

**ASPETTI TECNOLOGICI
E DI PROGETTO DELL'ESPERIMENTO SPORt**

**Orfei Alessandro , Monari Jader
Istituto di Radioastronomia CNR Bologna
IRA 259/98**

INTRODUZIONE.....	5
AMPIEZZA DEI SEGNALI CELESTI ASPETTATI	8
IL RICEVITORE A CORRELAZIONE	10
DESCRIZIONE GENERALE DEL FUNZIONAMENTO DEL RICEVITORE DI SPORT.....	12
HORN, POLARIZZATORE E ORTOMODO.....	16
PREAMPLIFICATORI CRIOGENICI (LOW NOISE AMPLIFIERS)	18
DISCRIMINATORE DI FASE	20
RIVELAZIONE.....	23
TECNICA MODULATED CARRIER AMPLIFIERS / LOCK-IN	25
PHASE DETECTOR E CIRCUITI LF	29
QUANTI BIT DEVE AVERE IL CONVERTITTORE ADC?.....	32
LIVELLO DELLA MARCA E COSA SUCCEDA QUANDO VIENE INIETTATA	34
SCHEMA DETTAGLIATO DEI DUE RAMI DEL CORRELATORE	36
CONSIDERAZIONI PER LE INTERFERENZE IN BANDA E FUORI BANDA	39
QUANTO DEVE ESSERE STABILE LA TEMPERATURA AMBIENTE PER EVITARE UN DEGRADO DI SENSIBILITA'?	42
PREGI DELLA MODULAZIONE NEI RIGUARDI DELLA DISPERSIONE DELLE CARATTERISTICHE DEI DIODI..	49
PRESTAZIONI PREVISTE.....	52
SPECIFICHE COMPONENTI.....	55
CONCLUSIONI.....	61
RIFERIMENTI	62

INTRODUZIONE

INTRODUZIONE

SPOrt, acronimo di *Sky Polarization Observatory*, e' un'esperimento scientifico approvato da ESA (European Space Agency) e finanziato da ASI (Agenzia Spaziale Italiana) che ha come scopo la misura nel campo radio della emissione polarizzata del cielo, somma della componente galattica ed extra-galattica (Cosmic Microwave Background).

In risposta all' "Announcement of Opportunity" bandito da ESA nel 1996 per la sistemazione di payload scientifici a bordo della ISSA (International Space Station Alpha), pervennero oltre 100 proposte dai piu' disparati settori scientifici.

Di questi progetti ESA nel 1997 ne ha selezionati 11 fra cui solo uno concepito totalmente in Italia, SPOrt.

SPOrt, in aggiunta, risulta essere l'unico payload scientifico a microonde inviato sulla stazione spaziale per scopi radioastronomici.

SPOrt prevede la collaborazione di Istituzioni scientifiche Italiane e straniere e partner industriali per la costruzione dello strumento.

Fra i primi sono coinvolti come Istituzioni CNR ITESRE, cui appartiene il PI S. Cortiglioni, IRA, IFCAI, CESPAS mentre come Università il dipartimento di Fisica di Milano e Firenze, e il dipartimento di Elettronica del Politecnico di Torino.

ALENIA Aerospazio, Laben e CSELT sono i partner industriali che dovranno realizzare il payload.

L'esperimento prevede la costruzione, e l'integrazione in un unico box (vedi figura 1), di quattro radiometri a correlazione alle frequenze di 22, 32, 60 e 90 GHz con larghezza di banda del 10%. Il sistema contenente i radiometri (payload) verra' installato su un Express Pallet Adapter (EXPA) della ISSA nel 2002 (la consegna alla NASA e' prevista per la fine del 2000, inizio 2001) e vi permarrà per almeno un anno e mezzo.

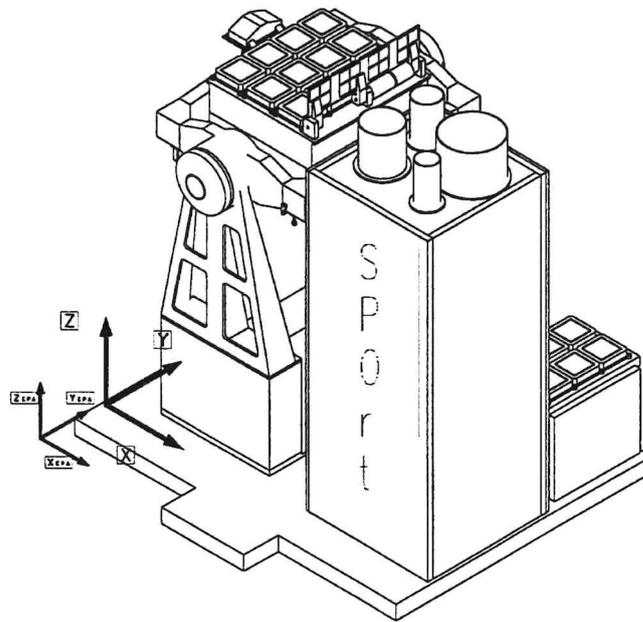


Figura 1: L'esperimento SPORt insieme a Expose posti sull'Express Pallet assegnato.

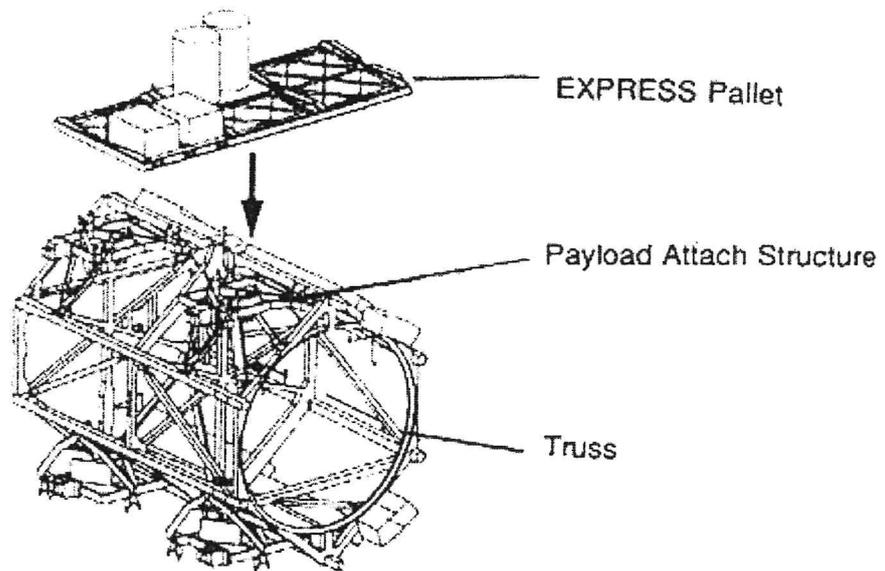


Figura 2: Alloggiamento dell'Express Pallet sulla ISSA

**AMPIEZZA DEI SEGNALI CELESTI
ASPETTATI**

AMPIEZZA DEI SEGNALI CELESTI ASPETTATI

I valori indicativi dell'ampiezza dei segnali aspettati calcolati partendo da un contributo della CMB costante a 2.73 K piu' un contributo galattico variabile tra un minimo ed un massimo (minimo di 20 K e massimo 150 K a 408 MHz) estrapolato in frequenza con una legge di potenza con indice spettrale -2.7 e polarizzazione del segnale galattico compresa tra l' 1% e il 10% del segnale galattico sono:

<i>Frequenza (GHz)</i>	20	32	60	90
<i>Segnale celeste totale CMB (K)</i>	2.728	2.728	2.728	2.728
<i>Galassia Max. (K)</i>	$40 \cdot E^{-4}$	$9 \cdot E^{-4}$	$1.5 \cdot E^{-4}$	$0.7 \cdot E^{-4}$
<i>Galassia Min. (K)</i>	$5 \cdot E^{-4}$	$1 \cdot E^{-4}$	$0.3 \cdot E^{-4}$	$0.1 \cdot E^{-4}$
<i>Totale (K)</i>	2.73	2.73	2.73	2.73
<i>Potenza in antenna (dBm)</i>	-101	-99	-96	-94

Tabella 1: Segnale celeste da rivelare

<i>CMB (K)</i>	$<3 \cdot E^{-6}$	$<3 \cdot E^{-6}$	$<3 \cdot E^{-6}$	$<3 \cdot E^{-6}$
<i>Galassia Max. (K)</i>	$30 \cdot E^{-5}$	$9 \cdot E^{-5}$	$1.5 \cdot E^{-5}$	$1 \cdot E^{-7}$
<i>Galassia Min. (K)</i>	$5 \cdot E^{-6}$	$2 \cdot E^{-6}$	$0.3 \cdot E^{-6}$	$1 \cdot E^{-9}$
<i>Totale pol. (K)</i>	$<30 \cdot E^{-5}$	$<9 \cdot E^{-5}$	$<1.5 \cdot E^{-5}$	$<3 \cdot E^{-6}$
<i>Potenza in antenna (dBm)</i>	<-144	<-149	<-157	<-169

Tabella 2: Segnale polarizzato da rivelare

Come si nota da tabella, l'osservabile dell'esperimento, la parte polarizzata del cielo, e' stimabile in valori che vanno da qualche centinaio di microkelvin alla frequenza piu' bassa per quanto riguarda il contributo galattico, fino a solo qualche microkelvin, o forse meno, alla piu' alta inerente la CMB. Per ottenere questo risultato occorre realizzare ricevitori in cui i fenomeni di rumore non gaussiano, drift, polarizzazione strumentale, asimmetrie del circuito, eccetera, siano o eliminati completamente o comunque talmente stabili da essere ragionevolmente caratterizzati in fase di messa a punto.

L'integrazione dei dati per l'intera durata della missione provvedera' invece a diminuire il rumore gaussiano ai livelli di sensibilita' prima esposti.

Questo rapporto interno affronta i molteplici aspetti di progetto e di prestazioni ottenibili utilizzando componenti, tecniche circuitali e metodi allo stato dell'arte della tecnologia.

IL RICEVITORE A CORRELAZIONE

IL RICEVITORE A CORRELAZIONE

Un segnale di intensità pari a quello descritto precedentemente, non può essere rilevato istantaneamente con qualunque tipo di strumento. È quindi necessario adottare un sistema che in fase di processing dei dati, grazie ad un'operazione di integrazione, faccia emergere il segnale utile (sempre se esiste) dal rumore gaussiano complessivo.

Unica componente non eliminabile risulta essere il rumore non gaussiano che chiaramente deve essere minimizzata.

Possiamo dedurre dai valori dei segnali che si vorrebbero rivelare, le specifiche di base dei ricevitori di SPORt:

1. Adottare preamplificatori il cui rumore intrinseco sia minimizzato.
2. Adottare tecniche criogeniche per raffreddare i preamplificatori, per minimizzare la temperatura di sistema compatibilmente con l'ambiente spaziale (basse potenze disponibili e dissipabili, poco spazio per collocare i sistemi criogenici come quelli usati sulla terra).
3. Utilizzare un ricevitore con un'architettura a correlazione, oltre che per rivelare i parametri di Stokes, per ottenere una immunità migliore possibile alle fluttuazioni di guadagno degli amplificatori.
4. Adottare tecniche di modulazione che minimizzino gli effetti del rumore non gaussiano, di drift e di offset dei componenti rivelatori che mascherano il valore vero del segnale.

Il ricevitore a correlazione risulta essere composto da due rami di amplificazione accoppiati da un lato ad una sola antenna e dall'altro ad un correlatore. L'uscita del correlatore metterà in evidenza solo il segnale polarizzato linearmente proveniente dal cielo.

Verrà sfruttata un'altra proprietà considerevole di nota di questi tipi di ricevitori, l'immunità alle instabilità di guadagno sulle catene di amplificatori e soprattutto il rumore 1/F dei preamplificatori che, con bande larghe e tempi di integrazione lunghi, degraderebbero irrimediabilmente la misura. È possibile dimostrare che le instabilità di guadagno sui due rami del correlatore non peggioreranno le prestazioni in sensibilità del nostro sistema fintanto che incorrelate.

La sensibilità teorica del ricevitore a correlazione risulta essere:

$$\Delta T = k \cdot T_{\text{sys}}$$

$$\text{con } k = \sqrt{2 \frac{1}{b \cdot t}}$$

dove T_{sys} = Temperatura di sistema

b = Banda RF

t = Tempo di integrazione

**DESCRIZIONE GENERALE DEL
FUNZIONAMENTO DEL RICEVITORE DI
SPOrt**

DESCRIZIONE GENERALE DEL FUNZIONAMENTO DEL RICEVITORE DI SPORTE

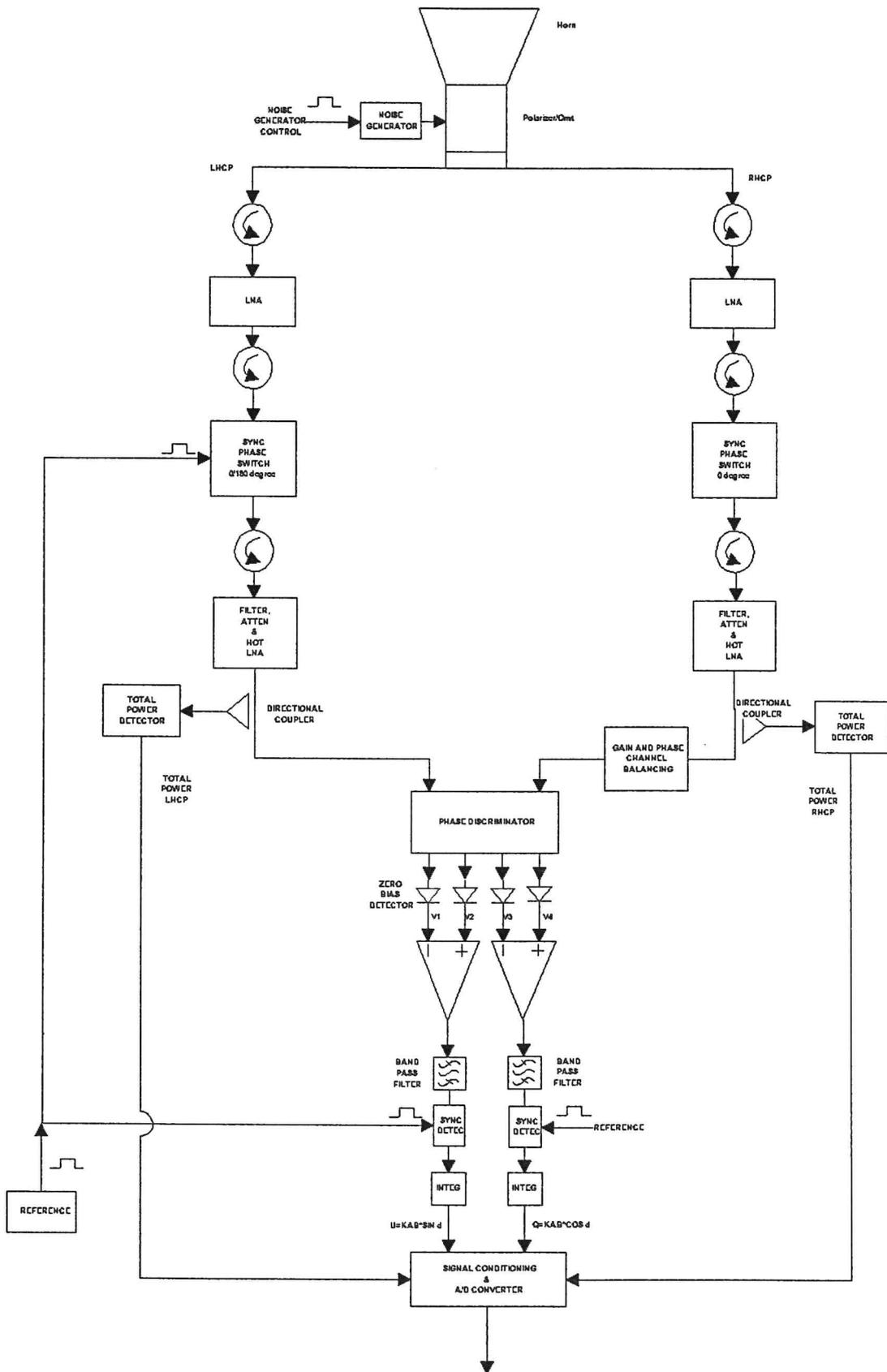


Figura 3

Dopo l'Horn, l'onda e.m. viene suddivisa nelle due componenti polarizzate circolarmente destrorsa e sinistrorsa mediante l'impiego di un polarizzatore.

$$E_L = E_{L,n} + E_{L,p} \quad E_R = E_{R,n} + E_{R,p}^1$$

L'OMT (Ortho Mode Transducer) consentirà di dividere le polarizzazioni sui due canali del ricevitore. Per garantire il massimo di isolamento tra uscita OMT e ingresso dei preamplificatori LNA, vengono posti all'ingresso di ciascun ramo due circolatori. Inoltre ciò minimizza la parte del segnale di un ramo riflesso all'ingresso dell'altro, ed evita un'extra segnale correlato indistinguibile da quello vero sia misurato.

Dopodiché il segnale viene amplificato con preamplificatori raffreddati a 80K circa, modulato (vedere paragrafo dedicato), filtrato e amplificato ulteriormente sempre a radiofrequenza.

Questi ultimi componenti risultano essere i meno critici di tutta la catena del ricevitore in quanto funzionano a temperature di 300K e inoltre non devono avere caratteristiche particolarmente performanti dal punto di vista del rumore.

Per quanto riguarda i filtri, essi sono utilizzati essenzialmente per definire uno shape in banda cioè limitare all'indispensabile la potenza all'ingresso del secondo amplificatore ed evitare intermodulazioni (cio' risulta utile in presenza di eventuali interferenze). Resta valido il discorso che per eliminare le dissimmetrie dei due rami del ricevitore, i componenti delle due catene RF devono avere caratteristiche di fase e guadagno più simili possibile.

Per rivelare i parametri caratteristici della polarizzazione lineare, Q e U, i segnali provenienti dai due rami del ricevitore vengono correlati da un circuito particolare denominato discriminatore di fase (Phase Discriminator).

La rivelazione viene fatta mediante un circuito a "square law", mediante l'impiego di diodi schottky zero bias detectors. I segnali in uscita di questi dispositivi vengono poi mandati a un amplificatore differenziale per eliminare i valori comuni presenti su ciascuna delle due uscite. Infine vengono demodulati mediante due rivelatori di fase sincroni.

I circuiti di condizionamento che seguono l'integratore servono per adattare il segnale all'uscita al range dinamico del convertitore ADC.

La conversione analogica digitale viene eseguita mediante un circuito avente una risoluzione sufficiente in modo che ENOB (Effective Number Of Bits) corrisponda almeno alla sensibilità teorica che si vuole raggiungere.

Si perviene ad uno schema quale quello riportato in figura 3.

Come si nota dal disegno, non esistono conversioni intermedie di frequenza, ciò garantisce:

- 1) Bande relative piccole (10% della frequenza centrale) ma in assoluto grandi (2.2, 3.2, 6, 9 GHz) per ottenere una miglior sensibilità.
- 2) Semplicità progettuale del radiometro a conversione diretta.
- 3) Non avendo oscillatori locali non è necessario fornire criteri di stabilità che potrebbero creare problemi in una missione spaziale.
- 4) Minor componentistica con conseguente incremento di affidabilità.

¹ Gli indici p ed n si riferiscono rispettivamente alla componente polarizzata e a quella non polarizzata della radiazione incidente

5) Minore potenza assorbita.

Si sono disegnati quattro ricevitori ben separati in frequenza: 22, 32, 60, 90 GHz. La scelta della frequenza più bassa, 22 GHz, è dettata principalmente dalle dimensioni dell'antenna, quella della frequenza più alta, 90 GHz, dalla banda dei preamplificatori e dalla criticità di realizzazione all'interno della finestra fissata per motivi astrofisici.

Una volta disegnato lo schema del ricevitore si sono adottate soluzioni progettuali per perseguire gli obiettivi scientifici quali:

1. Reperimento di amplificatori Front-ends a basso rumore (LNA) raffreddati a circa 80K per ottimizzare il rumore di sistema.
2. Reperimento delle specifiche fondamentali dei vari componenti che compongono il ricevitore, tramite una dettagliata ricerca di mercato per lo studio di fattibilità e per calcolare le temperature di sistema.
3. Quattro antenne a corno corrugato (CFH) con lo stesso HPBW=7°, seguite da un Polarizzatore Circolare (CP) e da un Trasduttore Ortomodo (OMT), che forniscono le due componenti da correlare. Le considerazioni di carattere scientifico e la necessità di evitare l'uso di ottiche riflettive che introducono effetti spuri non sempre controllabili hanno indotto a scegliere questa configurazione. Ciò facilita inoltre l'ottimizzazione di parametri essenziali, quali i lobi secondari e l'isolamento tra le due polarizzazioni, che incidono sensibilmente sulla qualità delle misure.

Iniziamo ora a descrivere in dettaglio le parti più importanti che compongono i radiometri.

HORN, POLARIZZATORE E ORTOMODO

HORN, POLARIZZATORE E ORTOMODO

Le prestazioni di ciascun sistema di antenna sono il risultato della combinazione delle caratteristiche elettromagnetiche di ogni parte componente e devono essere compatibili con le dimensioni d'ingombro imposte dal pay-load e dai limiti tecnologici e costruttivi.

Gli illuminatori devono operare su una banda del 10% con prestazioni eccellenti in termini di polarizzazione incrociata e di lobi laterali. Il fascio di antenna e' fissato a 7°.

Per il sistema di antenna le prestazioni richieste in termini di cross polarizzazione sono meglio di -40dB e per quanto riguarda il diagramma di illuminazione polare si richiede l'assenza di lobi entro un angolo di ±45°. Ovviamente deve essere minimizzato il valore dell'Insertion loss (valore richiesto minore di 0.5dB), per l'effetto che ha sulla entita' delle temperature di sistema.

In tabella riportiamo le specifiche principali che devono avere i sistemi di antenne.

<i>F (GHz)</i>	22	32	60	90
<i>HPBW</i>	7	7	7	7
<i>Return loss [dB]</i>	<-28	<-28	<-28	<-28
<i>Isolation [dB]</i>	<-40	<-40	<-40	<-40
<i>Cross-polar [dB]</i>	<-40	<-40	<-40	<-40
<i>Insertion loss [dB]</i>	TBM ²	TBM	TBM	TBM

Tabella 3

Inoltre si prevede di adottare un sistema di calibrazione dei 2 canali di ogni polarimetro mediante l'iniezione a monte del polarizzatore di un opportuno segnale derivato da una sorgente interna di rumore e polarizzato a 45°. Tale segnale verra' periodicamente iniettato nel circuito grazie a un accoppiatore direzionale.

In fase di progetto preliminare si sono calcolate le dimensioni meccaniche delle antenne a 22 e 90GHz in modo da individuare le criticita' costruttive e l'ingombro massimo all'interno del pay load.

<i>Frequenza</i>	22GHz	90GHz
<i>Horn corrugato</i>	580mm	140mm
<i>Accoppiatore direzionale</i>	50mm	12mm
<i>Polarizzatore</i>	50mm	12mm
<i>OMT</i>	50mm	12mm
<i>Totale</i>	730mm	176mm

Tabella 4

² To Be Minimized

PREAMPLIFICATORI CRIOGENICI
(Low Noise Amplifiers)

PREAMPLIFICATORI CRIOGENICI (Low Noise Amplifiers)

Questi componenti costituiscono gli elementi di base delle due catene (per ciascun canale di frequenza) cui è affidato il compito di amplificare il segnale proveniente dal sistema di antenna.

E' in fase di realizzazione un accordo con NRAO, che fornisce HEMT LNA per la missione MAP della NASA, che rende possibile l'impiego di questi dispositivi anche per il progetto SPOrt. Le frequenze di lavoro, la temperatura di rumore e il guadagno degli LNA ora disponibili sono riportate di seguito:

BAND (GHz)	FREQ. RANGE (GHz)	T. AMB (K)	GAIN (dB)	T. NOISE (K)
W	82-105	300	31	450
		80	35	95
		20	35	65
V	53-69	300	31	300
		80	35	60
		20	35	45
Ka	28-37	300	32	115
		80	35	32
		20	35	18
K	20-25	300	32	85
		80	37	21
		20	37	15

Tabella 5

In questo modo diventa anche praticabile per SPOrt la scelta di una o più frequenze operative comuni con MAP (22, 30, 60, 90 GHz).

L'adozione di HEMT LNA di ultima generazione semplifica notevolmente il design della parte radiometrica ed è stata considerata (verificata la compatibilità di fornitura nei limiti di tempo imposti dal programma spaziale) la soluzione migliore e finale per la parte di front end del progetto SPOrt. Alternativa possibile era l'uso degli amplificatori parametrici fino alla frequenza di 60GHz forniti dal Space Research Institute di Mosca.

DISCRIMINATORE DI FASE

DISCRIMINATORE DI FASE

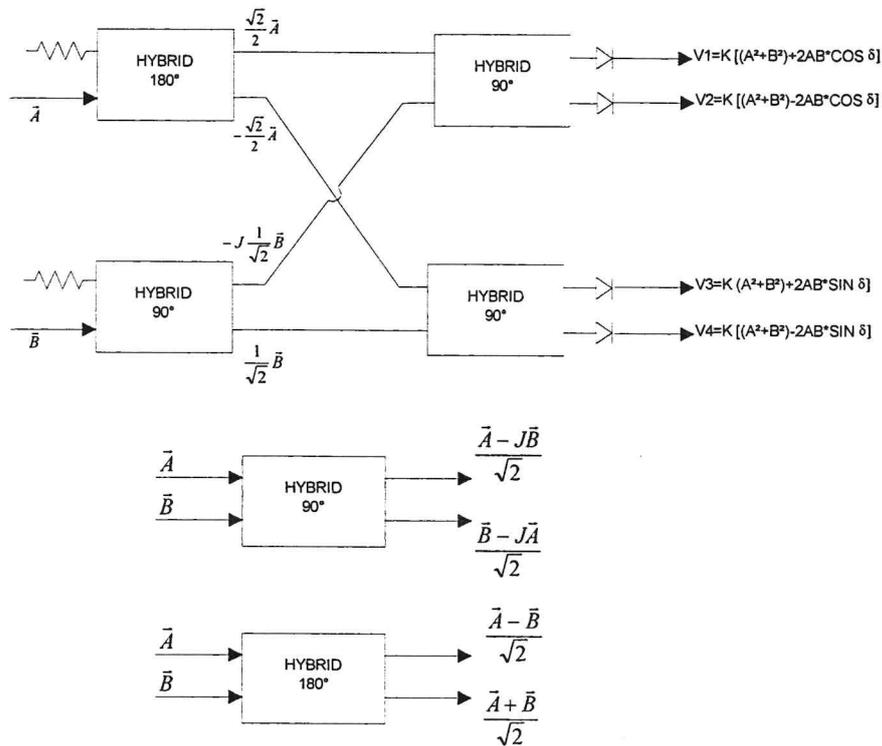


Figura 4

E' un componente che attraverso la combinazione di circuiti ibridi passivi riceve due segnali in ingresso **A** e **B** proporzionali al campo elettrico left e right e in uscita produce quattro segnali di tensione, una volta rivelati, pari a:

$$\vec{A} = a_1 + ja_2 = A \cos \alpha + jA \sin \alpha$$

$$\vec{B} = b_1 + jb_2 = B \cos \beta + jB \sin \beta$$

$$A = |\vec{A}|$$

$$B = |\vec{B}|$$

$$\delta = \vartheta + \varphi = (\alpha - \beta) + \varphi$$

$$V1 = k \left| \frac{\vec{A} - \vec{B}}{2} \right|^2 = \frac{k}{4} (A^2 + B^2 - 2AB \cos \delta)$$

$$V2 = k \left| \frac{\vec{A} + \vec{B}}{2} \right|^2 = \frac{k}{4} (A^2 + B^2 + 2AB \cos \delta)$$

$$V3 = k \left| \frac{\vec{B} - j\vec{A}}{2} \right|^2 = \frac{k}{4} (A^2 + B^2 + 2AB \sin \delta)$$

$$V4 = k \left| \frac{\vec{A} - j\vec{B}}{2} \right|^2 = \frac{k}{4} (A^2 + B^2 - 2AB \sin \delta)$$

dove $\delta = \vartheta + \phi$ con ϑ angolo tra le componenti E_x ed E_y della polarizzazione lineare, ϕ eventuale sfasamento introdotto da differenze tra le lunghezze elettriche dei due canali e k coefficiente moltiplicativo.

I termini $AB \cos \delta$ e $AB \sin \delta$ costituiscono i parametri Q e U di Stokes e quindi per isolarli dai termini di potenza $A^2 + B^2$, le uscite $A1, A2$ e $A3, A4$ vengono mandate a coppie all'ingresso di un amplificatore differenziale. Se la radiazione non e' polarizzata ϑ varia casualmente nel tempo, i valori medi di $\sin \vartheta$ e $\cos \vartheta$ sono nulli e quindi Q e U sono rispettivamente nulli.

Questi componenti non sono commercialmente disponibili a frequenze maggiori di 18 GHz, tantomeno per impieghi spaziali. Per questo motivo questi componenti verranno espressamente progettati e costruiti all'interno della collaborazione di SPORt e in particolare su supporto a microstriscia per le frequenze piu' basse di 22 e 32 GHz, mentre in guida d'onda per le frequenze piu' alte di 60 e 90 GHz.

In fase di progettazione e' stato simulato con il calcolatore il dispositivo onde ottenere una valutazione degli errori per la struttura non ideale. In questo momento sono state proposte diverse tipologie realizzative. Queste ultime saranno studiate dal punto di vista dell'accuratezza e della sensibilita' ai parametri meccanici ed elettrici non ideali. Riportiamo le specifiche che si vogliono ottenere per la realizzazione del phase discriminator per tutte le frequenze.

<i>Attenuazione [dB]</i>	<10dB
<i>Isolamento relativo dei quattro canali d'uscita [dB]</i>	>40dB
<i>Isolamento dei due canali di ingresso [dB]</i>	>40dB
<i>Return loss in ingresso</i>	<-30dB
<i>Phase error</i>	<10%

Tabella 6

RIVELAZIONE

RIVELAZIONE

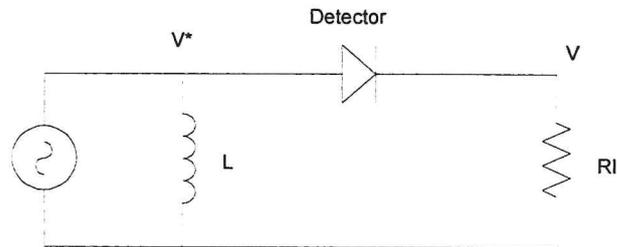


Figura 5

Il circuito rivelatore risulta essere uno Schottky zero bias detector. Si e' preferito di usare questo tipo di componente perche' riduce la complessita' circuitale (non esiste la polarizzazione), perche' il rumore $1/F$ intrinseco e' minimizzato e semplifica il disegno della rete di adattamento di impedenza all'ingresso, molto importante per ottenere rendimenti di conversione piu' alti possibile.

Tutto questo pero' non e' gratuito: infatti l'assenza di polarizzazione fa si che l'impedenza equivalente del diodo risulta essere estremamente dipendente alle fluttuazioni della temperatura ambiente e cio' provoca inevitabili drift sulla componente continua rivelata.

In tabella riportiamo le specifiche dei diodi per tutte le frequenze.

<i>Coefficiente di conversione K</i>	$>500\text{mV/mW}$
<i>Efficienza effettiva η</i>	$>90\%$
<i>Fattore di calibrazione Kb</i>	$>90\%$

Tabella 7

**TECNICA MODULATED CARRIER
AMPLIFIERS / LOCK-IN**

TECNICA MODULATED CARRIER AMPLIFIERS / LOCK-IN

Amplificare direttamente una tensione continua con segnali da rivelare al di sotto del rumore comporta notevoli problemi, soprattutto in questo contesto in cui il segnale da misurare e' estremamente piccolo. Infatti a causa delle instabilita' di temperatura ambiente che influenzano i parametri che compongono la catena di amplificazione l'uscita utile fluttuera' ad una frequenza proporzionale alle variazioni di questi ultimi.

Se la tensione da misurare diventa comparabile con l'entita' del drift, la misura sara' afflitta da una grossa incertezza.

Tali effetti di scostamento, come abbiamo gia' accennato prima, nascono per vari motivi quali il drift termico introdotto dai vari componenti oppure dal rumore $1/F$ introdotto dai dispositivi a semiconduttore.

Nel nostro caso il drift termico potrebbe essere generato dai detectors zero bias, che sono estremamente sensibili alle variazioni di temperatura ambiente , mentre il rumore $1/F$ viene introdotto dal circuito differenziale e dagli amplificatori a bassa frequenza che determinano il guadagno.

Per fissare meglio le idee riassumiamo le cause che nel nostro caso degradano la rivelazione:

- A- Presenza di rumore non gaussiano che non si elimina con l'integrazione, generato dall'amplificatore differenziale e di guadagno.
- B- Drift e offset dei componenti rivelatori che mascherano il valore vero del segnale e dispersione delle loro caratteristiche.

L'effetto di tali problemi viene schematicamente visualizzato in figura.



Figura 6

Alla luce di questi fatti, tale problema puo' essere aggirato modulando opportunamente il segnale che percorre i rami del ricevitore.

Nel nostro caso particolare, viene usato uno switch $0/180^\circ$ di fase inserito in ogni ramo del ricevitore. La frequenza di commutazione f_{chop} e' generalmente compresa tra qualche centinaio di Hz a qualche migliaio di Hz e viene scelta in base a:

- A- Il contributo del rumore $1/F$ generato dal differenziale a queste frequenze sia trascurabile
- B- Le basse frequenze corrispondenti all'inverso dei periodi di oscillazione dei drift e offset non rientrino nella banda video selezionata.

Esso assume la caratteristica del segnale nella figura , in alto e' mostrato il segnale modulato mentre nelle due figure in basso dopo la rivelazione e la demodulazione sincrona..

Demodulando in modo sincrono il segnale di uscita verra' restituito, amplificato di un certo valore senza che sia l'amplificatore a imporre la banda di rumore e tutte le frequenze indesiderate verranno tagliate. La banda di rumore viene definita dal successivo integratore, avendo gia' precedentemente amplificato il segnale utile tale da rendere il rapporto $S/N > 1$.

Tutto l'anello di amplificazione con il generatore del segnale di riferimento, si chiama Lock-in amplifier.

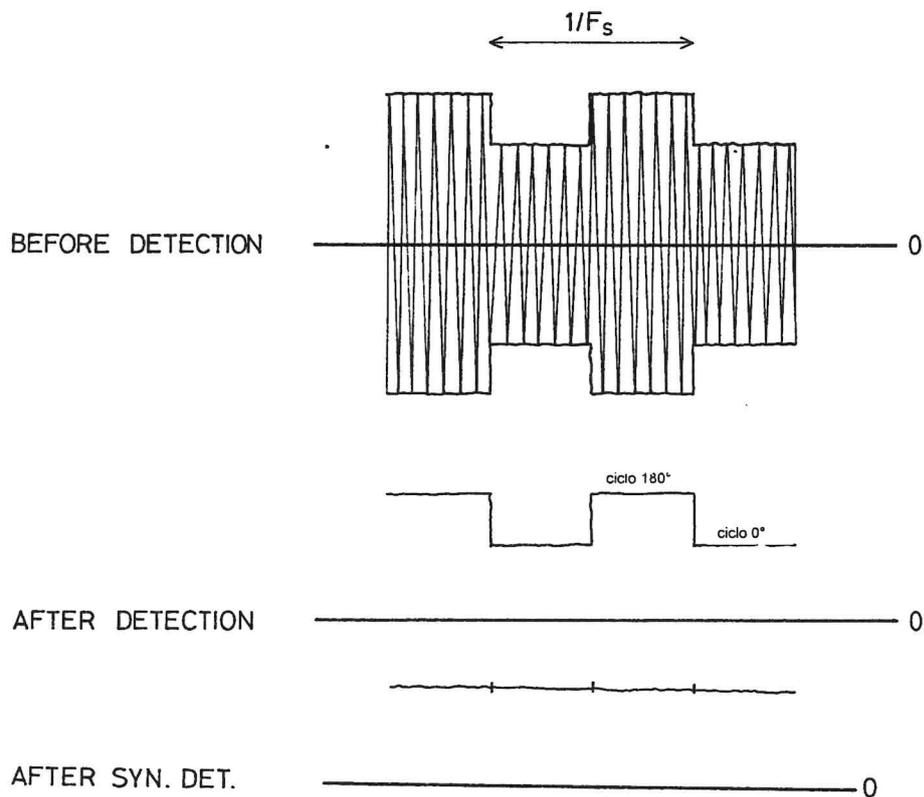


Figura 7

Grazie alle proprieta' del correlatore, le fluttuazioni di guadagno introdotte da ogni catena di amplificazione non vengono prese in considerazione.

Cio' e' vero solo in teoria; infatti nei correlatori reali rimarra' comunque un residuo indesiderato che generera' un'errore all'uscita. Per evitare questo effetto dovremo includere piu' stadi possibili nell'anello lock-in, senza pero' degradare le prestazioni in termini di rumore del ricevitore.

Infatti, per evitare cio', i due sfasatori vengono inseriti dopo gli LNA criogenici; inoltre, come si nota dalla figura, vi sono due elementi uguali per eguagliare i ritardi su entrambi i rami del correlatore anche se in realta' ne verra' utilizzato uno solo per sfasare il segnale tra 0 e 180 gradi.

PHASE DETECTOR E CIRCUITI LF

PHASE DETECTOR E CIRCUITI LF

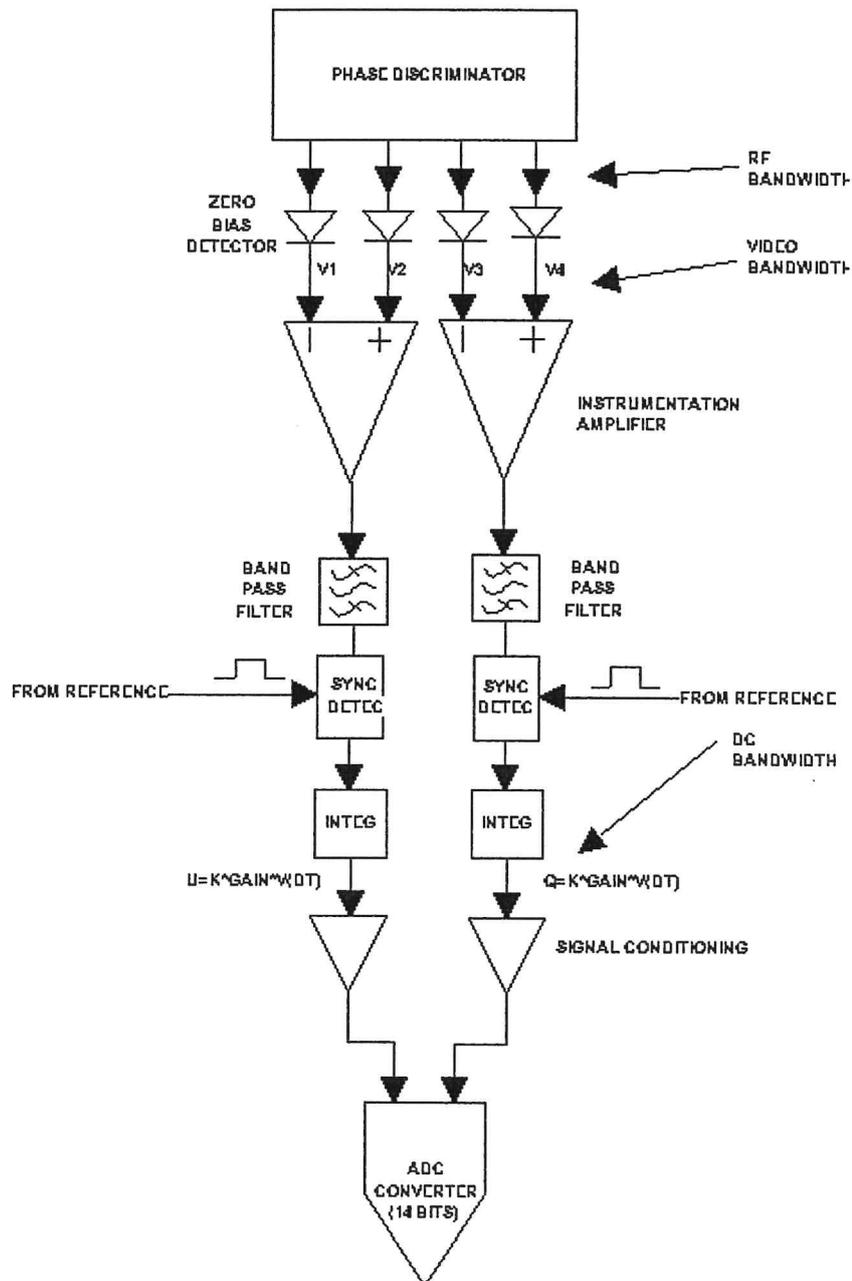


Figura 8

Il Phase Detector rivela in maniera sincrona il segnale all'uscita del differenziale. Segue il filtro passa basso che definisce la banda di rumore del segnale di uscita, il valore della costante di integrazione e' scelto in base alle caratteristiche di sensibilita' che si desiderano dal ricevitore.

Dalla seguente formula si puo' dedurre la frequenza di taglio e la banda in funzione del tempo di integrazione:

$$b = \frac{1}{2t} = \frac{1}{4RC} = \frac{\pi}{2} \cdot fc$$

Nel nostro caso cosiderando $t=1\text{sec}$ otteniamo una frequenza di taglio di 0.3Hz e una banda di 0.5Hz.

All'uscita del filtro si avra' un valore di tensione DC pari a;

$$V_{out} = K \cdot Gain \cdot P(\Delta T)$$

Dove:

- Gain e' il guadagno dell'amplificatore video e del differenziale a meno dell'attenuazione del rivelatore sincrono e del filtro passa basso.
- k fattore di conversione mV/mW del diodo detector
- $P(\Delta T)$ valore di potenza RMS corrispondente alla sensibilita' istantanea dello strumento all'ingresso del detector.

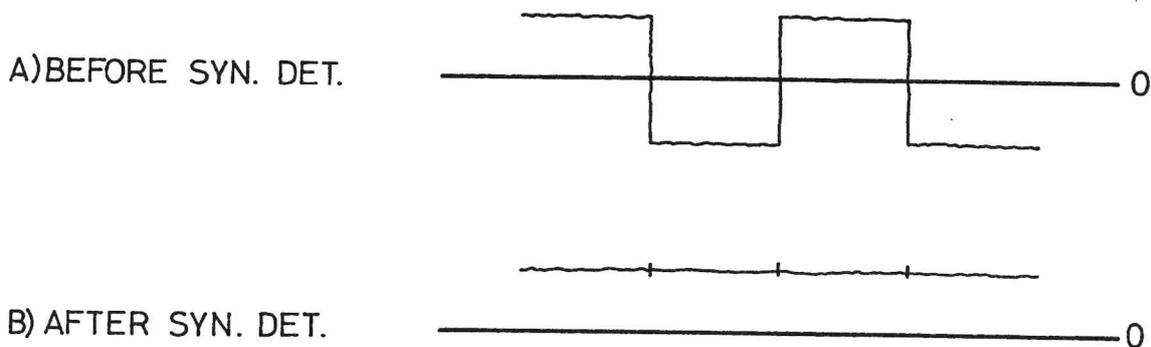


Figura 9

I circuiti di condizionamento che seguono l'integratore servono per adattare il segnale all'uscita del filtro al range dinamico (RD) del convertitore ADC meno una percentuale (P) che dipende dalle fluttuazioni che derivano dalle instabilita' di sistema del ricevitore. Il guadagno complessivo di tale amplificatori sara' pari a:

$$G_{tot} = \frac{RD \cdot (1 - P)}{V_{out}}$$

**QUANTI BIT DEVE AVERE IL
CONVERTITORE ADC?**

QUANTI BIT DEVE AVERE IL CONVERTITORE ADC?

Dalla tabella 1 si è notato che i segnali polarizzati minimo e massimo sono compresi tra valori compresi tra $1\mu\text{K}$ e 1mK e perciò un range dinamico dell'ordine di grandezza di 1000 counts ($1\text{mK}/1\mu\text{K}$) può essere ben servito da un ADC di una dozzina di bit (considerando gli ultimi due bit incerti). Tenendo un certo margine sembrerebbe quindi che un convertitore a 14 bit, sia più che sufficiente per i nostri scopi.

Per quanto riguarda la frequenza di campionamento del convertitore, tale valore deve essere almeno il doppio ($F_c=2 \cdot F_{\text{max}}$) della massima frequenza del segnale di ingresso.

Dal momento che F_{max} del segnale da convertire è pari a 0.3Hz , il convertitore dovrà campionare almeno a circa 1Hz .

**LIVELLO DELLA MARCA E COSA
SUCCEDE QUANDO VIENE INIETTATA**

LIVELLO DELLA MARCA E COSA SUCCEDDE QUANDO VIENE INIETTATA

Come si nota dallo schema di pagina 15, tramite un accoppiatore direzionale, nel polarizzatore, viene iniettata una marca di rumore bianco polarizzato a 45 gradi.

In questo modo meta' potenza di essa fluira' nel canale Left e meta' nel canale Right. Essa sara' rivelata anche dal phase discriminator in quanto queste risultano essere due componenti correlate.

La prima cosa da chiarire e' a cosa serve inserire una marca.

Gli scopi possono essere due:

1. Per calibrare le uscite Total power
2. Per calibrare le uscite Q e U del correlatore

Nel primo caso, il livello della marca dovrebbe essere paragonabile come intensita' al segnale che proviene dal cielo non polarizzato (e pertanto dell'ordine dei Kelvin).

Nel secondo caso, il livello della marca deve essere paragonabile al segnale che viene rivelato istantaneamente all'uscita Q e U del correlatore (la sensibilita' istantanea e' dell'ordine dei milliKelvin).

I guadagni della parte a frequenza video e della parte a radio frequenza sono stati ottimizzati per segnali di intensita' pari alla sensibilita' del ricevitore. Questo significa che iniettare una marca come nel caso 1, provocherebbe un overflow dell'uscita digitale della parte correlata. E' anche vero pero' che iniettando una marca come nel caso 2, non si otterrebbero variazioni apprezzabili dell'uscita Total Power per poter fare una calibrazione corretta.

Cio' che si potrebbe fare e' inserire pochi attimi prima della iniezione della marca sfruttando il segnale TTL di accensione del generatore di rumore, degli attenuatori nella parte BF.

In questo modo, calibrando opportunamente il valore degli attenuatori, potremo mantenere il valore del segnale in tensione corrispondente alla iniezione della marca, sempre compreso nell'intervallo del range dinamico del convertitore ADC. Attenzione pero' che questo circuito non risolve il problema mK/K, ma fa si che l'ADC della parte correlata non saturi. Altra metodologia potrebbe essere quello di inserire in due istanti diversi due marche di valore diverso, per calibrare nel primo istante le uscite Total power e nell'altro le uscite Q e U del correlatore.

SCHEMA DETTAGLIATO DEI DUE RAMI DEL CORRELATORE

SCHEMA DETTAGLIATO DEI DUE RAMI DEL CORRELATORE

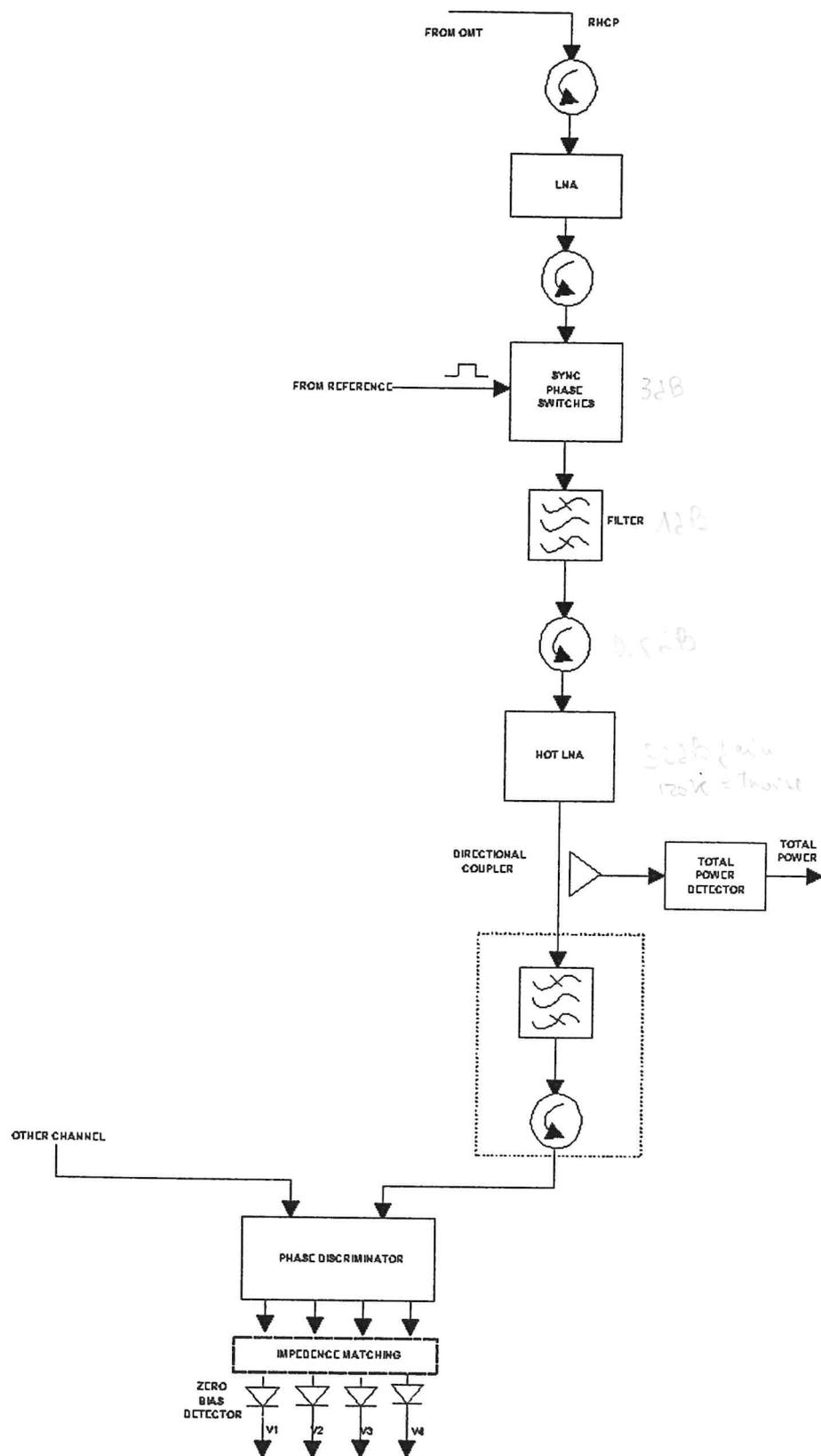


Figura 10

Come si nota da figura, abbiamo inserito dei circolatori e un filtro per minimizzare le riflessioni e limitare la potenza di rumore all'ingresso del secondo amplificatore nella parte RF del ricevitore.

Nel caso che i diodi non vengano integrati nel phase discriminator ma siano dei componenti discreti, dal momento che nella maggior parte dei casi l'adattamento all'ingresso non e' molto buono si potrebbe inserire un'ulteriore rete che limita le riflessioni.

I dispositivi presenti nel riquadro tratteggiato costituiscono elementi che possono, se e' possibile, essere integrati nel phase discriminator. Essi sono stati previsti per migliorare gli adattamenti fra i vari dispositivi accoppiati dopo il secondo amplificatore.

**CONSIDERAZIONI PER LE
INTERFERENZE IN BANDA E FUORI
BANDA**

CONSIDERAZIONI PER LE INTERFERENZE IN BANDA E FUORI BANDA

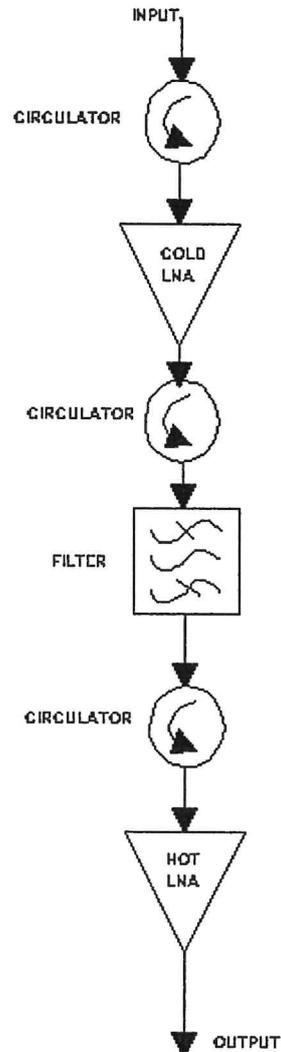


Figura 11: Schema di principio utilizzato nella simulazione con SCW

Si e' considerata solo una catena di amplificazione costituita dagli elementi riportati in figura. Come specifiche di interferenza, abbiamo considerato tale un segnale in banda (come riferimento abbiamo scelto la frequenza di 90GHz con banda pari a 10 GHz) che sia 20dB al di sotto del livello del segnale medio rivelato, pertanto un segnale di potenza pari a -40dBm valutato all'ingresso del diodo detector.

Il guadagno della catena di amplificazione risulta essere circa 65dB.

Pertanto tutti i segnali in banda captati d'antenna che abbiano potenza superiore a -105dBm sono considerate interferenze.

Per quanto riguarda i segnali fuori dalla banda del filtro ma amplificati dal Cold LNA il quale ha una banda RF piu' larga, per considerare l'effetto della intermodulazione si e' adottato un semplice programma chiamato SCW.

Una volta introdotta la catena di amplificazione come da figura con i parametri di NF (Noise Figure), G (Gain) e IP3 (Intercept Point 3rd order) si e' cambiato il segnale di ingresso fino a trovare il livello della intermodulazione pari a -40dBm (cioe' 20dB al di sotto del valore medio ricevuto).

Si e' trovato che due segnali di intensita' pari a -73.5dBm all'ingresso, possono generare una intermodulazione in banda di -40dBm .

**QUANTO DEVE ESSERE STABILE LA
TEMPERATURA AMBIENTE PER
EVITARE UN DEGRADO DI
SENSIBILITA'?**

QUANTO DEVE ESSERE STABILE LA TEMPERATURA AMBIENTE PER EVITARE UN DEGRADO DI SENSIBILITA'?

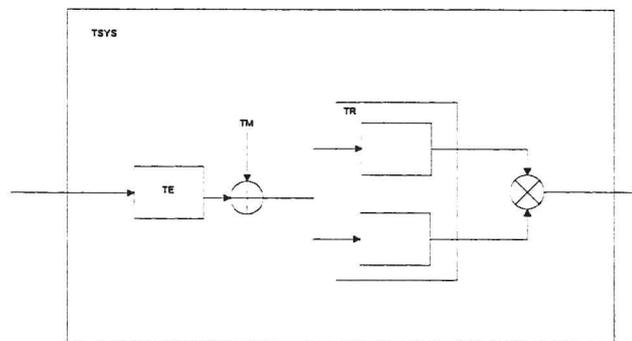


Figura 12

Per effettuare questa analisi, si sono considerate solo le parti comuni del radiometro (in particolare il sistema di antenne e il sistema di iniezione della marca di rumore) in quanto le variazioni sono correlate e rivelate da questo tipo di ricevitore.

Viceversa eventuali fluttuazioni incorrelate del guadagno dei rami del ricevitore non introducono peggioramenti sulla sensibilita' del radiometro.

T_{sys} = Temperatura di rumore del sistema

T_r = Temperatura di rumore del ricevitore (ricorda e' un ricevitore a correlazione)

T_h = Temperatura di rumore delle parti comuni prima degli LNA

T_m = Temperatura di rumore della marca

T_e = Temperatura ambiente

La sensibilita' istantanea di un ricevitore a correlazione per ogni campione risulta:

$$\Delta T = k * T_{sys} \quad \text{a)}$$

$$\text{dove } k = \sqrt{2 \frac{1}{b * t}} \quad \text{b)}$$

b = banda RF

t = tempo di integrazione

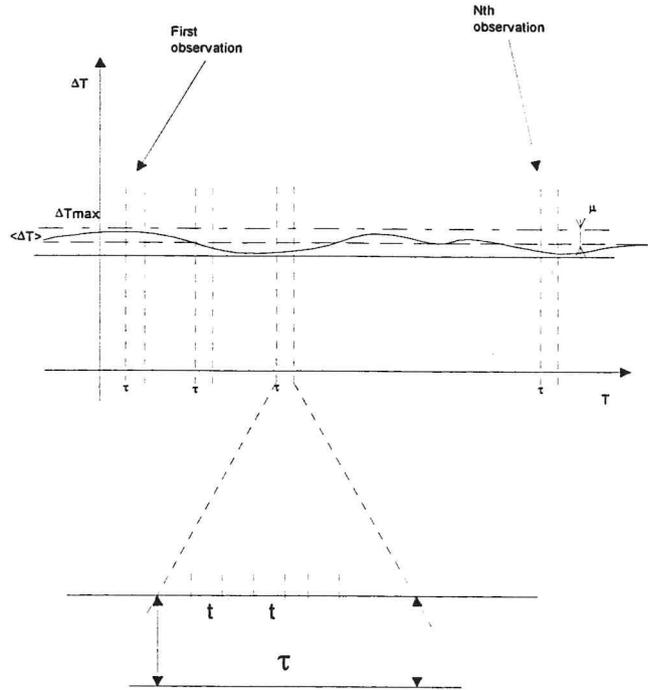


Figura 13

Ogni pixel del cielo verra' osservato N volte per τ secondi al fine di ottenere la sensibilita' teorica desiderata ($\Delta T = 1 \mu K$), inoltre ogni τ secondi (tempo di osservazione) il dato e' ottenuto campionando "m" volte il segnale proveniente dal cielo, dove $\tau/t=m$ (t acquisition time del convertitore analogico-digitale a cui corrisponde la sensibilita' istantanea). Una volta calcolato l'errore sulla sensibilita' istantanea ($d\Delta T$), si potra' calcolare l'errore sul tempo di osservazione τ (ERR) da considerazioni statistiche.

$$ERR = \frac{d\Delta T}{\sqrt{m}}$$

Come caso peggiorativo, dal momento che non conosciamo come la statistica di errore si propaga sulle N osservazioni dello stesso pixel, considereremo che ERR sia anche il finale.

Calcoliamo la temperatura di sistema evidenziando le parti comuni prima degli LNA.

$$T_{sys} = T_h + T_r \cdot ah(T_e) + T_m(T_e) \quad (1)$$

Dove la funzione attenuazione/temperatura e' assunta come lineare $ah=ah(T_e)$

Se dT_{sys} sono le fluttuazioni della T_{sys} dovute alla instabilita' di temperatura, nel caso peggiore per ogni pixel noi avremo:

$$\frac{dT_{sys}}{dT_e} = \frac{dT_h}{dT_e} + \frac{dT_r}{dT_e} \cdot ah + T_r \cdot \frac{dah}{dT_e} + \frac{dT_m}{dT_e} \quad (3)$$

Questa e' la formula generale che evidenzia quali sono i contributi dovuti alla variazioni della temperatura ambiente, alle fluttuazioni della T_{sys} . Come si puo' vedere, noi abbiamo quattro contributi principali:

- 1) $\frac{dTh}{dT_e}$ Variazione dovute alla temperatura di rumore equivalente delle parti prima dell'LNA.
- 2) $\frac{dTr}{dT_e}$ Variazione dovute alla temperatura di rumore equivalente del ricevitore a correlazione.
- 3) $\frac{dah}{dT}$ Variazione della funzione attenuazione / temperatura.
- 4) $\frac{dTm}{dT_e}$ Variazione della temperatura equivalente della marca di rumore

Grazie alle proprieta' del correlatore, le fluttuazioni di guadagno introdotte da ogni catena di amplificazione non contribuiscono alle variazioni di temperatura equivalente di rumore del sistema;

possiamo assumere in prima approssimazione $\frac{dTr}{dT_e} = 0$.

$$\boxed{\frac{dT_{sys}}{dT_e} = \frac{dTh}{dT_e} + Tr \cdot \frac{dah}{dT} + \frac{dTm}{dT_e}}$$

La temperatura di rumore delle parti comuni prima dell'LNA:

$$Th = Te \cdot ah - Te$$

$$\left. \frac{dTh}{dT_e} \right|_{T_0} = ah(T_0) + T_0 \cdot \left. \frac{dah}{dT} \right|_{T_0} - 1 \quad (4)$$

Noi divideremo gli effetti di instabilita' dT_{sys} dovuti alle variazioni della temperatura ambiente in due casi; il primo dovuto al contributo della dTh e il secondo dovuto alla dTm .

PRIMO CASO

Dalla 1) 3) e 4) :

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta T}{dT_e} &= k \cdot \frac{dT_{sys}}{dT_e} = \\ k \left(\left. \frac{dTh}{dT_e} \right|_{T_0} + Tr \cdot \left. \frac{dah}{dT_e} \right|_{T_0} \right) &= k \left(ah(T_0) + T_0 \cdot \left. \frac{dah}{dT_e} \right|_{T_0} - 1 + Tr \cdot \left. \frac{dah}{dT_e} \right|_{T_0} \right) = \\ k \cdot (ah(T_0) - 1 + \left. \frac{dah}{dT_e} \right|_{T_0} (T_0 + Tr)) & \quad (5) \end{aligned}$$

Considereremo la funzione attenuazione/temperatura come lineare della attenuazione nominale alla temperatura t_0 :

$$\begin{aligned}
ah(T_e) &= ah_0 + bT_e \\
ah(T_0) &= ah_0 + bT_0 \\
\left. \frac{dah}{dT_e} \right|_{T_0} &= b
\end{aligned} \tag{2}$$

Dalla 2) e 5)

$$\frac{d\Delta T}{dT_e} = k \cdot (ah_0 + bT_0 - 1 + b \cdot (T_0 + Tr)) = k \cdot (ah_0 + b \cdot (2T_0 + Tr) - 1) \tag{6}$$

Finalmente noi possiamo calcolare qual'è la massima deviazione della temperatura ambiente (dT_e) dal valore medio (T_0) allo scopo di ottenere la desiderata stabilità ($d\Delta T = \mu$).

$$dT_e = \frac{1}{k} \cdot \frac{d\Delta T}{ah_0 + b \cdot (2T_0 + Tr) - 1} \tag{8}$$

Se la funzione attenuazione/temperatura del sistema di antenna non è conosciuto, la formula generale per calcolare la massima deviazione della temperatura ambiente risulta:

$$dT_e = \frac{1}{k} \cdot \frac{d\Delta T}{(ah(T_0) - 1 + \left. \frac{dah(T_e)}{dT_e} \right|_{T_0} \cdot (T_0 + Tr))}$$

Il ragionamento può essere condotto anche all'inverso, cioè conoscendo la massima deviazione della temperatura ambiente, ci si può calcolare l'errore introdotto sulla sensibilità istantanea:

$$d\Delta T = k \cdot dT_e \cdot (ah(T_0) - 1 + \left. \frac{dah(T_e)}{dT_e} \right|_{T_0} \cdot (T_0 + Tr)) \tag{8a}$$

L'errore totale introdotto per ogni pixel in un tempo di osservazione τ risulta:

$$ERR = \frac{d\Delta T}{\sqrt{m}} \tag{8b}$$

ESEMPIO:

$t=1$ sec e $B=9$ GHz $\Rightarrow k=15E-6$

$d\Delta T = (ERR \cdot \sqrt{\tau}) = 10 \mu K$

$T_0 = 300$ K

$Tr = 100$ K

$ah_0 = 0.5$ dB $\Rightarrow 1.122$

$\frac{dah}{dT_e}$ è il 0.5% / K del valore nominale di $ah_0 \rightarrow b = 5.61E-3$

$dT_e = 0.3$ K @90GHz

SECONDO CASO

$$\frac{dT_{\text{sys}}}{dT_e} = \frac{dT_m}{dT_e}$$

$$\frac{d\Delta T}{dT_e} = k \cdot \frac{dT_{\text{sys}}}{dT_e} = k \cdot \frac{dT_m}{dT_e} \quad (9)$$

Supponiamo che $T_m(T_e)$ sia una funzione lineare con la temperatura:

$$T_m(T_e) = T_{m_0} + c \cdot T_e$$

$$\frac{dT_m}{dT_e} = c \quad (10)$$

Da 9) e 10)

$$\frac{d\Delta T}{dT_e} = k \cdot c$$

Finalmente noi possiamo calcolare qual'è la massima deviazione della temperatura ambiente (dT_e) dal valore medio (T_0) allo scopo di ottenere la desiderata stabilità ($d\Delta T = \mu$).

$$\boxed{dT_e = \frac{d\Delta T}{k \cdot c}}$$

ESEMPIO:

$$t = 1 \text{ sec e } B = 9 \text{ GHz} \Rightarrow k = 15 \text{ E-6}$$

$$d\Delta T = (\text{ERR} \cdot \sqrt{\tau}) = 10 \mu\text{K}$$

$$T_0 = 300 \text{ K}$$

$$T_{m0} = 20 \text{ K}$$

$$\left. \frac{dT_m}{dT_e} \right|_{T_0} \text{ è il } 0.2\%/K \text{ del valore nominale } T_{m0} \rightarrow c = 0.04$$

$$\underline{dT_e = 15 \text{ K @ 90 GHz}}$$

Da questi due esempi possiamo trarre le seguenti conclusioni e cioè che gli effetti della variazione della perdita di rumore siano assolutamente trascurabili rispetto a quelli della variazione di attenuazione del sistema di antenne.

Riporto in tabella i risultati delle simulazioni (usando le formule 8a e 8b) dell'errore totale previsto nel tempo di osservazione per pixel fissato i seguenti parametri.

$t=1$ sec

$T_0=300$ K

$ah_0=0.5$ dB => 1.122

$\left. \frac{dah}{dT_e} \right|_{T_0}$ ³ e' il 0.5% / K del valore nominale di ah_0 => $b=5.61E-3$

<i>Errore 22 GHz</i>	3.286E-5 [K]
<i>Errore 32 GHz</i>	2.785E-5 [K]
<i>Errore 60 GHz</i>	2.274E-5 [K]
<i>Errore 90 GHz</i>	1.853E-5 [K]

Tabella 8

³ Dai dati forniti da CSELT se si considera che i feed siano realizzati in alluminio (22, 32, 60GHz) e in argento (90GHz) risulta che la resistività (supposta lineare con la temperatura) vale rispettivamente $\rho=2.15 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ (250K) e $\rho=1.15 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ (220K). Supponendo che le variazioni di temperatura sull'horn si riescano mantenere stabili di ± 5 K in 300K (dati ALENIA) allora si può avere sull'inserzione una variazione di circa ± 0.1 dB.

**PREGI DELLA MODULAZIONE NEI
RIGUARDI DELLA DISPERSIONE DELLE
CARATTERISTICHE DEI DIODI**

PREGI DELLA MODULAZIONE NEI RIGUARDI DELLA DISPERSIONE DELLE CARATTERISTICHE DEI DIODI

In questo capitolo dimostreremo che con la tecnica lock-in la dispersione della caratteristica dei diodi puo' essere nota e predetta in fase di caratterizzazione dei componenti.

Dopo il circuito differenziale (vedi figura 3) otterremo le seguenti tensioni corrispondenti rispettivamente al ciclo in cui viene attivato o meno lo sfasatore:

$$(a) = V_2 - V_1 = k_1 \left| \frac{\vec{A} - \vec{B}}{2} \right|^2 - k_2 \left| \frac{\vec{A} + \vec{B}}{2} \right|^2 \quad \text{Ciclo } 0^\circ$$

$$V_3 - V_4 = k_3 \left| \frac{-\vec{B} - j\vec{A}}{2} \right|^2 - k_4 \left| \frac{\vec{A} + j\vec{B}}{2} \right|^2$$

$$(b) = V_2 - V_1 = k_1 \left| \frac{\vec{A} + \vec{B}}{2} \right|^2 - k_2 \left| \frac{\vec{A} - \vec{B}}{2} \right|^2 \quad \text{Ciclo } 180^\circ$$

$$V_3 - V_4 = k_3 \left| \frac{\vec{A} + j\vec{B}}{2} \right|^2 - k_4 \left| \frac{-\vec{B} - j\vec{A}}{2} \right|^2$$

**DOPO AMPLIFICATORE
DIFFERENZIALE**

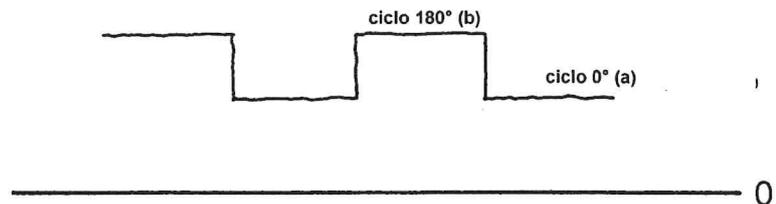


Figura 14

dove k_1 , k_2 , k_3 e k_4 coefficienti di conversione mV/mW dei diodi.

$$(a) - (b) = \frac{k_1}{4} (A^2 + B^2 + 2AB \cos \delta) - \frac{k_2}{4} (A^2 + B^2 - 2AB \cos \delta) - \frac{k_3}{4} (A^2 + B^2 - 2AB \cos \delta) + \frac{k_4}{4} (A^2 + B^2 + 2AB \cos \delta)$$

Dopo la rivelazione otterremo (il calcolo viene fatto solo per una uscita):

$$(a) - (b) = 2AB(k_1 + k_2) \cos \delta = V_{mezzo} \cdot (AB \omega \delta)$$

Pertanto le dispersioni delle caratteristiche dei diodi entrano in gioco come un fattore moltiplicativo valutabile a priori in fase di caratterizzazione dei componenti.

PRESTAZIONI PREVISTE

PRESTAZIONI PREVISTE

In questo paragrafo si riportano i risultati delle simulazioni con specificato i valori previsti per le temperature di sistema, di sensibilità istantanea (per 1 secondo di integrazione) calcolati per le temperature dei diversi blocchi del ricevitore a 300, 80 e 300 Kelvin.

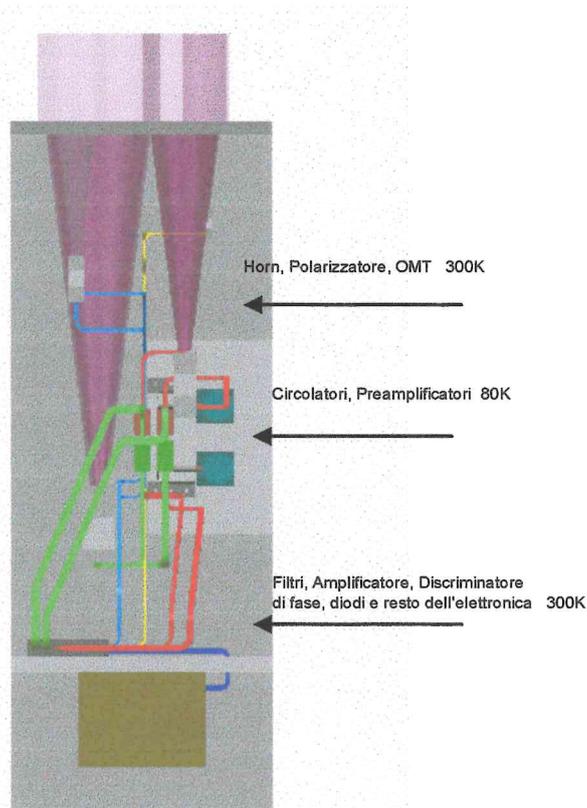


Figura 15

Le tre temperature riportate sopra indicano i valori delle medesime in tre parti del ricevitore:

- 1- Antenna polarizzatore e OMT (300K)
- 2- HEMT (80K)
- 3- Amplificatore di High Gain, filtro, discriminatore e resto dell'elettronica (300K)

Riporto di seguito la formula per il calcolo della T_{sys} non considerando il contributo dell'ultima sezione (3) che risulta trascurabile essendo divisa per il guadagno della sezione criogenica (2).

$$T_{sys} = T_h + T_r \cdot A_h$$

$$T_h = T_1 \cdot (A_h - 1)$$

$$T_r = T_c + T_l \cdot A_c$$

$$T_c = T_2 \cdot (A_c - 1)$$

Dove:

T_{sys} = Temperatura di sistema

T_h = Temperatura equivalente sistema antenna

T_r = Temperatura equivalente LNA+Circolatore

A_h = Attenuazione sistema antenna

T_c = Temperatura equivalente circolatore

T_l = Temperatura equivalente LNA

A_c =Attenuazione circolatore

T_1 =Temperatura ambiente sistema antenne

T_2 =Temperatura ambiente LNA+Circolatore

Le specifiche dei componenti sono riportate nella prossima sezione

<i>FREQUENZA (GHz)</i>	<i>TEMPERATURA SISTEMA (K)</i>
22	65.6
32	81.6
60	119.3
90	167.5

Tabella 9 Temperature di sistema

<i>FREQUENZA (GHz)</i>	<i>SENSIBILITA' Istantanea (mK/√sec)</i>
22	2
32	2.1
60	2.2
90	2.5

Tabella 10 Sensibilita' istantanea

SPECIFICHE COMPONENTI

SPECIFICHE COMPONENTI

Nei paragrafi successivi verranno riportate tutte le tabelle con le specifiche principali dei componenti per le simulazioni eseguite nel corso del progetto.

LOW NOISE AMPLIFIER

BAND (GHz)	FREQ. RANGE (GHz)	T. AMB (K)	GAIN (dB)	T. NOISE (K)
W	82-105	300	31	450
		80	35	95
		20	35	65
V	53-69	300	31	300
		80	35	60
		20	35	45
Ka	28-37	300	32	115
		80	35	32
		20	35	18
K	20-25	300	32	85
		80	37	21
		20	37	15

Tabella 11

SISTEMA DI ANTENNE

BAND (GHz)	FREQ. RANGE (GHz)	T. AMB (K)	ATT (dB)	ΔA^4 (dB)
W	82-105	300 80	0.5 0.5	± 0.1
V	53-69	300 80	0.5 0.5	± 0.1
Ka	28-37	300 80	0.5 0.5	± 0.1
K	20-25	300 80	0.5 0.5	± 0.1

Tabella 12

⁴ Dai dati forniti da CSELT se si considera che i feed siano realizzati in alluminio (22, 32, 60GHz) e in argento (90GHz) risulta che la resistività (supposta lineare con la temperatura) vale rispettivamente $\rho=2.15 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ (250K) e $\rho=1.15 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ (220K). Supponendo che le variazioni di temperatura sull'horn si riescano mantenere stabili di $\pm 5K$ in 300K (dati ALENIA) allora si può avere sull'inserzione una variazione di circa ± 0.1 dB.

CIRCOLATORI

BAND (GHz)	FREQ. RANGE (GHz)	T. AMB (K)	ATT (dB)
W	82-105	300 80	0.5 0.5 ⁵
V	53-69	300 80	0.5 0.5 ⁵
Ka	28-37	300 80	0.5 0.5 ⁵
K	20-25	300 80	0.5 0.5 ⁵

Tabella 13

⁵ Questo e' un caso peggiorativo; il dato e' stato valutato dai componenti commerciali a 300K. A temperature criogeniche l'attenuazione dovrebbe essere inferiore a questa specifica.

FILTRI

BAND (GHz)	BANDWIDTH (GHz)	T. AMB (K)	ATT (dB)
W	9	300 80	1
V	6	300 80	1
Ka	3.2	300 80	1
K	2.2	300 80	1

Tabella 14

180° PHASE SHIFTER

BAND (GHz)	BANDWIDTH (GHz)	T. AMB (K)	ATT (dB)	PHASE ERROR (GRADI)
W	9	300	3	±2
V	6	300	3	±2
Ka	3.2	300	3	±2
K	2.2	300	3	±2

Tabella 15

CONCLUSIONI

CONCLUSIONI

L'ambizioso goal scientifico di tale esperimento ha messo in evidenza lo sforzo progettuale che si sta compiendo per disegnare radiometri di nuova concezione.

Queste nuove tecnologie apporteranno anche un utile Know How specialmente alle frequenze piu' alte, anche per le applicazioni sulle antenne terrestri per radioastronomia.

La realizzazione di ricevitori ad amplificazione diretta, molto stabili grazie a tecniche di modulazione di fase, permetteranno di studiare fenomeni celesti che richiedono molte ore di integrazione del segnale ricevuto. Questo apre la conoscenza a nuovi tipi di radiometri in cui la capacita' di eliminare il rumore $1/F^6$ dei preamplificatori HEMT permettera' di studiare nuove strategie osservative.

Inoltre, l'adottare una topologia circuitale a conversione con oscillatori locali, comporterebbe inevitabilmente l'introduzione di errori sistematici dovuti a rumori aggiuntivi quali rumore di fase e segnali spuri in banda.

Lo sviluppo di discriminatori di fase fino alle frequenze di 90GHz, permetteranno la nascita di una nuova e piu' avanzata generazione di polarimetri anche per la radioastronomia da terra.

L'utilizzo dei preamplificatori HEMT criogenici tecnologicamente allo stato dell'arte, sara' un utile passo propedeutico per lo sfruttamento dei medesimi nei ricevitori delle nostre antenne paraboliche di Medicina e Noto fino a 43 GHz , e nei futuri sistemi installati nell'antenna in Sardegna, fino alle frequenze di 100GHz.

⁶ Questo risulta essere il "collo di bottiglia" quando si ha a che fare con osservazioni con lunghi tempi di integrazione e bande larghe

RIFERIMENTI

- [1] A. Orfei, J. Monari “Consideration about temperature stability and levels of the detected signal” Relazione di Fase A, Aprile 1998
- [2] A. Orfei, J. Monari “Considerazioni di progetto sui radiometri di SPOrt” Relazione finale di Fase A, Luglio 1998
- [3] M.L. Meade “Lock in Amplifiers: principles and applications” IEE Electrical measurement series 1
- [4] N. Skou “Microwave radiometer system: Design & Analysis” Artech House