec di integrazione nella parte banda L.

Volendo fare un confronto con una realizzazione eseguita dai colleghi australiani di CSIRO per l'antenna di Parkes, un sistema anch'esso coassiale ma nelle bande  $648\div 712\text{MHz}$  e  $2.6\div 3.6\text{GHz}$  (rapporto 4.5 tra le due bande, proprio come il nostro caso), il SEFD è il parametro da confrontare. In [1] viene dichiarata una stima. Essa è fornita in dB piuttosto che in Jy, operando l'opportuna trasformazione si ottiene:

45Jy nella banda bassa,

35Jy nella banda alta

Nel fare il confronto con i risultati della nostra fattibilità occorre tenere presente che mentre la temperatura di brillanza della banda alta è identica a quella della nostra banda L, non così è per la banda bassa rispetto alla nostra banda P. A  $648\div 712\text{MHz}$  la  $T_b$  è sostanzialmente costante e vale 9K allo zenith (il che consente a CSIRO di ottenere una  $T_{\text{sys}}$  di 30K pur non raffreddando il ricevitore), mentre a  $305\div 425\text{MHz}$  va da 50 a 25K!

A conti fatti la realizzazione CSIRO ha un vantaggio "naturale" sulla  $T_{\text{sys}}$  di un fattore  $2\div 3$  sulla nostra nel confronto sulla banda bassa, e difatti il nostro SEFD è circa  $2\div 3$  volte il loro. A riprova di questo è il confronto sulle rispettive bande alte: laddove il contributo di cielo è identico e entrambi adottiamo la soluzione di raffreddare tutto il front-end il SEFD è del tutto confrontabile, la sola differenza risiedendo in una  $T_{\text{sys}}$  prevista nel nostro caso (15K) migliore della loro (25K).

## RIFERIMENTI

[1] Granet C. et al. "The designing, manufacturing, and testing of a dual-band feed system for the Parkes radiotelescope", IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 47 No. 3, giugno 2005