

“ Sogliola X-Ka ”

Doppio Ricevitore coassiale per le bande X-Ka dedicato alla missione Cassini.

A.Scalambra, J.Roda, S.Mariotti, R.Ambrosini.

Rapporto Interno IRA N° 331/03

1 Che cos'è la “ Sogliola X-Ka ”?

2 Feed X-Ka

- 2-1 Schema a blocchi
- 2-2 Radiation pattern Ka
- 2-3 Radiation pattern X
- 2-4 Prestazioni Feed X-Ka
- 2-5 Dimensione feed
- 2-6 Pregi e difetti

3 Progettazione del Ricevitore X-Ka

- 3-1 Specifiche
- 3-2 Cifra di rumore
- 3-3 IP₃
- 3-4 Spurie armonicamente legate
- 3-5 Banda piatta

4 Descrizione del Ricevitore X-Ka

- 4-1 Schema Orcad
- 4-2 Directional Coupler e Noise Generator Ka
- 4-3 LNA , Isolatore, Filtro Ka
- 4-4 Prima conversione Ka
- 4-5 Seconda conversione Ka e X
- 4-6 Directional Coupler e Noise Generator X
- 4-7 LNA , Isolatore, Filtro X
- 4-8 Prima conversione X
- 4-9 Local Oscillator

5 Prestazioni finali del Ricevitore X-Ka

5-1 Guadagno, IP₃ e Temperatura di Rumore del ricevitore X-Ka

5-2 Drift e microfonicità

6 Termostatazione del Ricevitore X-Ka

6-1 Zona termostata

6-2 Potenza dissipata

6-3 Temperatura di termostatazione

6-4 Regolatore di Temperatura

7 Controlli remoti

7-1 Controllo remoto della temperatura

7-2 Controllo remoto delle tensioni TP LO

8 Cablaggio della Sogliola X-Ka

8-1 Alimentazioni

8-2 Connessioni

9 Sistema meccanico

9-1 Scatola

9-2 Posizionamento Feed

9-3 Sistema di fissaggio

9-4 Sistema di regolazione e riferimento

9-5 Allineamento geometrico

1 Che cos'è la “ Sogliola X-Ka ”?

Il ricevitore X-Ka, costruito appositamente per il fuoco primario delle antenne VLBI di Noto e Medicina, è stato ideato per l'inseguimento Doppler di sonde interplanetarie come quella in crociera verso Saturno chiamata Cassini.

Le bande interessate di ricezione sono l'X e la Ka, esattamente **8.2-8.6 GHz** e **31.85-32.25 GHz** in polarizzazione circolare right cielo. Queste due bande fisse da 400MHz possono essere ricevute contemporaneamente.

Peculiarità importante di questo ricevitore sono:

- la particolare forma e struttura
- la leggerezza e le dimensioni contenute
- l'elevata stabilità di fase
- l'accurata termostatazione dell'elettronica al suo interno.

Presenta infatti una sottile forma a mo' di “*sogliola*” studiata appositamente per un facile montaggio in fuoco primario in sostituzione a esistenti ricevitori o, meglio ancora, “montato davanti” a impegnativi “contenitori ricevitori” quale sarà per esempio il nuovo SX della Stazione Radioastronomica di Noto.

Visto l'utilizzo specifico di questo ricevitore, e vista la possibilità di poterlo costruire in tempi brevi, si è rinunciato ad una importante conquista dei sistemi radioastronomici, ovvero la possibilità di raffreddare criogenicamente i preamplificatori e (se è possibile) parte sistema antenna.

In fase di progetto, da simulazioni effettuate sull'intensità del segnale trasmesso dalla sonda Cassini, è emerso che un ricevitore non raffreddato sarebbe stato sufficiente per far “agganciare” il sistema *DTE* (Digital Tone Extractor), sistema già usato in precedenza per la sonda interplanetaria Ulysses. A tal proposito si fa riferimento al rapporto interno *IRA 156/92*.

Questa rinuncia ha contribuito notevolmente alla riduzione di spazio e di peso del ricevitore “Sogliola” che, grazie ad opportuni accorgimenti, è sceso a meno di 35Kg ed è quindi trasportabile anche da una singola persona.

2 Feed X-Ka

Parte fondamentale del ricevitore è costituita dal feed coassiale in fuoco primario costruito per le antenne VLBI di Noto e Medicina, dalla ditta *LTCalcoli*.

Il motivi principale per cui si è scelto l'utilizzo di un feed coassiale corrugato in fuoco primario, meno efficiente rispetto ad un sistema dicroico a due feed per secondario, è senza ombra di dubbio dovuta agli ingombri ridotti e alla semplicità d'utilizzo e di realizzazione.

L'illuminatore è costituito da due sistemi d'antenna coassiali che permettano la ricezione contemporanea delle bande di frequenza X (8,2-8,6 GHz) e Ka (31,8-32,3GHz) in polarizzazione circolare right ottenuta grazie ad un sistema polarizzatore a iridi con accoppiato un trasduttore ortomodo a lamella.

2-1 Schema a blocchi

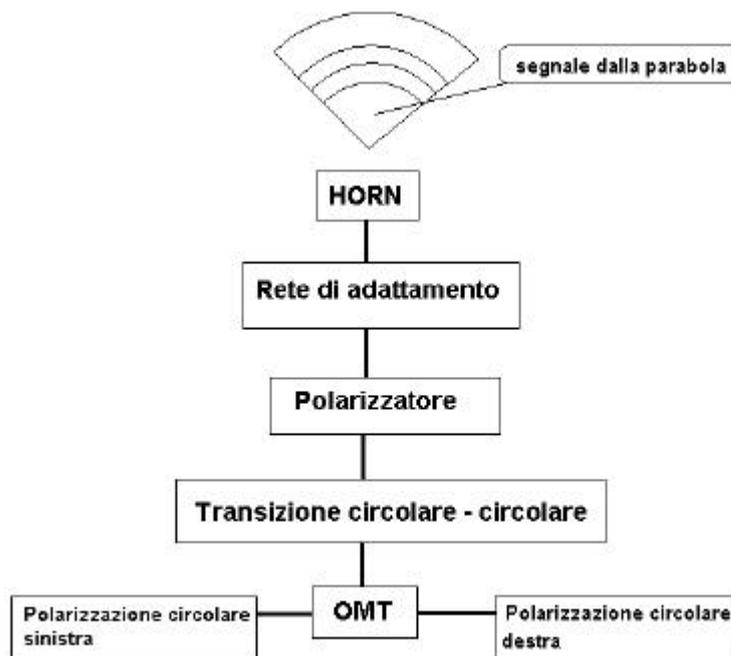


Fig. 2-1 Schema a blocchi della catena RF di uno dei due sistemi di antenna

2-2 Radiation pattern Feed Ka

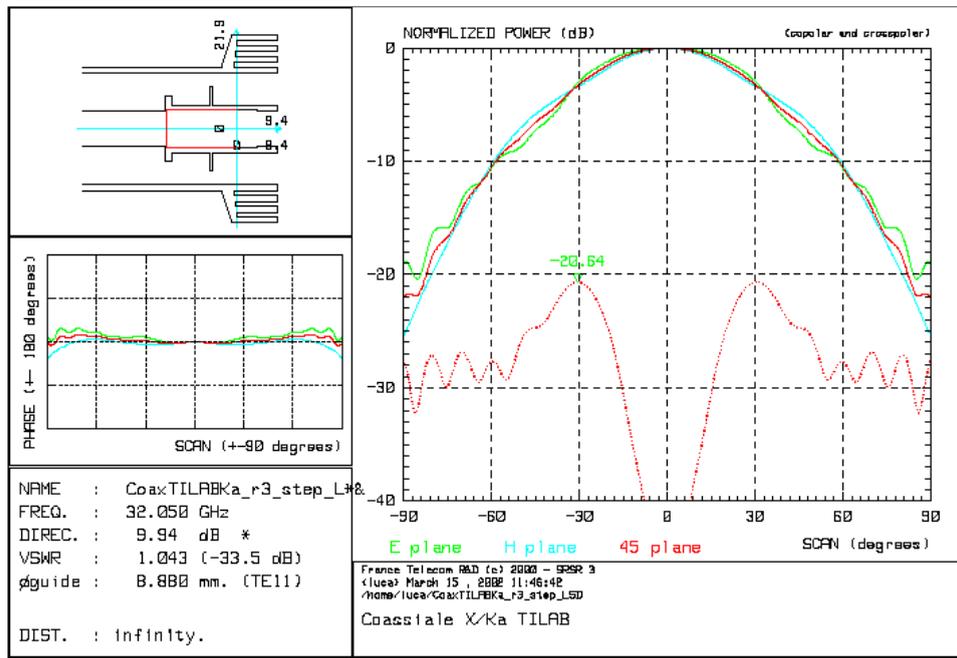


Fig. 2-2 Pattern a 32.05GHz derivato da simulazione fatta dalla ditta TLAB

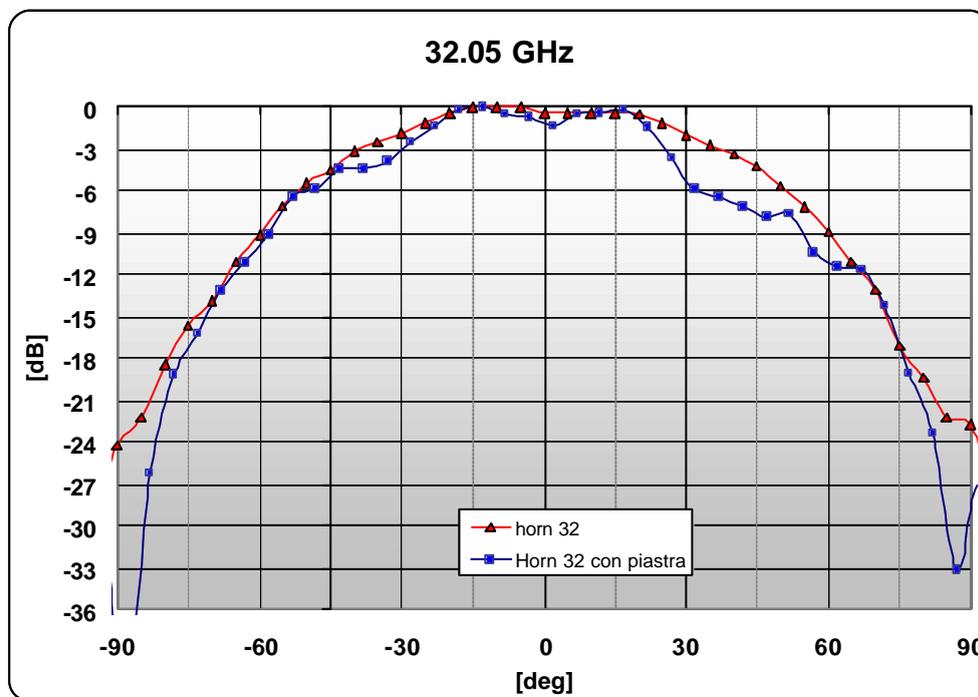


Fig. 2-3 Misure pattern far field a 32.05GHz eseguite a Medicina

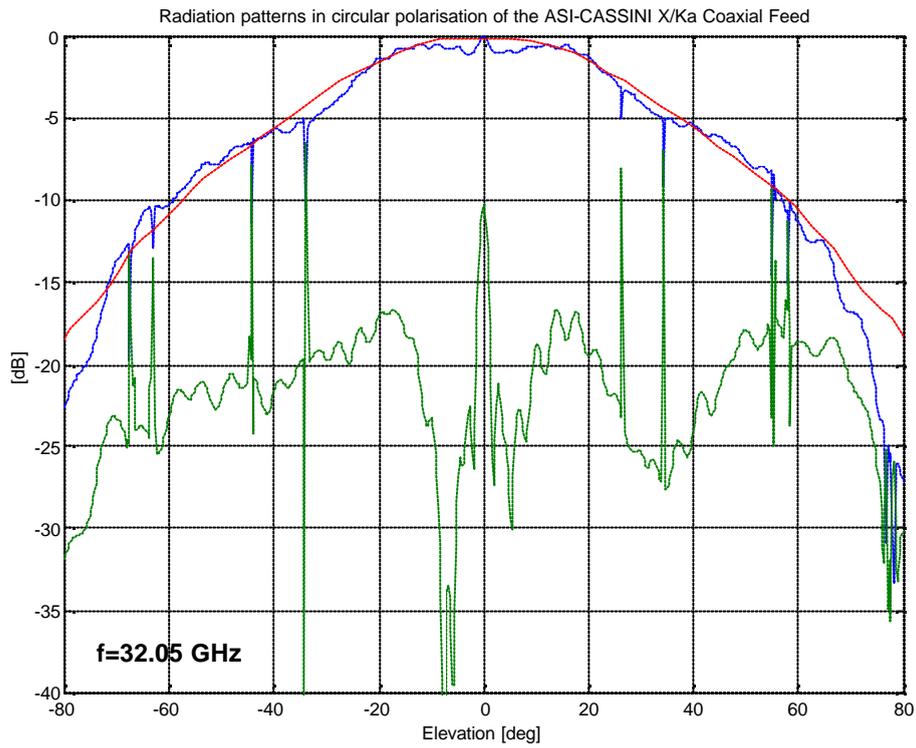


Figure 2-4. Elevation pattern @ 32.05GHz near field system TLAB.

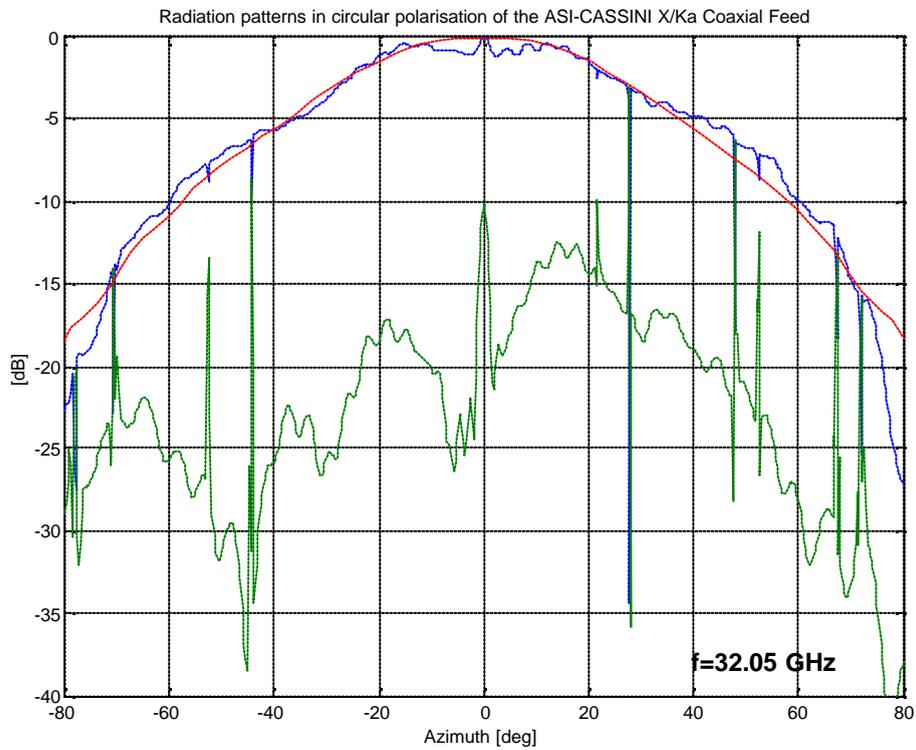


Figure 2-5. Azimuth pattern @ 32.05 GHz) near field TLAB.

2-3 Radiation pattern Feed X

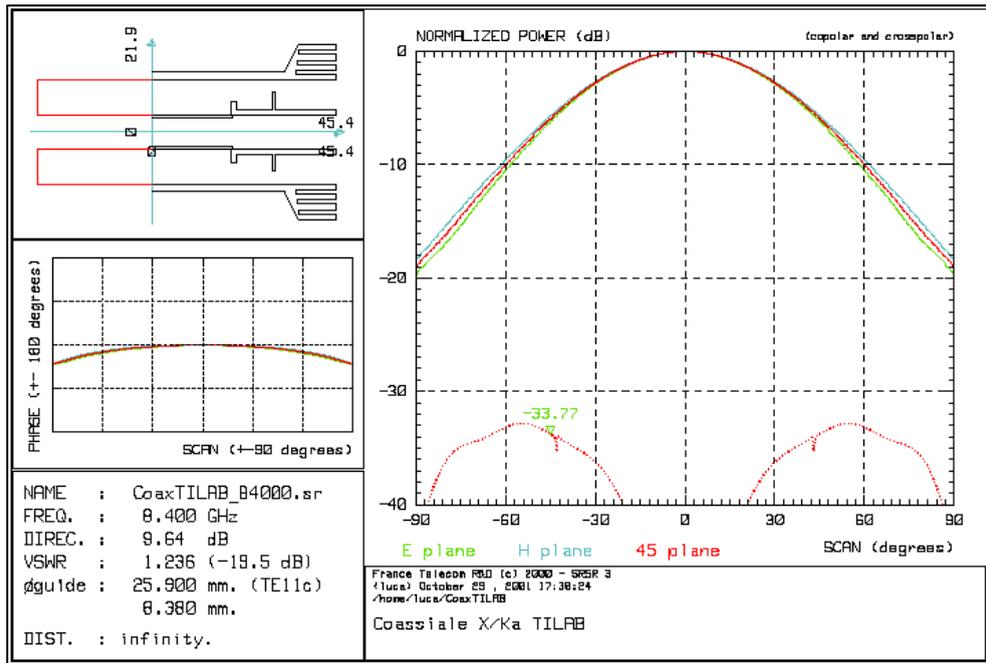


Fig.2-6 Pattern a 8.4GHz derivato da simulazioni TLAB

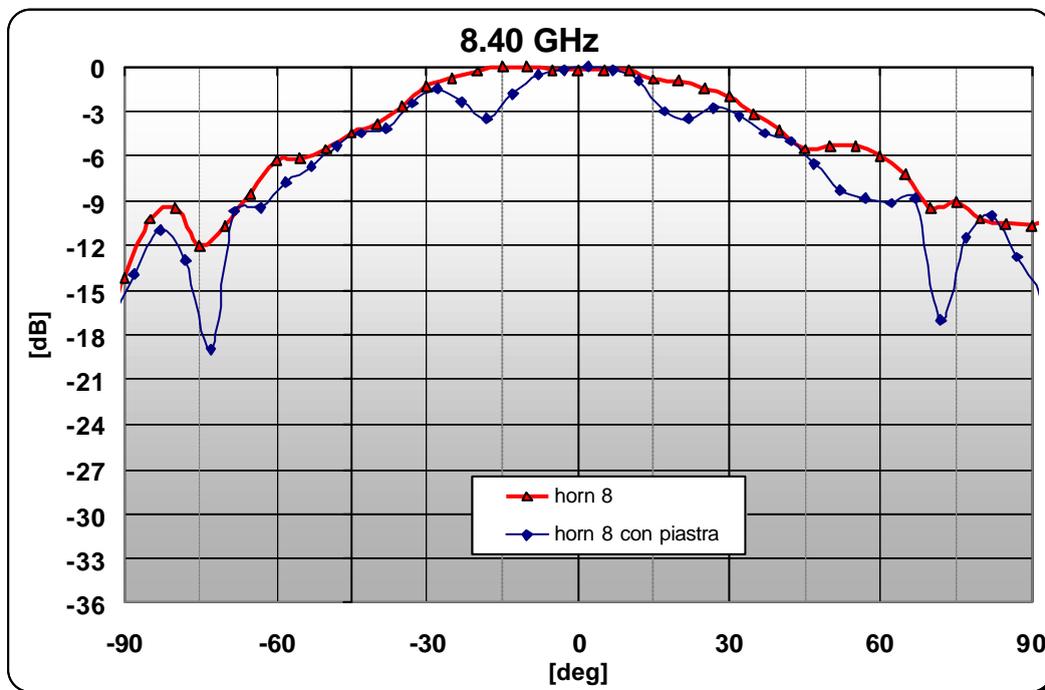


Fig. 2-7 Misure di pattern a 8.4GHz far field eseguite a Medicina

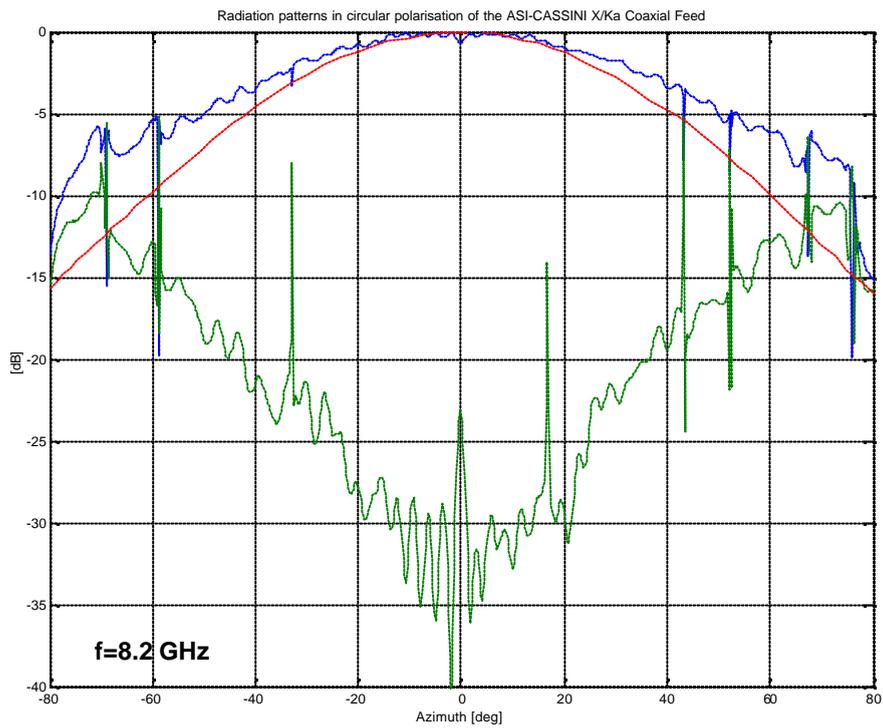


Figure 2-8 Azimuth pattern @ 8.2 GHz) near field system TLAB.

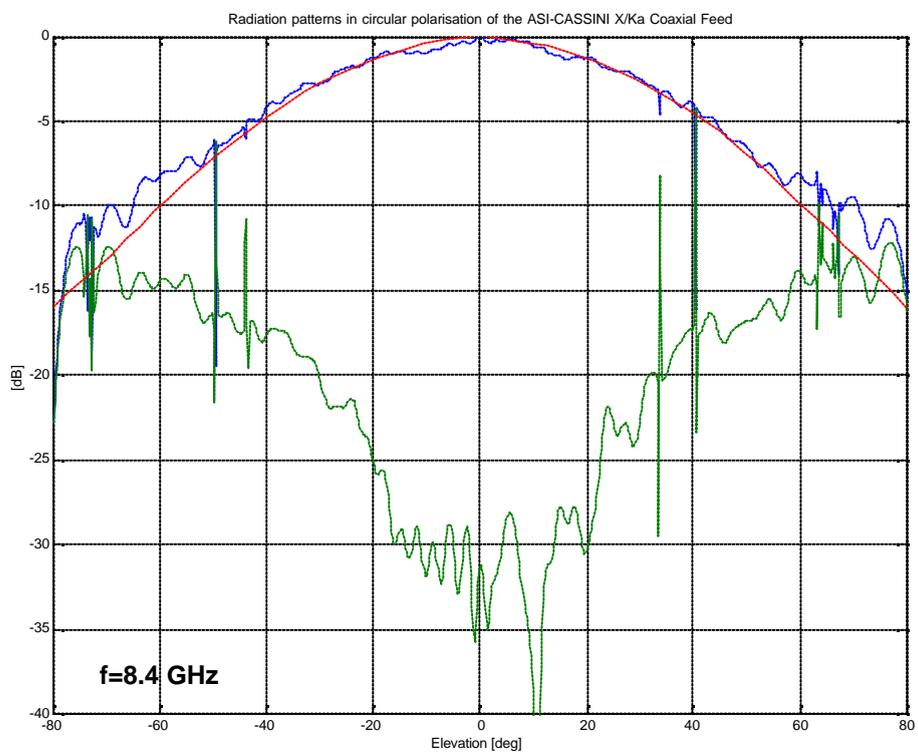


Figure 2-9 Elevation pattern @ 8.4 GHz near field system TLAB.

2-4 Prestazioni Feed X-Ka

Come si può vedere le misure eseguite (prima in near field system nei laboratori TiLab e poi in far field a Medicina) confermano i dati simulati.

I diagrammi riportati riguardano solo la porta *left* del *feed* (il che coincide, nel caso di un feed in fuoco primario, col dire “*right cielo*”), quella appunto utilizzata nell’esperimento Cassini.

Questa che segue è una tabella riassuntiva delle caratteristiche peculiari del feed come risultato dalle misure da noi effettuate in laboratorio. I dati contrassegnati da * sono derivati solo da simulazioni teoriche.

	Banda Ka	Banda X
Banda di frequenza	31.8-32.3GHz	8.2-8.6
Attenuation RHCP (S21)	0.55dB	0.3dB
Attenuation LHCP (S21)	0.55dB	0.3dB
Return Loss RHCP (S11)	20dB	25dB
Return Loss LHCP (S11)	25dB	25dB
Taper (75°)	-16.5dB	-15dB
Cross polare	-20dB *	-20dB *

Tab.2-1 Tabella riassuntiva delle prestazioni misurate del Feed X-Ka

2-5 Dimensioni feed

In fase di progetto un vincolo inderogabile è stato quello delle dimensioni ridotte del feed il quale, per poter andare in posizione di fuoco (si prevede il futuro aggancio della “sogliola” sul nuovo SX di Noto), deve sottostare a una determinata quota assiale (minore di 230mm).



Fig. 2-10 Foto illustrativa

Come si può vedere sono state inserite curve in guida Ka (WR28) che permettono il corretto montaggio dei componenti RF nel contenitore “Sogliola”. Questa è una scelta obbligata che purtroppo porta ad allungare leggermente il percorso RF (si ricorda comunque che l’attenuazione di una guida è molto bassa).

Queste curve WR28 sono componenti commerciali della LABEN che devono essere considerate come parte integranti del feed.

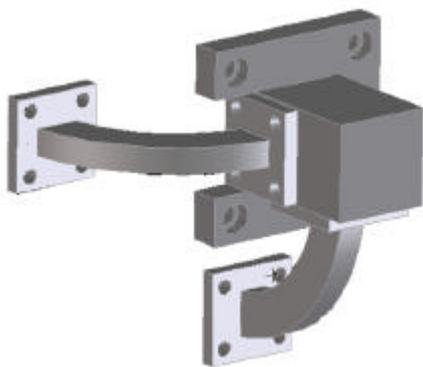


Fig. 2-11 Ortomodo e uscite Flangiate Ka

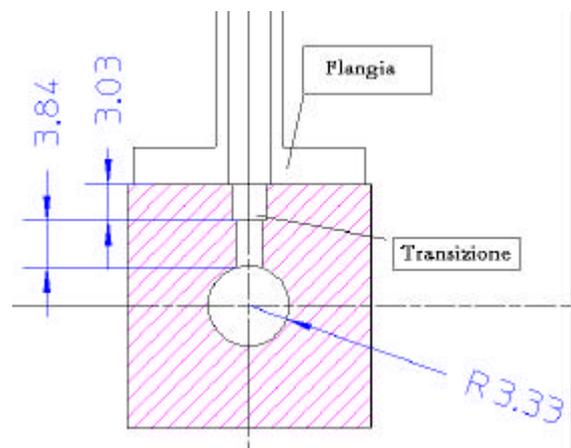


Fig. 2-12 Particolare transizione Ka

Sempre nell'ottica di minimizzare gli ingombri si è pensato di usare come "scalino d'adattamento" (ortomodo-WR28) le diverse dimensioni interne della guida d'uscita del feed Ka con quella standard WR28. Anche il feed Ka ha flangia UG/599.

L'uscita del X è in guida WR90 e i due tronchetti d'adattamento (guide d'adattamento dell'ortomodo X con le guide standard WR90) possono essere anche smontati dal feed per un suo più facile collocamento.

2-6 Pregi e difetti

Il feed risulta essere ben ottimizzato in funzione di prestazione-ingombro. La sua realizzazione eseguita in elettroerosione, ha messo in evidenza una superficie al quanto rugosa. Ci aspettiamo che questo sia il motivo che giustifica le perdite d'attenuazione elevate (Ka 0.55dB e X 0.3dB). In lavori futuri si raccomanda l'uso di sistemi realizzativi differenti come l'elettroformatura.

La parte coassiale (Ka) è centrata tramite uno spessore a forma di rondella di materiale trasparente alle microonde (Rohacell) che si incastra con la parete interna dell'X. Si deve perciò prestare particolare attenzione alla bocca d'apertura del feed in quanto lo spessore del tubicino Ka è molto esiguo ed il Rohacell è un materiale (per quanto sia duro per la sua categoria, è pur sempre un materiale espanso) facilmente deformabile.

In fase di caratterizzazione del ricevitore è emerso un difetto non certo trascurabile in quanto il feed Ka, tenuto centrato dal Rohacell e dalle lamelle del X (non li permettono di ruotare), non risulta avere alcun centraggio o tipo di fissaggio al OMT del Ka. Questa problematica è stata parzialmente risolta aggiungendo un'altra rondella di Rohacell (in tutto è presente uno spessore di 15mm) che aumenta così l'attrito impedendo il "sfilarsi" del tubicino Ka. Rimane sempre il dubbio di quanto questo contatto ad appoggio sia effettivamente sufficiente e stabile nel tempo. In futuro, dopo la sessione Dicembre2002, è previsto l'icollaggio delle due parti presso i laboratori Tlab con una colla apposita. Non è detto che questa soluzione sia quella più idonea.

3 Progettazione del Ricevitore X-Ka

I due ricevitori supereterodina (X-Ka) presentano la medesima architettura di costruzione; sfruttano infatti una doppia conversione e portano le bande d'osservazione allo standard MarkIV, 100-500MHz.

3-1 Specifiche

I criteri di scelta dei vari componenti RF sono dettati dalle esigenze di costruire ricevitori secondo le seguenti specifiche:

bassa cifra di rumore

elevato IP_3

nessuna presenza di spurie in banda

banda finale piatta

elevata stabilità di fase

Entrambe le catene devono avere 400MHz di banda (100-500MHz) e guadagnare da 70 a 80dB. In questa maniera, quando tutto il sistema sarà funzionante in antenna, il livello di potenza in uscita al ricevitore, con l'antenna che guarda il cielo, sarà intorno ai -20dBm.

3-2 Cifra di rumore

La cifra di rumore (NF) è dettata soprattutto dalla bontà del preamplificatore LNA, che è il primo elemento della catena di ricezione dopo il sistema antenna, e da particolari accorgimenti tecnici, come per esempio quello di minimizzare il tragitto feed-LNA. A questo proposito si ricordano l'elevate attenuazioni del sistema antenna X e Ka, ovvero tutto ciò che sta a monte del LNA (feed, transizioni, accoppiatore direzionale).

La necessità di calibrare ciascuno strumento richiede l'inserimento di un segnale di riferimento (che si accoppia tramite un coupler) generato da una sonda di calibrazione (marca nota di rumore) che è posizionata all'uscita del feed. Ovviamente anche il coupler ha una perdita.

Perdite d'inserzione (dB)	Feed	Coupler	Totale
Sistema antenna X	0.3	0.4	0.7
Sistema antenna Ka	0.55	0.05	0.6

Tab.3-1 Tabella riassuntiva delle attenuazioni del feed.

Per motivi di spazio e di peso si è preferito per il sistema X un coupler coassiale. Esso è molto meno ingombrante rispetto ad un altro in guida d'onda ma, purtroppo, presenta un insertion loss un po' più elevata.

Come ci si aspettava, dalle simulazioni fatte con il programma SCW, i due LNA (X e Ka) risultano essere critici nei riguardi della cifra di rumore (la casella NF è scritta con caratteri rossi, *fig. 3-1 e 3-2*).

3-3 IP₃

Un criterio di valutazione dell'immunità alle intermodulazioni è dato dalla valutazione dell'Intercet Point, soprattutto quello di terz'ordine.

Sono stati scelti componenti RF con elevato IP₃ rimanendo però sempre nella categoria d'alimentazione +15V. In commercio esistono componenti più "robusti" ma che necessitano però di più potenza e quindi, alimentatori ulteriori e ingombri aggiuntivi!

In *fig. 3-1 e 3-2* si evidenziano i componenti critici nei riguardi dell'IP₃.

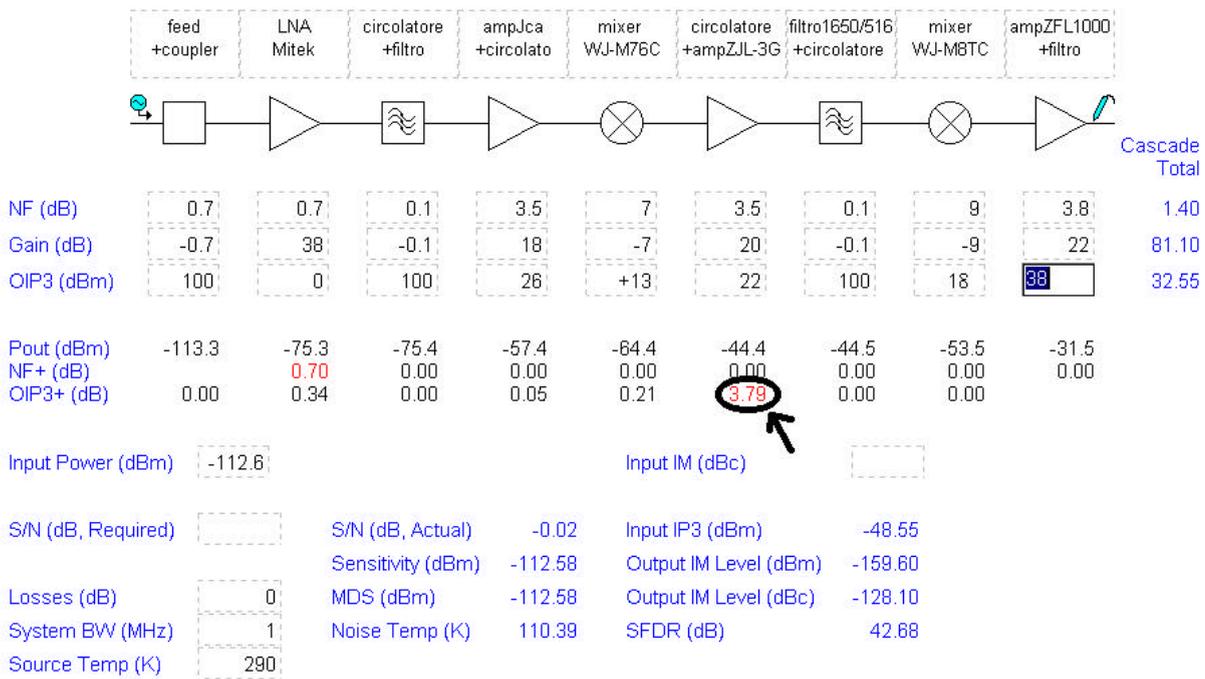


Fig.3-1 Simulazione SCW catena X

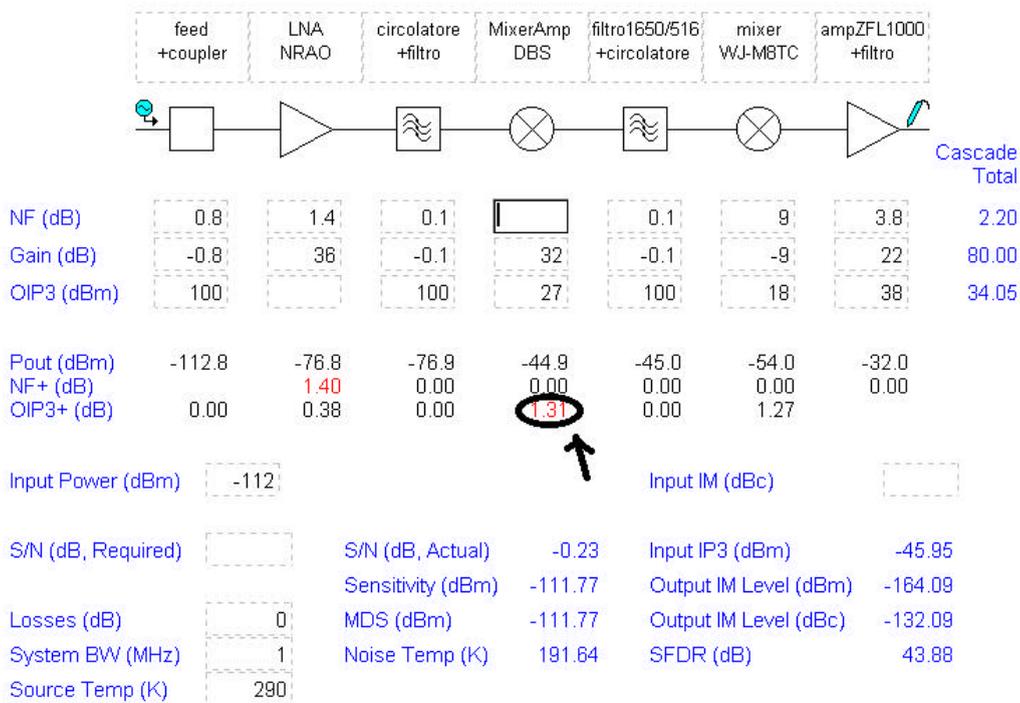


Fig.3-2 Simulazione SCW catena Ka

3-4 Spurie armonicamente legate

I segnali armonici non voluti sono per la maggior parte generati internamente nei mixer, componenti che sfruttano volutamente il fenomeno del trasferimento non lineare. Infatti, nel caso di una down conversion, componenti $M \times RF$ che battono con componenti $N \times LO$ generano anche spurie indesiderate, armonicamente legate. Sarà quindi importante in fase di progetto cercare di prevedere tale fenomeno scegliendo valori d'oscillatori locali opportuni.

Nel caso di una doppia conversione bisogna anche tenere sotto controllo i battimenti che si possono generare tra $N \times LO1$ e $N \times LO2$. Essi sono dovuti all'isolamento non ideale dei componenti interposti tra i due mixer, al cross-talk fra i cavi d'alimentazione e ai segnali localmente generati che entrano in RF tramite il feed.

Si dovranno quindi distinguere fra spurie che si "spostano" col spostarsi del segnale (è facilmente visibile in laboratorio con il generatore di segnale, rientrano quindi nel primo caso descritto $M \times RF$ che batte con $N \times LO$) e spurie "fisse" (secondo caso, $LO1$ e $LO2$ in Cassini sono fissi) che non dipendono dalla frequenza d'ingresso.

Nel caso del ricevitore Cassini tali considerazioni sono a maggior ragione importanti in quanto una eventuale spuria potrebbe interferire con il segnale da noi investigato proveniente dalla sonda.

Spurie dovute alla I° conversione banda Ka

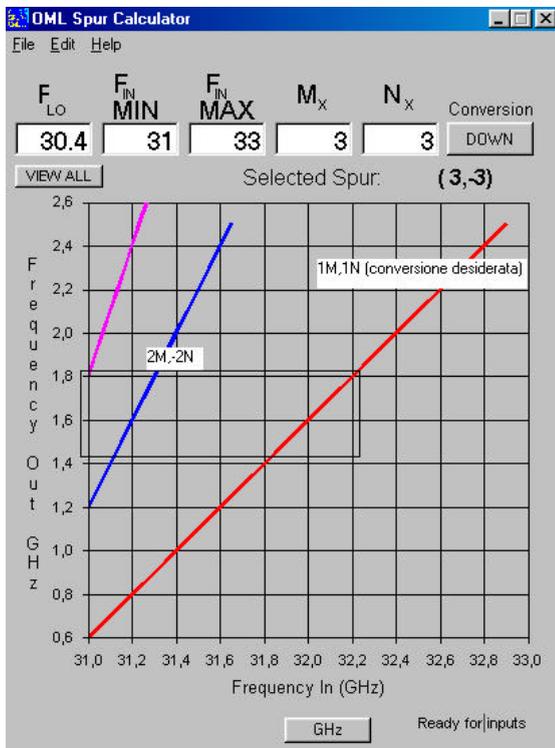


Fig. 3-3 Simulazione SpurCalculator Ka

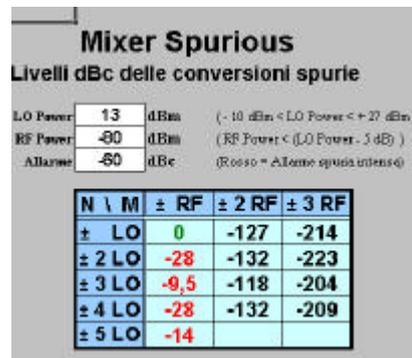
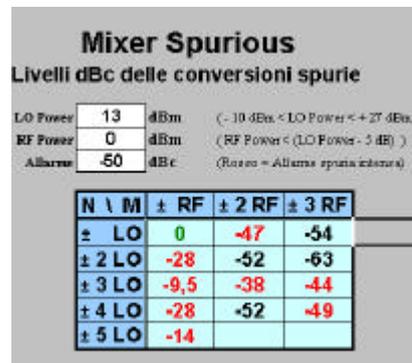


Fig. 3-4 Simulazione AnalisiArmoniche

I programmi di simulazioni utilizzati risultano essere molto utili in fase di progetto, il primo SpurCalculator è scaricabile dal sito <http://www.oml-mmw.com/calc.htm>, mentre il secondo è stato prodotto da noi in Excel.

Una volta stabiliti i due oscillatori locali, è utile verificare il funzionamento del tutto in funzione delle considerazioni poc' anzi fatte. Come spesso succede bisognerà rivedere il progetto facendo i giusti compromessi.

Analizzando *fig.3-3* emerge che, nella prima banda convertita ($IF1=1.45-1.85$, rettangolo nero), c'è la presenza di una spuria (riga blu, $2M \times -2N$) di quarto ordine. Come si può vedere in seguito *fig.3-4*, tale spuria si può tranquillamente trascurare, anche ipotizzando un valore assurdo come per esempio 0dBm di RF.

Da questa analisi emerge che le spurie veramente dannose sono quelle $NLO \times RF$, soprattutto quelle dispari. La spuria $3LO \times RF$ è per esempio a soli $-9.5dBc$ dalla fondamentale!

Spurie dovute alla I° conversione banda X

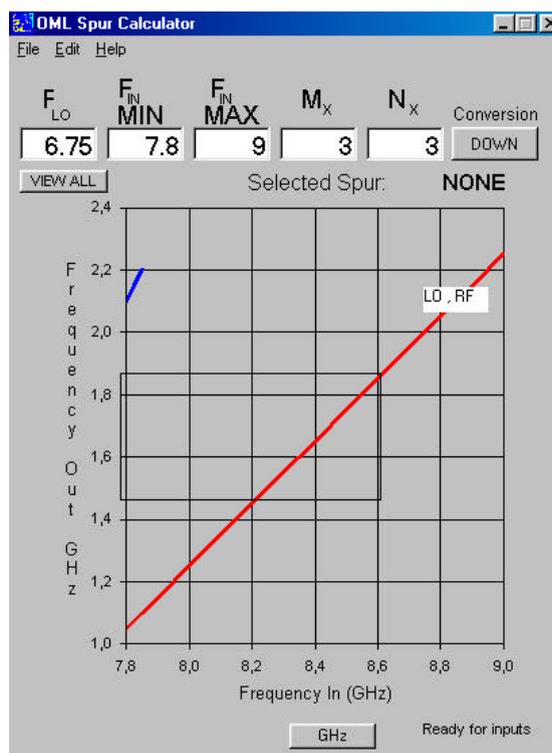


Fig. 3-5 Simulazione SpurCalculator X

Come possiamo notare (*Fig.3-5*) non si ha la presenza in banda di alcuna spuria.

Spurie dovute alla II conversione banda X e Ka

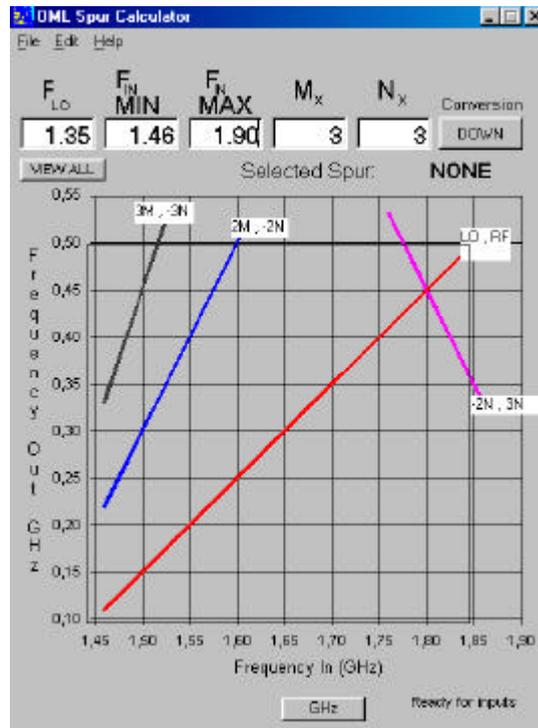


Fig. 3-6 Simulazione II conversione X e Ka

Nel caso della seconda conversione, sia nella banda X che Ka, si ha la presenza nella banda IF 100-500MHz di spurie d'ordine elevato da ritenersi trascurabili.

Spurie dovute ai battimenti fra LO1 e LO2

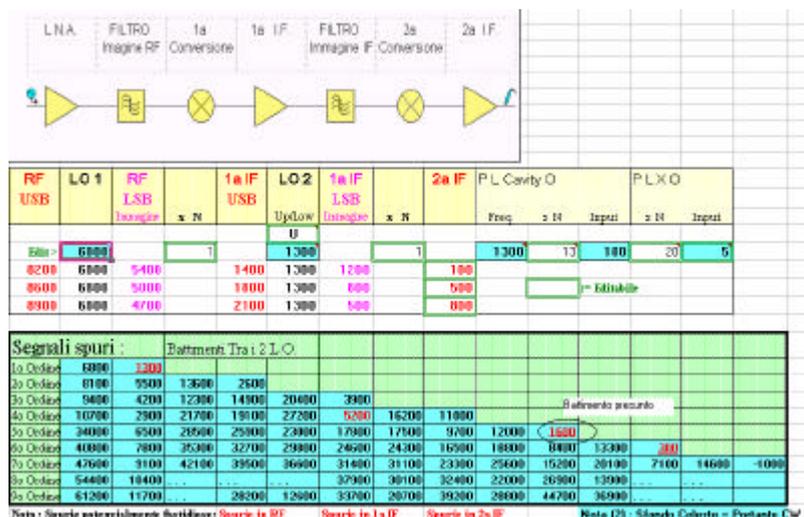


Fig. 3-7 Simulazione battimenti tra LO1 e LO2 con riferimento a 100MHz

Uno dei motivi per cui si è scelto come riferimento di tutti gli oscillatori locali la 50MHz è stato proprio quello di cercare di evitare eventuali battimenti che potevano rientrare in prima media frequenza a 1450-1850MHz. Infatti inizialmente si era pensato a 100MHz come riferimento (oscillatore di riferimento già preso in considerazione per i nuovi ricevitori VertexRoom di Medicina), ma poi ci si è accorti che nel ricevitore X potevano rientrare in banda battimenti fra i due oscillatori locali (LO1=6.800 e LO2=1300 con riferimento 100MHz).

RF USB	LO1	RF LSB Immaginaria	x N	1a IF USB	LO2	1a IF LSB Immaginaria	x N	2a IF	P.L. Cavity O	PLX O
					Up/Low				Freq.	x N
					U				Input	Input
Edite	6750		1		1350		1		1350	27
8200	6750	5300		1450	1350	1250		100		50
8500	6750	4900		1850	1350	950		500		10
8900	6750	4600		2150	1350	550		800		5

Segnali spuri : Battimenti Tra : 3 L.O.										
2o Ordine	6750	1350								
3o Ordine	8100	5400	13500	2700						
3o Ordine	9450	4050	12150	14850	20250	4050				
4o Ordine	10800	2700	21600	18900	27000	5400	16200	10800		
5o Ordine	33750	6750	26350	25650	22950	17550	17550	9450	12150	1350
5o Ordine	40500	8100	35100	32400	29700	24300	24300	16200	18900	8100
5o Ordine	42250	9450	41850	39150	36450	31050	31050	22950	25650	14850
6o Ordine	54000	10800				37800	29700	32400	21600	27000
6o Ordine	60750	12150		28350	12150	33750	20250	39150	29700	44550

Nota : Spurie potenzialmente fastidiose; Spurie in 1a IF Spurie in 1a IF Spurie in 2a IF Nota (2) : Stando Celeste = Portante CW

Fig. 3-8 Simulazione battimenti tra LO1 e LO2 con riferimento a 50MHz

In Fig.3-7 si può notare il possibile battimento pericoloso a 1600MHz che può rientrare in banda 1450-1850MHz; proprio per questo motivo si è scelto un PLO di riferimento, per tutti gli altri oscillatori locali, a 50MHz agganciato alla 5MHz del Maser.

3-5 Banda piatta

Una banda piatta, ossia con un'oscillazione del guadagno molto piccola, è ottenibile cercando d'adattare il più possibile i componenti RF fra di loro, soprattutto quelli disadattati di natura come filtri, mixer e LNA.

Le ragioni principali della formazione del ripple sono dovute al coefficiente di riflessione (Γ) > 0. Il ripple del guadagno dei componenti connettorizzati, viene fornito considerando il guadagno = $|s_{21}|^2$. Il guadagno della catena diventa di fatto l'Insertion Gain, il quale però è definito diversamente da $|s_{21}|^2$. Tali valori coincidono solo quando i Γ di sorgente e carico di ogni componente è uguale a 0.

In fase di progetto si dovranno acquistare circolatori da mettere il più vicino possibile alle porte disadattate.

Sarà poi fondamentale in laboratorio arrivare alla giusta configurazione finale di montaggio, infatti la semplice aggiunta di un cavetto coassiale (soprattutto se mal costruito) potrebbe compromettere le prestazioni raggiunte. Si sono preferite sempre connessioni dirette e l'uso di connettori di transizione; solo se necessario sono stati usati i cavi coassiali. E' utile avere in questa fase un approccio empirico, iniziare a provare secondo logica a spostare circolatori da una zona all'altra e ad aggiungere, quando è consentito, qualche dB d'attenuazione davanti a certi componenti particolarmente disadattati. Questa procedura, che non può essere certo simulata, è fondamentale per migliorare la flatness della banda.

4 Descrizione del Ricevitore X-Ka

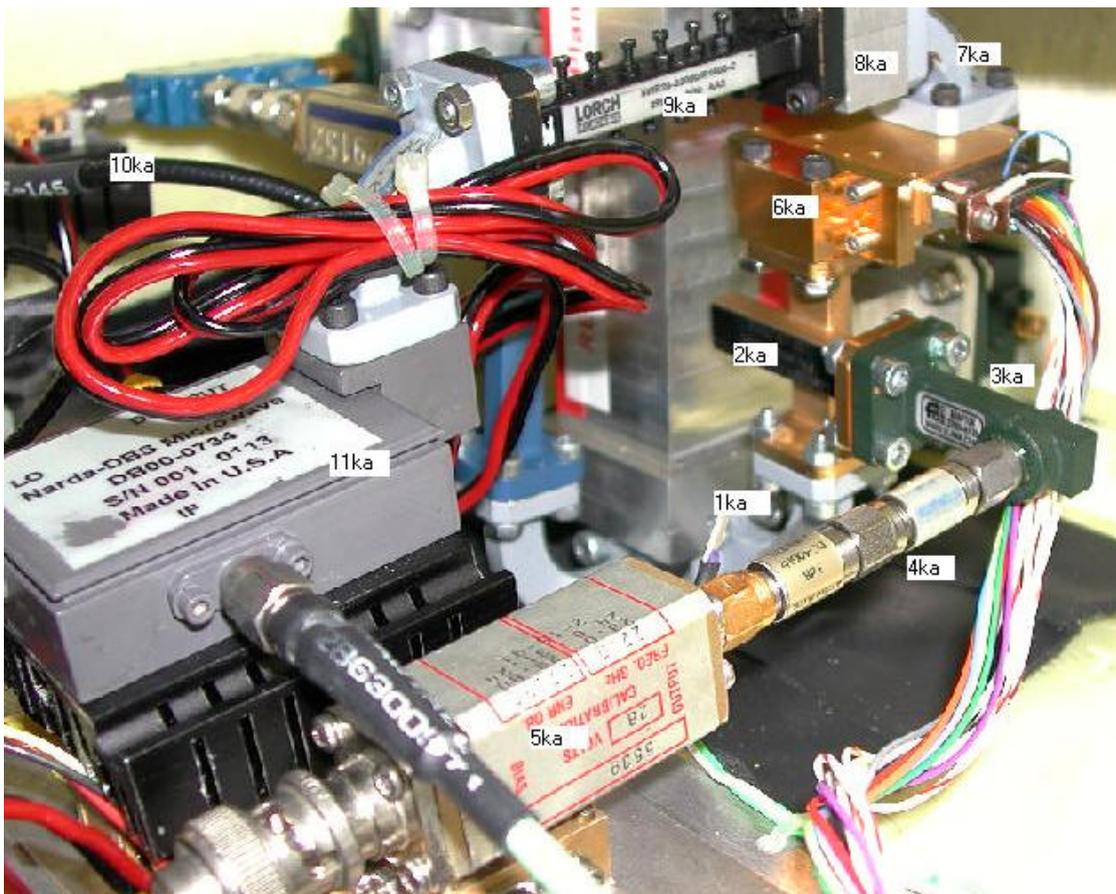


Fig. 4-1 Foto particolare componenti RF Ka in guida WR28

Partendo dal Feed si cercherà di descrivere la catena soffermandosi sui componenti più importanti mettendone in luce pregi, difetti e criteri di scelta.

La parte Front End del ricevitore Ka (*fig.4-1*) è fissata al feed e si auto-sostiene grazie alla guida WR28. Un cavetto coassiale porterà la IF (prima conversione) alla “piastra ricevitore” (lamiera d’alluminio 4mm su cui è montata la maggioranza dei componenti RF).

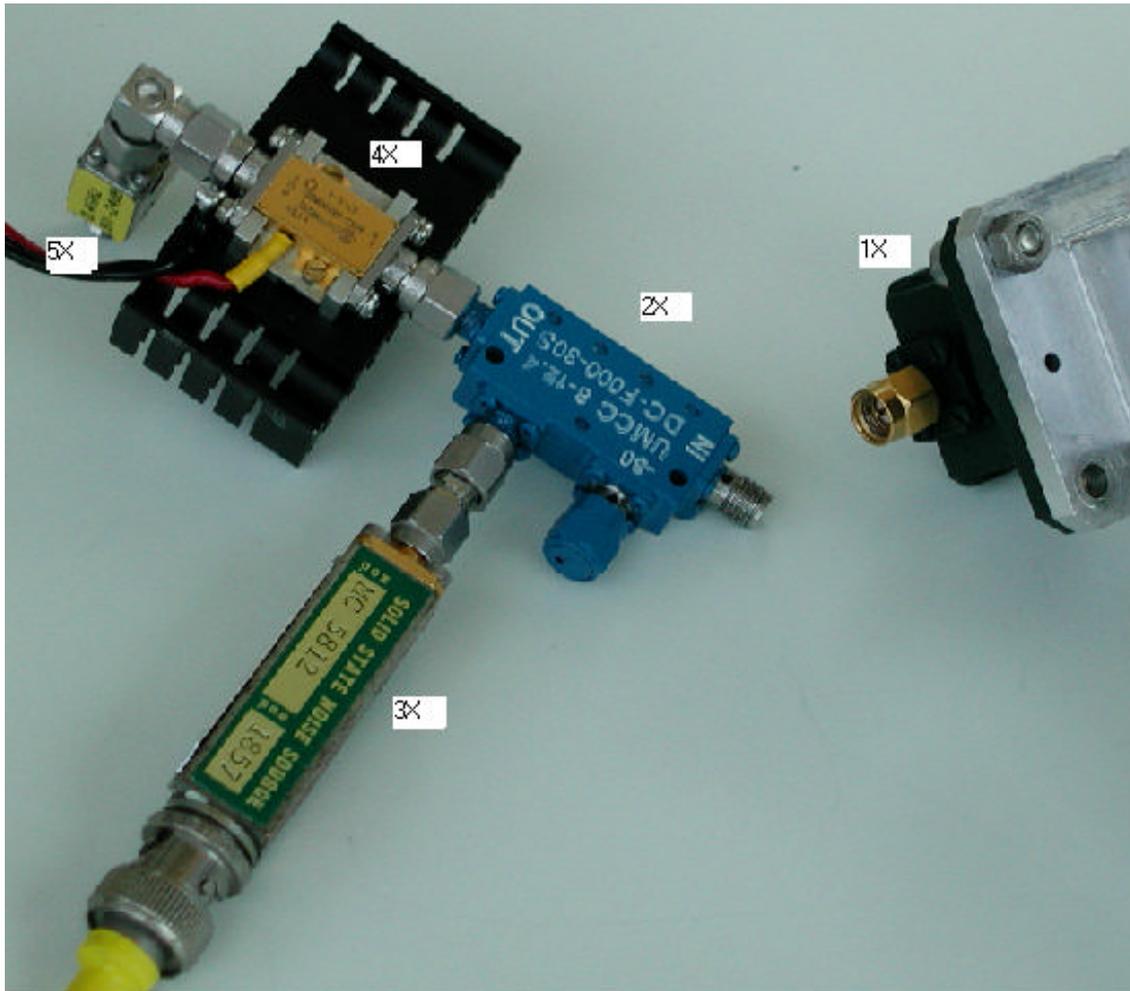


Fig. 4-2 Foto particolare componenti RF X

Per quanto riguarda il ricevitore X (*fig.4-2*) si è preferito, per esigenze di spazio, andare subito in coassiale all’uscita del feed con delle transizioni commerciali WR90-coassiale. Anche questa parte è montata direttamente al feed ed è sorretta dai stessi connettori. Questo è possibile visto il modesto peso di questa sezione.

La *fig. 4-3* mostra la piastra ricevitore posta nel “box Sogliola” prima di essere chiuso. Per una facile identificazione tutti i componenti sono stati denominati

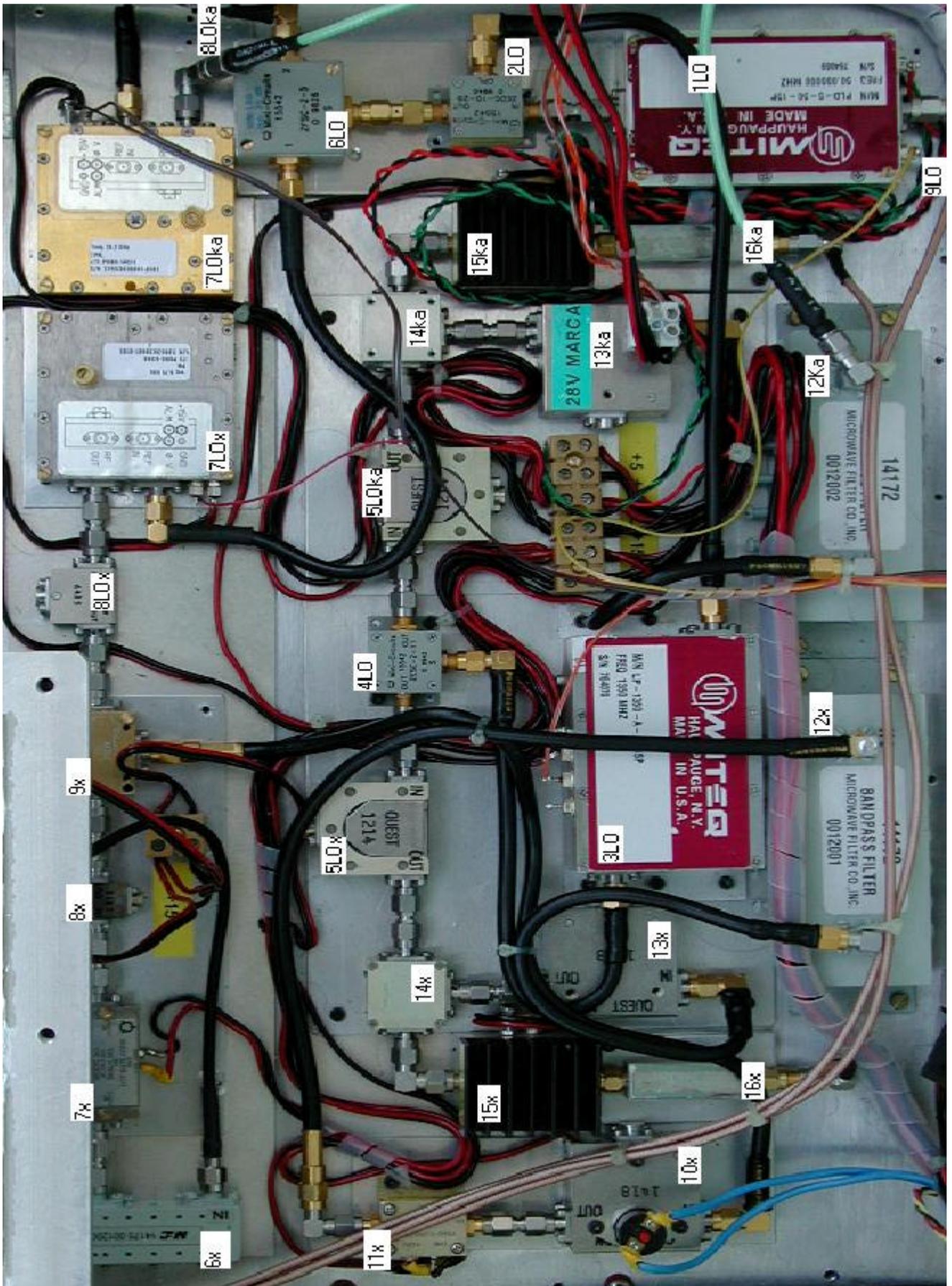
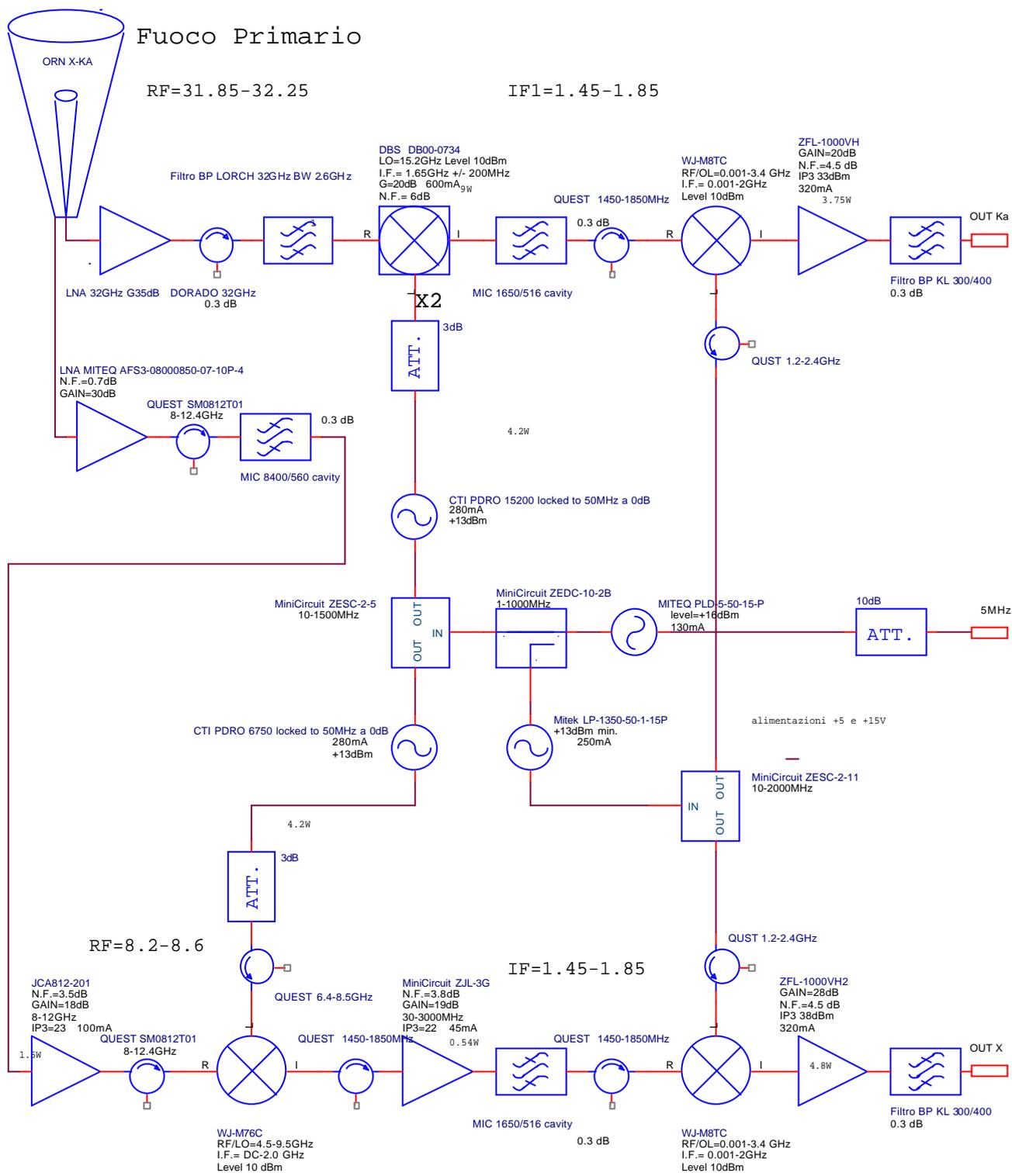


Fig. 4-3 Foto particolare componenti RF Ka, X e LO

N°	Descrizione	Caratteristiche
1 Ka	Waveguide WR28 FLANN	Bend E plane
2 Ka	Directional Coupler MPI	Cross guide WR28 coupling 24dB 15dB directivity VSWRmax 1.15:1
3 Ka	Waveguide Adapter FLANN	UG599/U to SMA f
4 Ka	Coaxial attenuator 13dB 40GHz	3dBAnritsuGold+10dBAnritsuSilver
5 Ka	Noise Generator	28V / a 30GHz ha 30dB ENR
6 Ka	LNA Ka NRAO	G 36dB/NF 1.4dB/IP ₃ -4dBm
7 Ka	Waveguide WR28 FLANN	Bend H plane
8 Ka	Isolatore WR28 DORADO	UG599/U 26.5-40GHz loss 0.5dB VSWR 1.35
9 Ka	Filtro BP LORCH	32GHz BW 2.6GHz
10 Ka	Waveguide WR28 FLANN	bend H plane
11 Ka	Mixer Ampli DBS	LO15.2GHz 10dBm G20dB IF 1.65/0.4GHz 600mA/+15V
1 X	Waveguide Adapter FLANN	WR90 to SMA m
2 X	Directional Coupler UMCC	Coupling 30.1dB loss0.4dB RL18dB
3 X	Noise Generator	28V
4 X	Ampli AFS3 MITEQ	G35dB NF10.7 IP ₃ 0dB 120mA/+15V
5 X	Isolator QUEST	8-12GHz RL20dB
6 X	Filtro BP MFC	8400-565MHz
7 X	Ampli 8-12GHz JCA	G19dB NF2.9dB IP ₃ 25dB 120mA/+15V
8 X	Isolator QUEST	8-12GHz
9 X	Mixer M76C WJ	RF/LO 4.5-9.5GHz IF DC-2GHz LO10dBm
10 X	Isolator QUEST	1.2-2.4GHz
11 X	Ampli ZJL-3G MINICIRCUIT	G20dB NF3.5dB IP ₃ 22dB 12V*

N°	Descrizione	Caratteristiche
12 Ka,X	Filtro BP MFC	1650/516 MHz
13 Ka,X	Isolator QUEST	1.2-2.4GHz
14 Ka,X	Mixer M8TC WJ	RF/LO 0-3.4GHz IF DC-2GHz LO10dBm
15 Ka,X	Amp ZFL1000VH MINCIRC	G20 NF4.5 IP ₃ 33dB +15V/320mA
16 Ka,X	Filtro BP KL	300/400MHz
17 Ka	Waveguide WR28 LABEN	Bend E plane
18 Ka	Carico 50Ω WR28 FLANN	
17 X	Isolatore QUEST	6.4-8.5GHz
18 X	Carico 50Ω	Coassiale 18GHz
1 LO	PLD-5-50-15P MITEQ	Ref 5MHz ±3dBm Out 50MHz 16dBm
2 LO	Directional Coupler MINCIRC	ZEDG 102B 1-1GHz
3 LO	LP-50-1350-15P MITEQ	Ref 50MHz±3dBm Out 1350MHz 16dBm
4 LO	Splitter MINICIRCUIT	ZESC2-5 10-2000MHz
5LOKaX	Isolator QUEST	1.2-2.4GHz
6 LO	Splitter MINICIRCUIT	ZESC2-11 1500MHz
7 LOKa	PDCRO 15.2GHz CTI	Ref 50MHz10dBm Out 15.2GHz 13dBm
7 LOX	PDRO 6.75GHz CTI	Ref 50MHz10dBm Out 6.75GHz 13dBm
8 LOKa	Attenuatore	6dB
8 LOX	Isolator QUEST	8-12GHz
9 LO	Attenuatore	10dB

Elenco componenti RF



Schema Orcad

4-2 Noise Generator Ka e Directional Coupler

Per esigenze economiche è stata usata come **marca di rumore** (Fig.4-1, componente N°5) una testina a 22GHz già acquistata in precedenza. Dal momento che la banda di rumore è ben più larga della frequenza centrale e si estende fino alle frequenze d'interesse, si è utilizzato questo dispositivo consapevoli del fatto che si possono avere forti disadattamenti e quindi molto ripple. Per ovviare a questo problema e per ridurre anche l'ENRdB della marca, sono stati inseriti degli attenuatori prima dell'accoppiatore direzionale.

Nel primo esperimento di Giugno 2002 è stato montato un attenuatore in guida d'onda da 9dB costruito in casa grazie ad un tronchetto di guida WR28 contenente CR110 opportunamente sagomato. Questo attenuatore è risultato però insufficiente in quanto la marca risultava troppo elevata (70°K) e quindi non allineata con lo standard astronomico. Per questo motivo per l'esperimento successivo di Dicembre 2002 si è preferito inserire al posto del tronchetto da 9dB due attenuatori coassiali a 40GHz rispettivamente da 3 e 10dB (13dB totali).

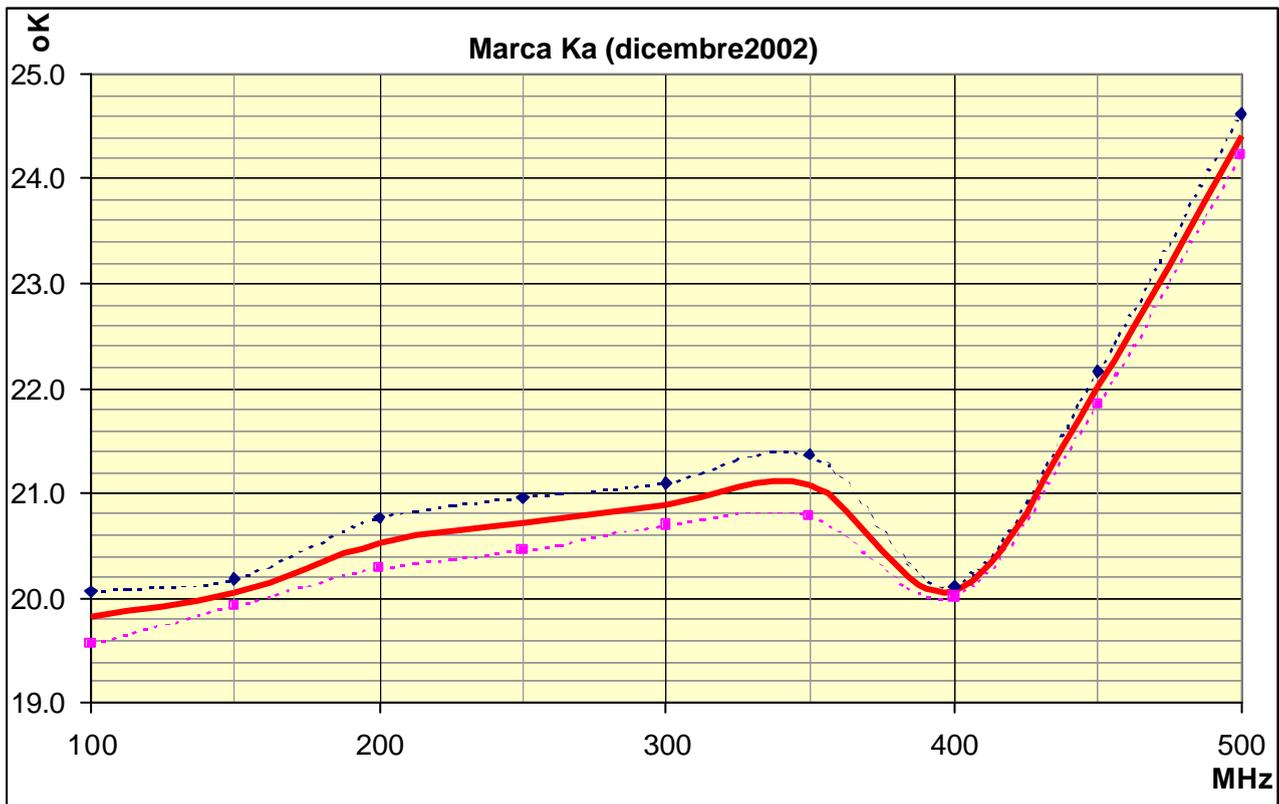


Fig. 4-5 Caratterizzazione della marca di rumore del ricevitore Ka

In Fig 4-5 è riportata la misura di calibrazione della marca presente attualmente sul ricevitore Cassini. Per caratterizzarla sono state eseguite misure di "Y" con il Power Meter ogni 50MHz utilizzando un filtro sintonizzabile di una decina di MHz di banda. La curva tratteggiata blu è ottenuta con un carico freddo a 70°K (Cold/Cold+Marca) mentre quella rosa con un carico a temperatura ambiente (Hot/Hot+Marca). La curva rossa è la media delle due.

Nella misura in total power (senza filtro in uscita), la marca di rumore risulta avere **20,9°K**.

Come possiamo notare l'andamento non è molto costante, per "rendere più piatta la marca di rumore" si consiglia l'acquisto di una testina di rumore in specifiche (componente che per motivi economici non si è potuto acquistare) come per esempio la NoiseCom NC 5128 da 15.5ENR che ha un flatness $\pm 0.75\text{dB}$.

L'accoppiatore direzionale è stato preso volutamente con un accoppiamento a 24dB proprio perché si pensava inizialmente di utilizzare la marca di rumore poc'anzi citata che risulta essere molto meno potente di quella attualmente in uso.

4-3 LNA, Isolatore, Filtro Ka

Sono stati acquistati dal nostro Istituto due **preamplificatori** Ka (26.5-38GHz) criogenici della NRAO al Fosforo d'Indio che, anche a caldo, risultano avere ottime prestazioni. Attualmente è montato il MA27 (leggermente meno rumoroso), il MA19 è da considerarsi pezzo di ricambio.

In un primo momento ci si è attenuti con rigore alle alimentazioni usate e consigliate da NRAO, ma poi ci si è resi conto che tali regolazioni non sono poi così critiche come un tempo si pensava. Qui sotto è riportata la misura di Temperatura di Rumore eseguita da NRAO sul LNA MA19 a temperatura ambiente (solo il MA19 è stato caratterizzato a 290K°); le altre misure a temperatura criogenica non sono riportate poiché non ritenute importanti visto l'utilizzo specifico.

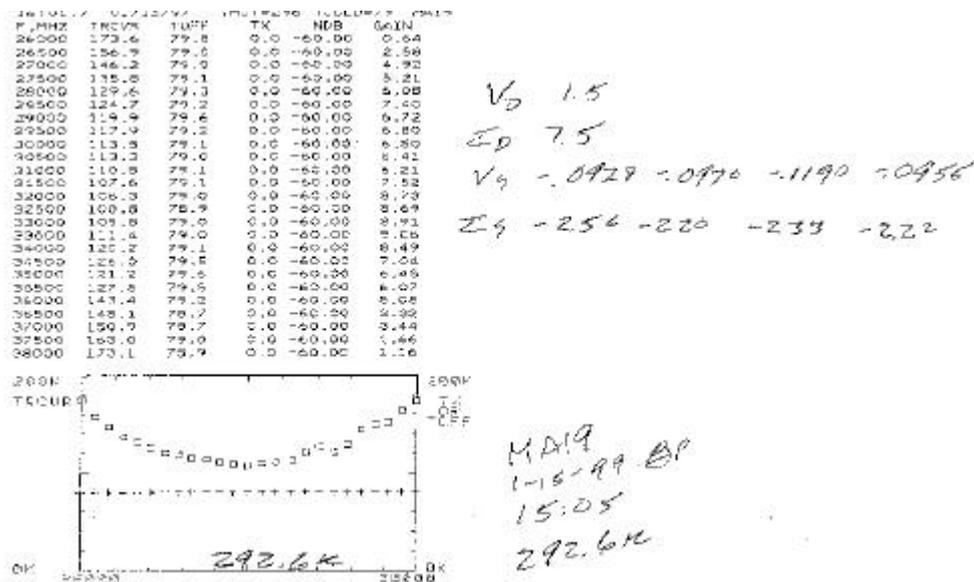


Fig. 4-6 Temperatura di Rumore Misure NRAO" MA19

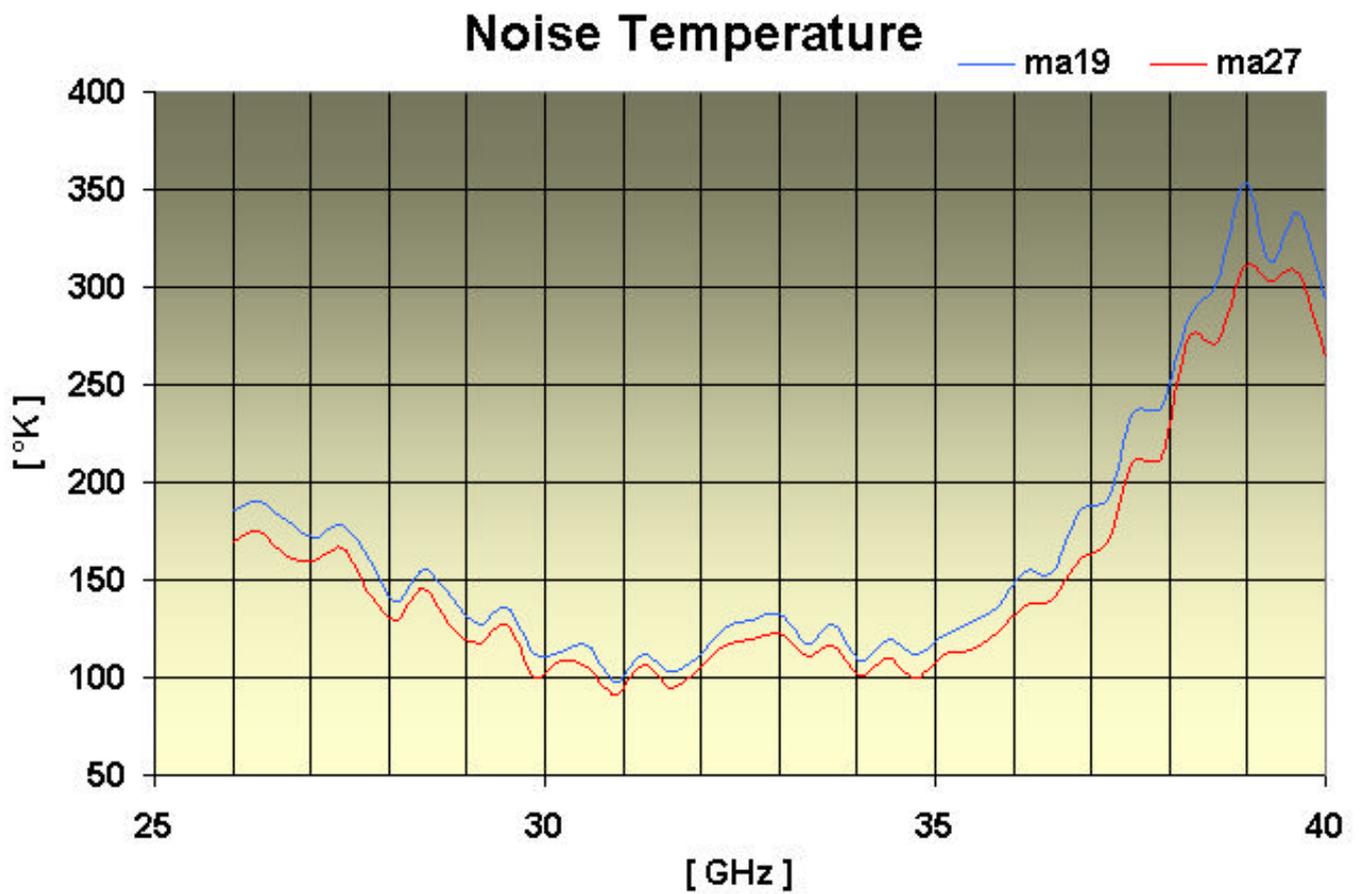


Fig. 4-7 Misure di temperatura di rumore.

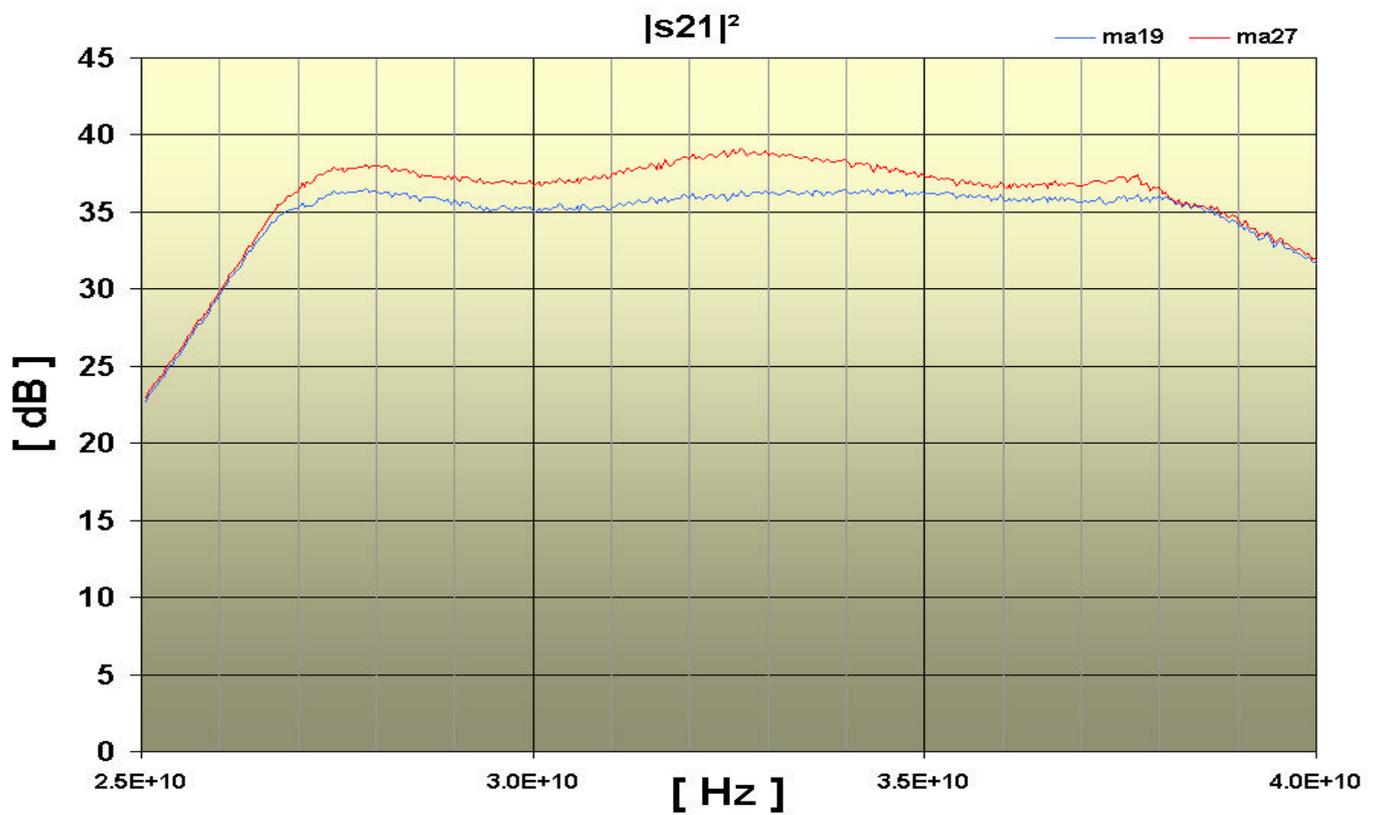


Fig. 4-8 Misure di guadagno.

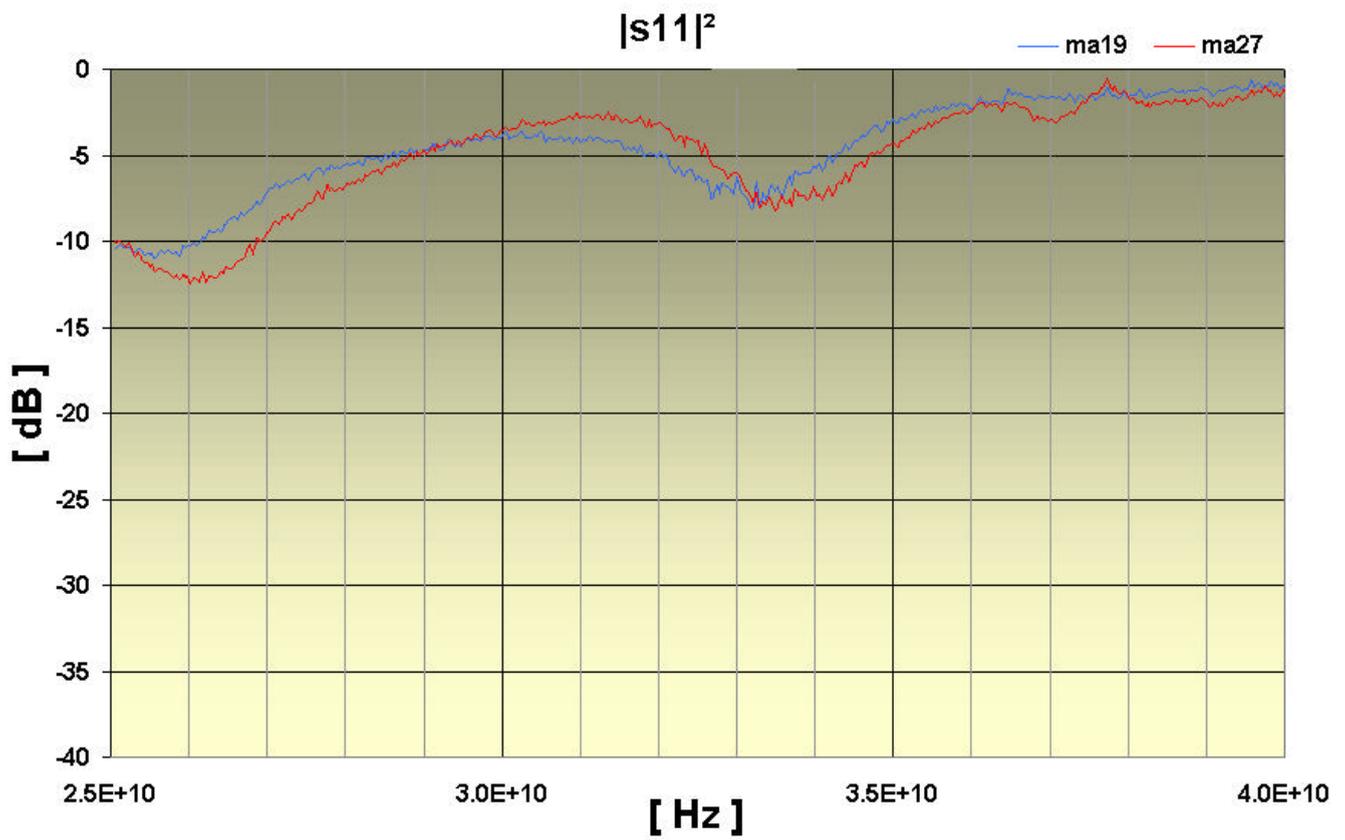


Fig. 4-9 Misure d'adattamento d'ingresso.

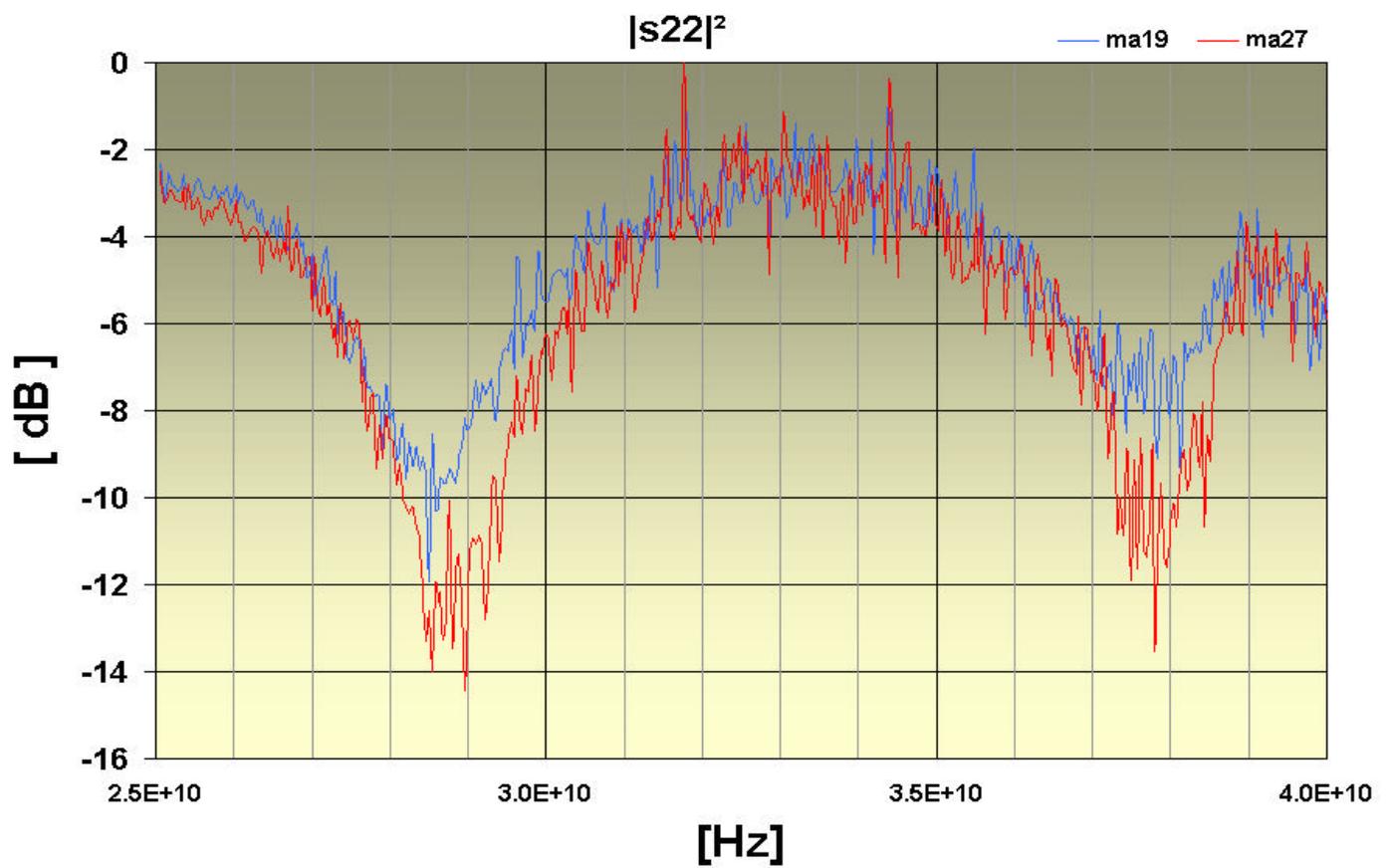


Fig. 4-10 Misure d'adattamento d'uscita.

Le misure di rumore eseguite in laboratorio con il sistema Mambo (Fig. 4-7) confermano quelle di NRAO. La flatness simmetrica presente in entrambe le tracce fa pensare alla non perfetta calibrazione della testina di rumore. Come possiamo notare il MA27 è sensibilmente meno rumoroso del MA19. Con il VNA si sono poi fatte le misure di guadagno e d'adattamento d'ingresso e d'uscita.

I preamplificatori, secondo la filosofia NRAO, risultano avere prestazioni eccezionali in termini di NF ma con uno scarso adattamento d'ingresso; tuttavia la banda finale del ricevitore Ka risulta essere particolarmente piatta.

L'**isolatore** (Fig. 21 particolare N°8) è stato posto all'uscita (in ingresso sarebbe stato un terribile errore di principio) scarsamente adattata del LNA (S22 come S11 presenta un RL > di -5dB), subito dopo una curva sul piano H che risulta essere indispensabile per rientrare negli ingombri dovuti. Questo componente in guida d'onda della Dorado é estremamente compatto ed economico ma non ha particolari prestazioni (26.5-40GHz / loss 0.5dB / isolation 18-16dB / VSWR 1.35).

Il **filtro** in guida d'onda della Lorch serve a delimitare la banda e tagliare l'immagine che per un ricevitore a doppia conversione non è mai particolarmente critica. In quest'ottica si è scelto un 5 sezioni con banda al 8% (32GHz BW2.6GHz, non particolarmente critico da realizzare) che reietta l'immagine più di 60dB, quello che serve senza chiedere al costruttore un filtro estremamente stretto e pendente, difficile da realizzare.

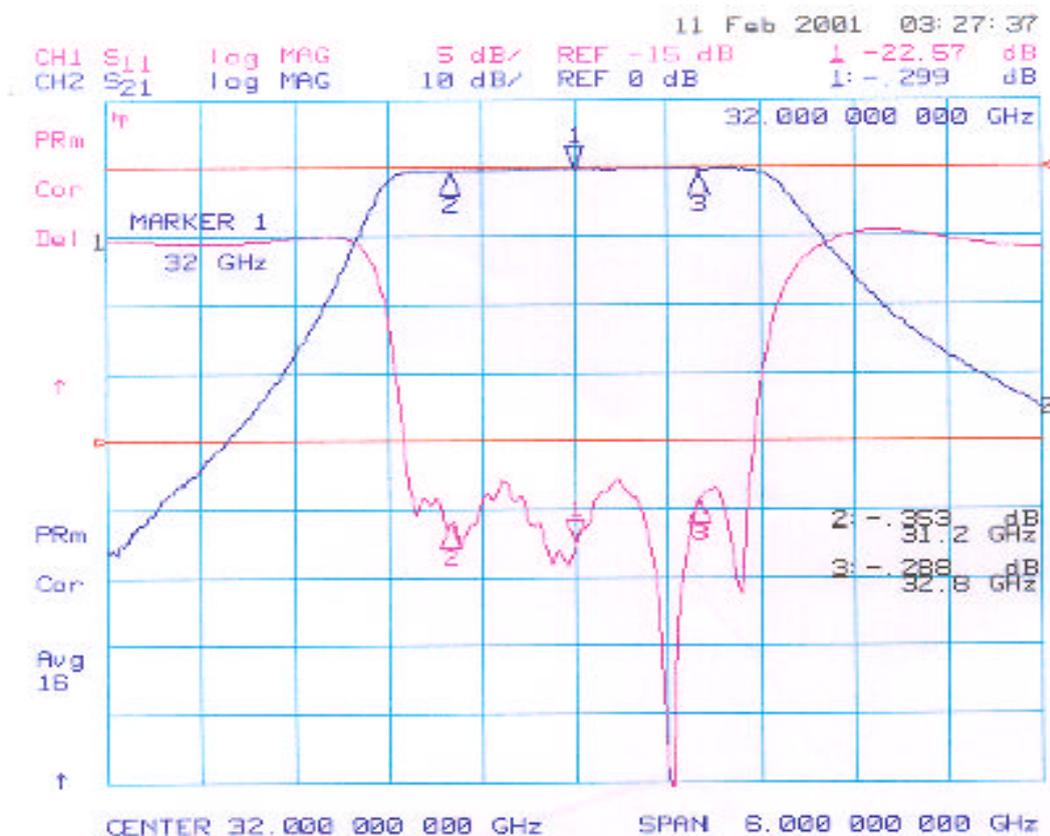


Fig. 4-11 Filtro immagine Ka

La scelta della doppia conversione e quindi dei due valori di oscillatori locali è stata dettata dal componente ora in esame; infatti l'esigenza di ridurre al minimo l'ingombro ci ha indirizzati verso l'acquisto di un "Mixer Attivo" (Fig.4-1, particolare N°11).

In un primo momento sembrava che solo la Miteq potesse realizzarlo (è stato quotato 30 milioni di lire!), ma poi abbiamo scoperto che esistono in commercio famiglie di mixer amplificati particolarmente convenienti che rispettavano più o meno le caratteristiche da noi desiderate.

In Fig. 4-12 si può vedere lo schema a blocchi di un Mixer Attivo della Narda DBS. L'oscillatore locale ($LO=15.200GHz$ a $10dBm$) viene moltiplicato x 2 al proprio interno (sarebbe stato molto più complicato portare alla porta OL una $30,4GHz$ piuttosto che una $15,2GHz$, in termine d'attenuazione e di costo del cavo coassiale in K) e, a differenza di un normale mixer che attenua, si ha un guadagno intorno ai 30dB. Come si può vedere si hanno notevoli agevolazione rispetto ad una catena convenzionale, in termini di spazio ($13x32x19.5mm$), di peso (20g) e forse, tutto sommato, anche di prezzo.

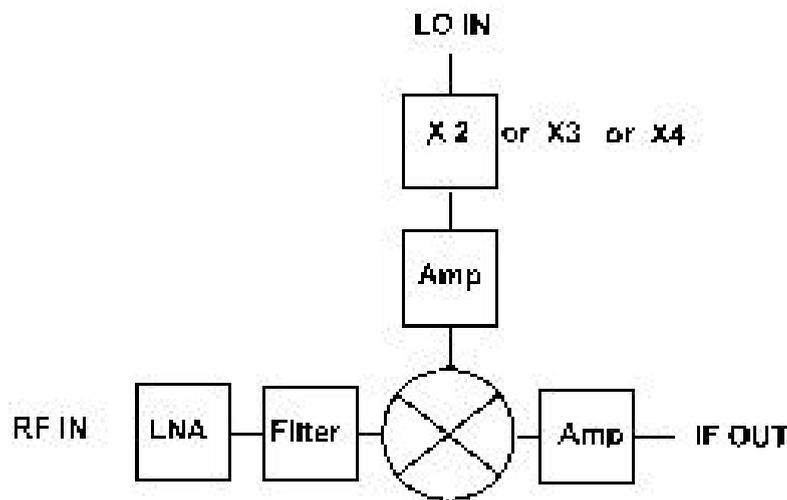


Fig.4-12 schema realizzativo Down Conversion

L'ingresso RF $31.85-32.25GHz$ è stato scelto in guida d'onda WR28 con flangia UG599/U. A questo proposito si ricorda che, rispetto ad un componente standard, è stato chiesto d'allargare leggermente la banda portandola da 300 a 400 MHz. Questa modifica ha portato un peggioramento della NF da 0.6 a 0.68dB (particolare trascurabile in quanto esso è inserito dopo il preamplificatore della NRAO).

L'adattamento accettabile (VSWR 1.35) non richiede l'utilizzo d'isolatori nelle immediate vicinanze e, un attenuatore sulla porta LO, limita il livello di potenza in ingresso a 10dBm.

L'uscita IF del mixer (prima media frequenza $1.45-1.85GHz$) viene poi collegato tramite un cavo coassiale alla piastra ricevitore.

4-5 Seconda conversione Ka e X

Il blocco della seconda conversione risulta essere uguale sia per la catena del Ka che per quella X; si avrà quindi una traslazione della prima media frequenza a 100-500MHz.

Prima del Mixer (Fig. 4-3 particolare N°14X e 14Ka) ho un **filtro passa banda** della Microwave Filter Co.Inc. (N°12X e 12Ka) e un **isolatore** della Quest.(N°13X e 13Ka).

Il filtri in questione hanno una banda leggermente più larga del desiderato e risultano essere ingombranti e di difficile collocamento (sono collegabili solo per mezzo di cavetti coassiali che non sempre hanno un buon adattamento). I filtri di per sé invece presentano un buon adattamento.

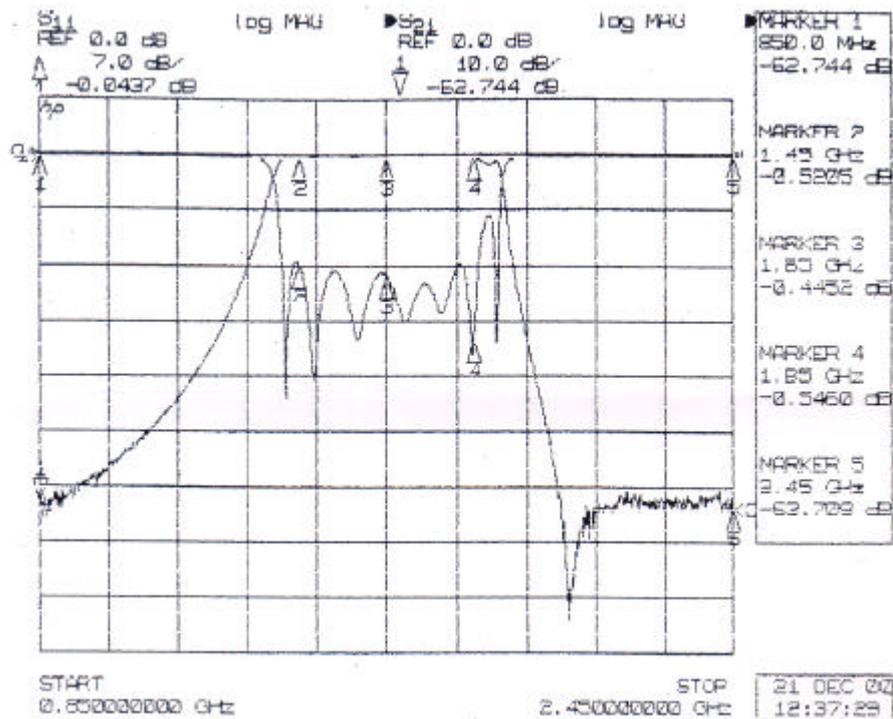


Fig. 4-13 Filtro passa banda X e Ka

Gli isolatori della Quest, posti in prossimità del mixer (elemento fortemente disadattato), sono un ottimo compromesso qualità-prezzo, ma hanno l'inconveniente di essere forniti solo con connettori femmina. Si è visto invece che per ottimizzare la lunghezza e i costi della catena RF è necessario combinare esattamente i sessi dei connettori dei vari componenti senza quindi usare transizioni superflue.

I mixer selezionati M8TC della Watkins-Johnson sono fra i più usati in quel range di frequenza in quanto presentano un ottimo isolamento fra le porte. Seguono poi un **amplificatore** ZFL1000VH della MiniCircuit (N°15X e 15Ka) di potenza ($IP_3=33dB$) e un **filtro passa banda** a 5 sezioni della K&L centrato a 300MHz con 400MHz di banda (N°16X e 16Ka).

Le due uscite X e Ka sono poi portate a pannello in connettori da esterno di tipo N.

4-6 Noise Generator X e Directional Coupler

La **marca di rumore** (Fig.4-2 particolare N°3) dell'X è stata recuperata anch'essa da componenti di laboratorio; a differenza del Ka non è stato ritenuto necessario l'utilizzo di un attenuatore in uscita. Se si decide in futuro di comprarne una nuova, si ricordi di ordinarla con il connettore maschio in uscita. In Fig. 4-14 è riportato l'andamento della testina di rumore da noi caratterizzata in laboratorio. La curva rossa è la media fra Cold/Cold+Marca (curva tratteggiata blu) e Hot/Hot+Marca (curva tratteggiata rosa).

In total power la marca di rumore del ricevitore X risulta essere di **29.6°K**.

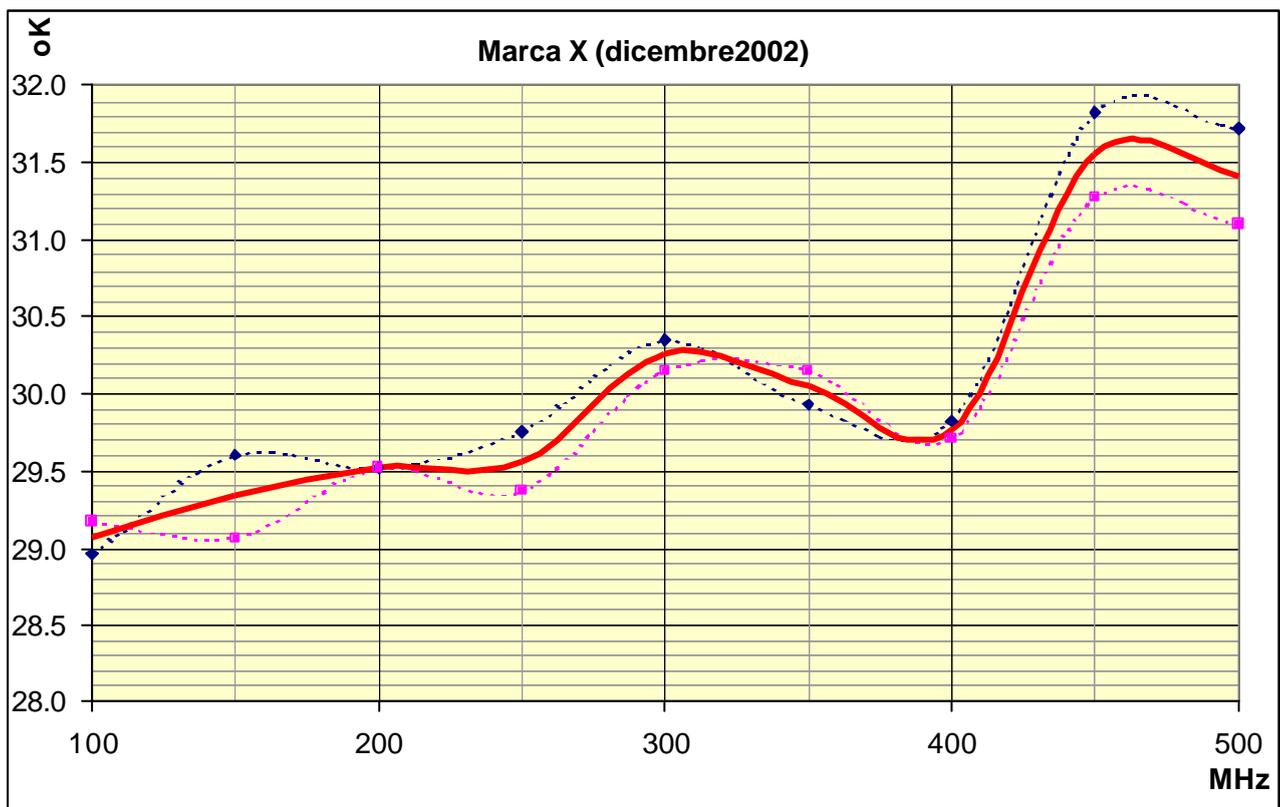


Fig. 4-14 Caratterizzazione della marca di rumore del ricevitore X

L'**accoppiatore direzionale** (Fig.4-2 particolare N°2) della UMCC accoppia a 30dB e perde 0.4dB. Per esigenze di spazio si ricorda che un coupler in guida d'onda (perde sicuramente meno che uno in coassiale ma presenta ingombri considerevoli) non sarebbe certo stato possibile.

4-7 LNA, Isolatore, Filtro X

Si è pensato di scegliere, visto l'utilizzo non criogenico, un **preamplificatore** commerciale della Miteq (*Fig.22 particolare N°4, AFS3-08200860-07-S-4 S/N 675056*) a basso rumore e a banda stretta (8.2-8.6GHz) che guadagna 35dB.

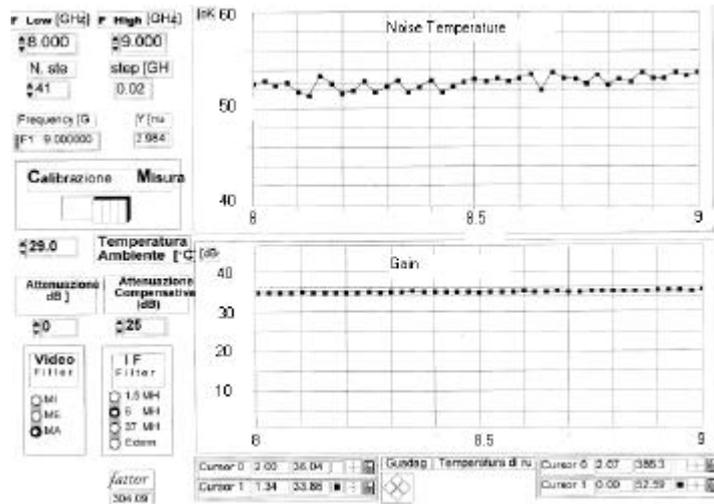


Fig. 4-15 Temperatura di Rumore e Guadagno

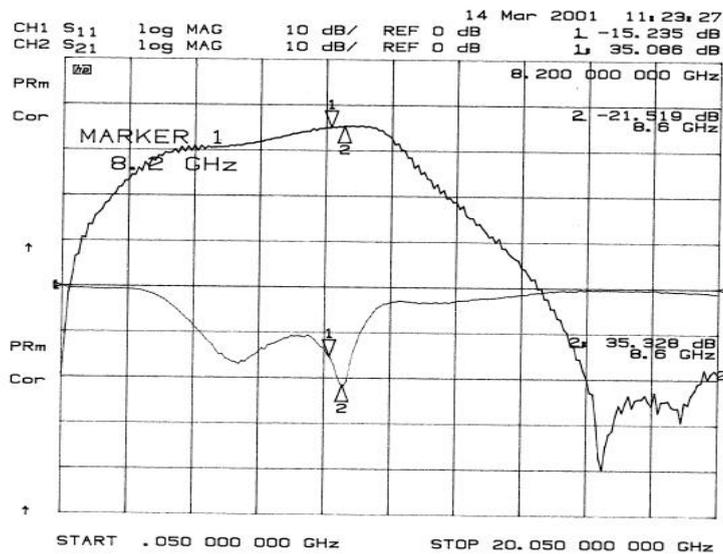


Fig.4-16 S11 e S21

La temperatura di rumore, misurata col sistema *Mambo* (misuratore di rumore sviluppato presso il Laboratorio Microonde di Medicina) risulta essere sui 53°K (NF 0.73dB). Le misure da noi eseguite convalidano i dati di targa.

L'**isolatore** della QUEST (*Fig.18 particolare N°5X*) che segue, visto il buon adattamento del LNA e del filtro, potrebbe sembrare quasi superfluo; tuttavia si è verificato in laboratorio il suo contributo per rendere più piatta la risposta di guadagno in banda.

Il **filtro immagine** della Microwave Filter Co.Inc.è costruito in combline ed è centrato a 8400GHz con una banda passante di 565MHz (*Fig.19 particolare N°6X*). Come possiamo vedere presenta un ottimo adattamento e taglia l'immagine di oltre 50dB.

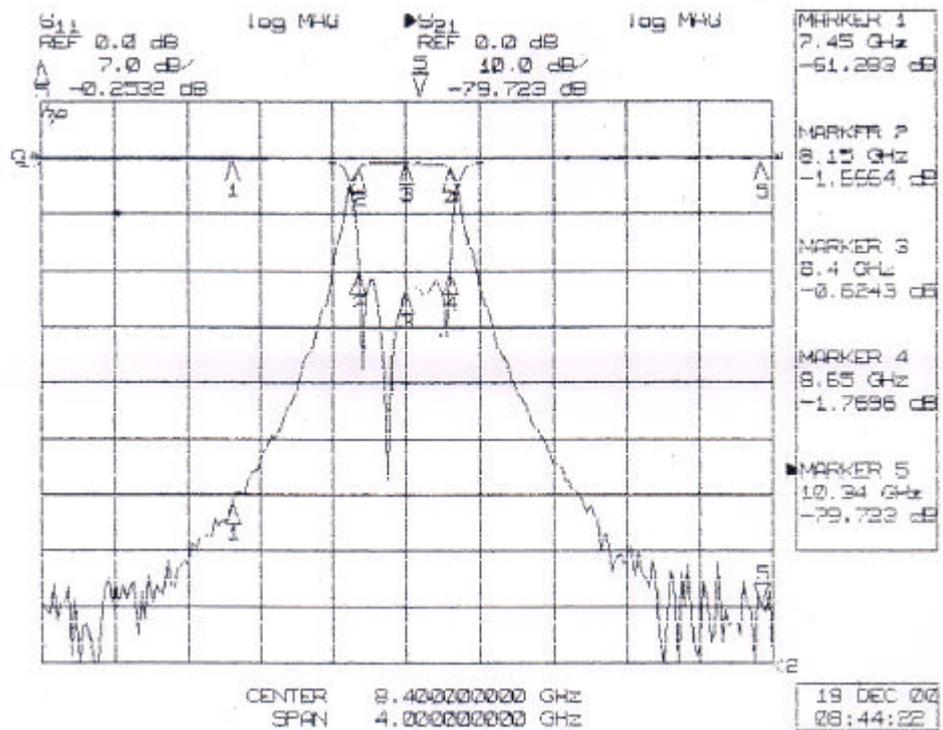


Fig. 4-17 Filtro immagine passa banda X

4-8 Prima conversione X

L'**amplificatore** della JCA 8-12GHz (*Fig. 4-3 particolare N°7X*) presenta una buona cifra di rumore (NF=3dB) e un discreto IP₃ (25dB). Questo componente secondo specifica doveva guadagnare $G > 10$ dB (dichiarazione fatta dal costruttore, in simulazione abbiamo usato $G=10$), in realtà guadagna ben 19dB. Per compensare tale aumento di guadagno si è intervenuti sull'ultimo stadio d'amplificazione.

L'**isolatore** (*Fig.4-3 particolare N°8X*) 8-12GHz è posto davanti al Mixer ed è fondamentale per adattare l'S₂₂ dell'amplificatore (RL=-10dB) con lo scarso adattamento S₁₁ del mixer.

Il **mixer** M76C della WJ (*Fig.4-3 particolare N°9X*) richiede anch'esso un LO drive di +10dBm e presenta ottime caratteristiche d'isolamento fra le porte. La banda 8.2-8.6GHz viene convertita in prima media frequenza a 1.45-1.85GHz.

Un **amplificatore** ZJL-3G della MiniCircuit (*Fig.4-3 particolare N°10X*) che guadagna 22dB termina questa sezione. Si ricorda che è stata aggiunta una resistenza sull'alimentazione in quanto richiede un'alimentazione a 12V.

4-9 Local Oscillator

La scelta degli oscillatori locali è stata molto accurata in quanto gli esperimenti scientifici per cui è stato costruito il ricevitore Cassini richiedono una elevata stabilità di fase, la più elevata possibile!

Fermo restando che tutti gli Oscillatori Locali saranno agganciati in fase al riferimento 5 MHz proveniente dallo standard di frequenza (MASER), si è reso necessario scegliere la topologia circuitale tale da degradare il meno possibile il suddetto riferimento.

Tale degrado, mai specificato dai costruttori di oscillatori, dipende principalmente dalla stabilità di temperatura, dal fattore moltiplicativo e dalla tecnologia costruttiva.

La termostatazione dovrà raggiungere il massimo livello di stabilità. Si dovrà aumentare il più possibile la costante di tempo termica.

Il fattore moltiplicativo deve contemplare al proprio interno solo e soltanto la moltiplicazione ($\times N$), e non il più canonico percorso di divisione ($/ M$), seguito da successiva moltiplicazione ($\times M \times N$). Per scongiurare tale divisione, che aumenterebbe considerevolmente il rumore di fase, è bene scegliere la frequenza OUT in maniera che sia un multiplo intero della frequenza di riferimento.

Per quanto riguarda la tecnologia costruttiva degli oscillatori è bene inserire (se è possibile) lungo la catena di moltiplicazione un elemento intermedio per filtrare maggiormente il rumore di fase. Un Phase Locked Crystal Oscillator costituisce un "clean-up loop" con un'elevata potenza in uscita (presenza di un quarzo agganciato in fase). Un'intera catena di moltiplicazione di frequenza $\times N$ ($N=L \times K$) sarà così formata da un PLXO che moltiplica $\times L$ (e "pulisce" il segnale), seguito poi da un PLO (Phase locked oscillator) che moltiplica $\times K$. Più L è elevato, più il segnale viene filtrato, tuttavia la tecnologia dei PLXO non permette frequenze superiori a 100MHz. Questi motivi, e le considerazioni trattate nel *Cap.3-4*, hanno portato a scegliere come riferimento la frequenza di 50MHz.

La scelta dei PLO è stata eseguita in base al confronto di grafici e specifiche di "phase noise" forniteci dai costruttori e da considerazioni tecniche, che in seguito saranno elencate.

Come si può notare nel seguente grafico (*fig. 4-19*), il rumore di fase distante circa 1 MHz dalla portante dipende dalla tecnologia dell'oscillatore libero mentre, per piccole distanze (<100Hz), è dettato principalmente dal riferimento esterno (H Maser). La zona "piatta lungo la traccia" rappresenta la zona di raccordo dovuta all'intervento del filtro di retroazione montato internamente al PLO.

La stabilità di fase, a cui dobbiamo rapportarci per eseguire una giusta scelta di PLO, è basata su una misura a "lungo termine". Purtroppo i dati fornitici dai costruttori si riferiscono sempre a quella a "breve termine" onde per cui, visto che non è possibile utilizzare questi dati per calcolare quella da noi desiderata, possiamo pensare solo ad un'estrapolazione (retta tratteggiata di *fig.4-19*) dei dati fornitici. Questa estrapolazione, non comprovata da misure, ci può fornire soltanto una stima ottimistica di quello che può succedere nel lungo periodo.

Con l'esperimento "Cassini" si cercherà di apprezzare "alcune parti in 10^{-15} per 1.000-10.000 secondi". Per essere sicuri di raggiungere la sensibilità richiesta e, tenendo conto che ci confrontiamo solo con una stima da noi eseguita del rumore di fase, aumentiamo volutamente le specifiche cercando di raggiungere la sensibilità di $5 \cdot 10^{-16}$ per 10.000s. A 32GHz, il drift del sistema sarà:

$$32 \times 10^9 \times 5 \cdot 10^{-16} = 16 \mu\text{Hz su } 10.000\text{s ovvero } 16 \mu\text{Hz su } 100 \mu\text{Hz}.$$

Secondo quanto riportato nelle AN *CTI Communication*[®] (Catalogo 09/94 pag 102, eq.17), è bene confrontarsi con bande passanti che consentono un sistema di misura conveniente; il valore standard di riferimento è 1Hz mentre quello consigliato e riportato nei cataloghi è 3KHz.

Pertanto 16μHz di rumore FM su 100μHz di Banda, corrispondono a:

$$16 \cdot 10^{-6} \cdot (1/100 \cdot 10^{-6})^{0.5} = 1.6 \text{mHz rms su } 1\text{Hz di Banda passante}$$

$$16 \cdot 10^{-6} \cdot (3000/100 \cdot 10^{-6})^{0.5} = 87.6 \text{mHz rms su } 3\text{KHz di Banda passante}$$

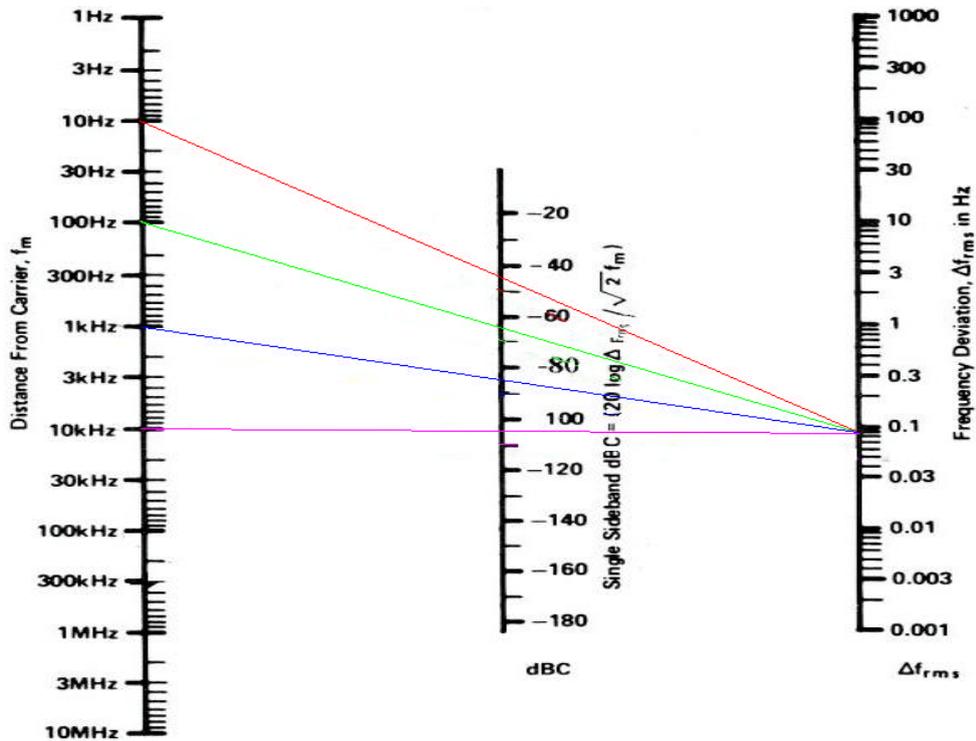
Tracciando i segmenti opportuni sul nomogramma (*fig. 4-18*), dal punto "87.6mHz" (rumore FM) ai punti "100Hz, 1 KHz e 10KHz", è possibile leggere nella scala centrale i valori del Phase Noise entro cui il nostro sistema "deve stare". A 100Hz dalla portante il phase noise deve essere minore di -65dBc; guardando ora il grafico da noi costruito riportando le varie tracce fornite dai costruttori (*fig.4-19*) appare evidente che anche i PLO a risonatore dielettrico, rientrano nei limiti da noi desiderati di Phase Noise in quanto risultano avere a 100Hz circa -90dBc.

Precedenti esperienze hanno sconsigliato l'utilizzo di PLO a cavità in aria. Essi sono considerati "ultra low phase noise" ma presentano indesiderati fenomeni di microfonicità che, un'antenna in movimento potrebbe facilmente innescare. Si consideri che sono anche meno compatti e più costosi e, in aggiunta, potrebbero avere problemi di stratificazione dell'aria all'interno della cavità dove la dissipazione avviene solamente per convezione (si tenga presenti le differenti inclinazioni di lavoro del ricevitore).

Nei DRO invece tali problematiche non sono presenti in quanto la presenza del dielettrico non permette fenomeni di microfonicità e di stratificazione d'aria in quanto il calore viene dissipato per conduzione direttamente ad una flangia metallica.

In base a tutte queste considerazioni sono stati ritenuti più idonei per le nostre applicazioni gli oscillatori locali PLO a DRO.

Dotando così il ricevitore di Oscillatori Locali propri ad hoc (quindi indipendenti da sintetizzatori di prestazioni inferiori già presenti presso le Antenne) ha permesso di raggiungere le massime prestazioni possibili con la tecnologia attuale in termini di stabilità di fase.



f_m Relationship between Modulating Frequency (f_m), Sideband to Carrier Ratio (dBc), and Frequency Deviation (Δf_{rms}). Note: Use Consistent Measurement Bandwidth!

Fig. 4-18 Nomogramma di conversione di Rumore di fase

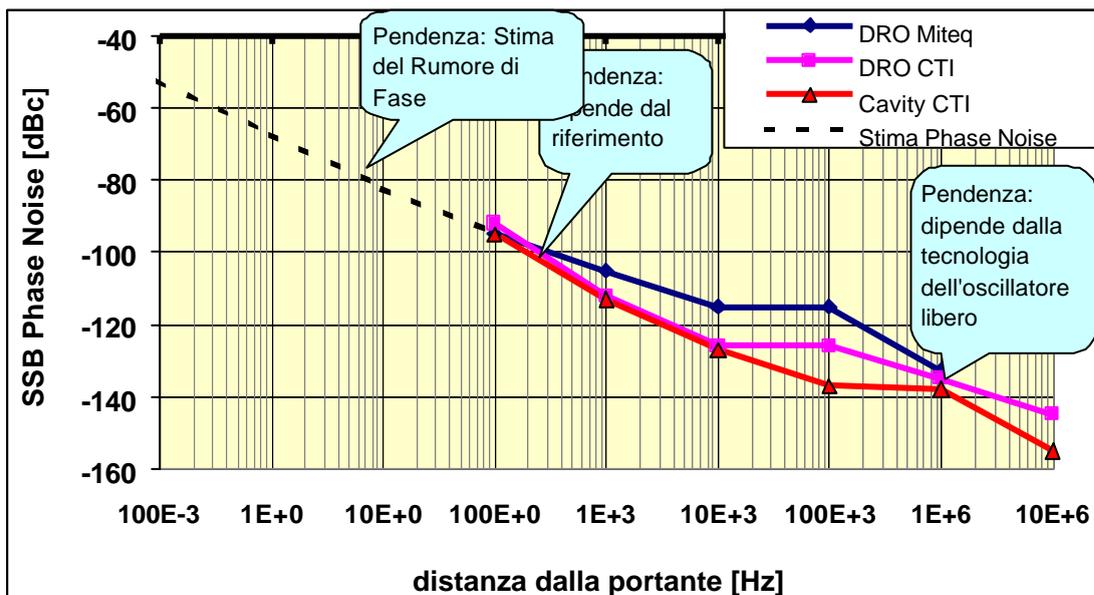


Fig.4-19 Phase noise di alcuni PLO presi in esame

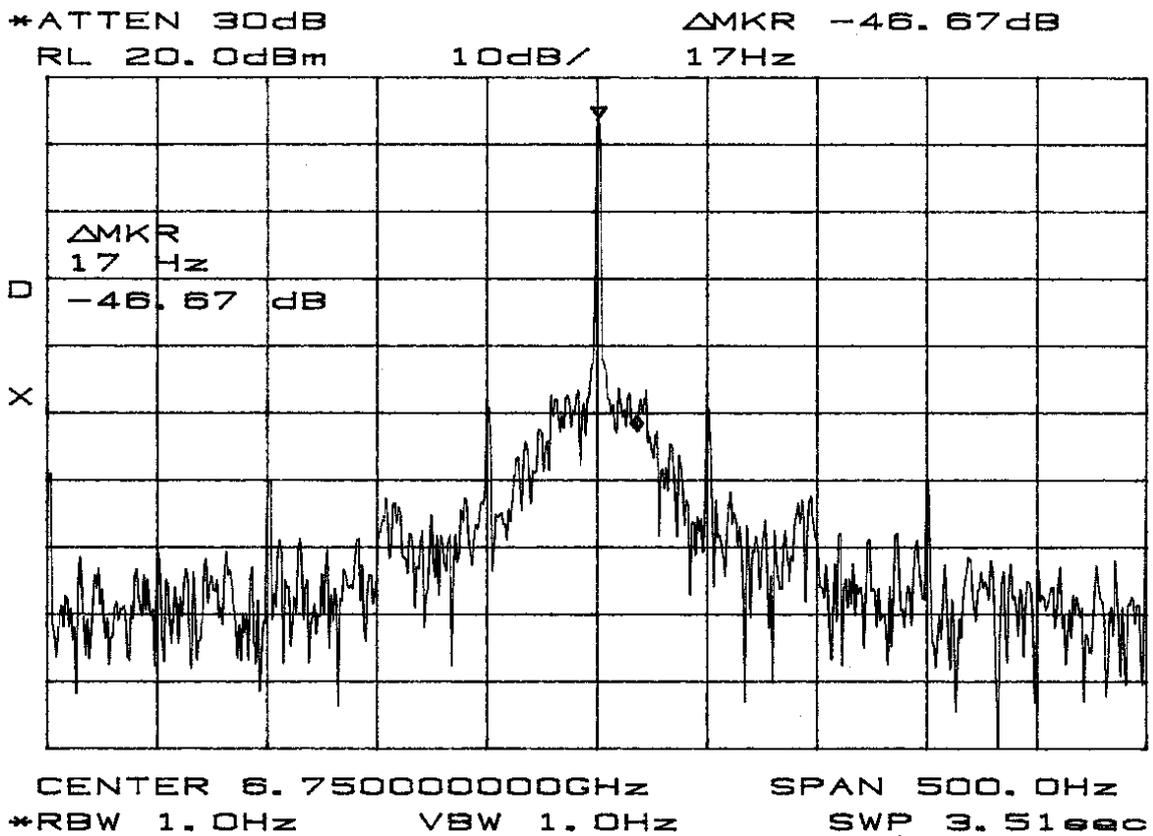


Fig. 4-22 PDRO 6.75GHz CTI.

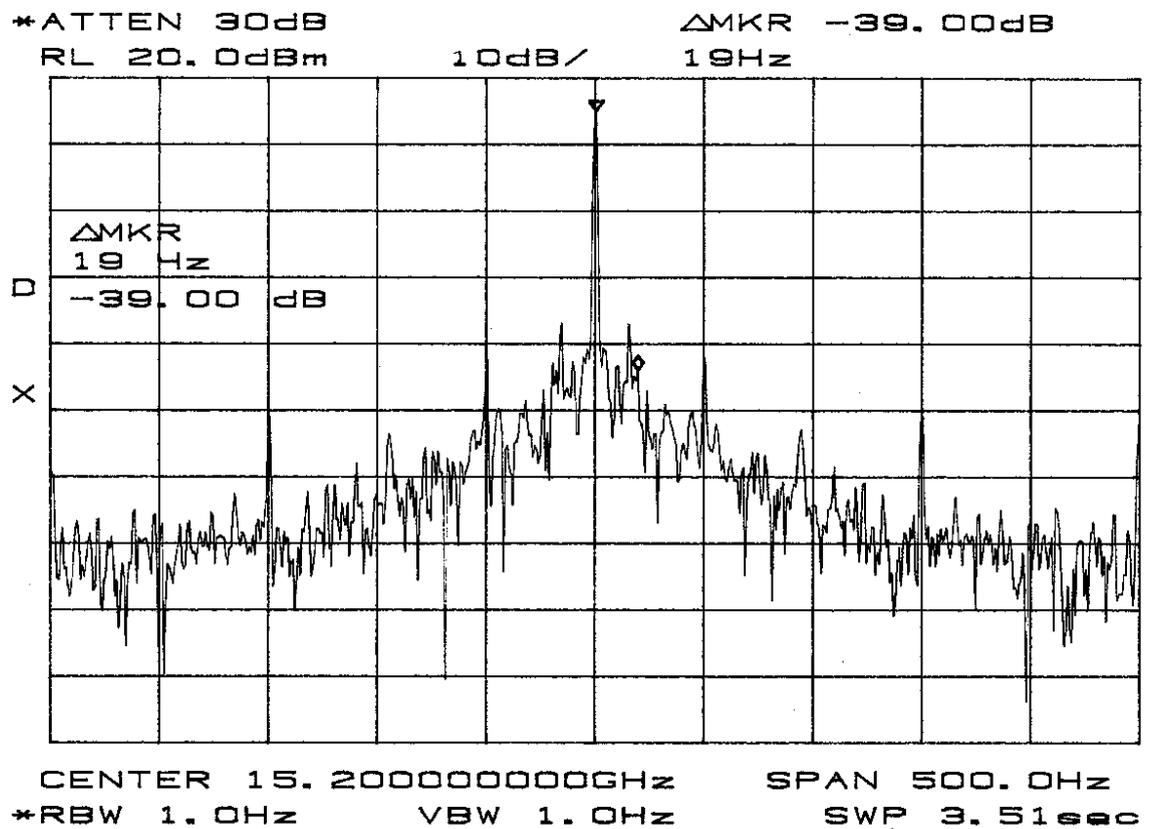


Fig. 4-23 PDCRO 15.2GHz CTI

Le misure di fase sopra riportate sono state eseguite con un semplice analizzatore di spettro dell'HP mod.8564E, oltre al rumore di fase dei PLO è sicuramente presente anche quello del strumento stesso.

Come possiamo vedere in Fig.4-20 e 4-21 le specifiche dei due PLO della Miteq, vengono rispettate; infatti l'OL 5-50MHz presenta una reiezione delle spurie di -85dBc e una reiezione alle armoniche di -40dBc.

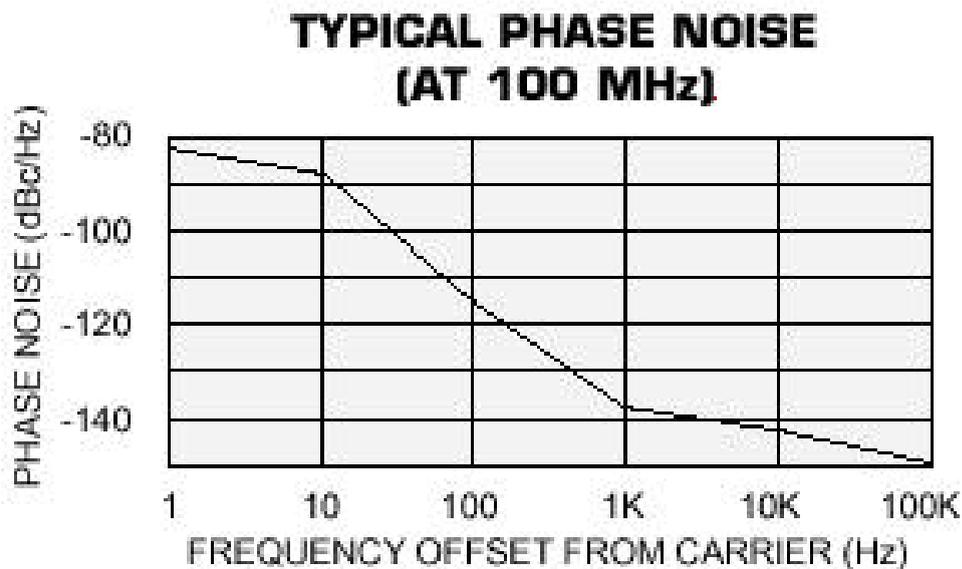


Fig. 4-24 Typical phase noise PLD Miteq

BLOCK DIAGRAM

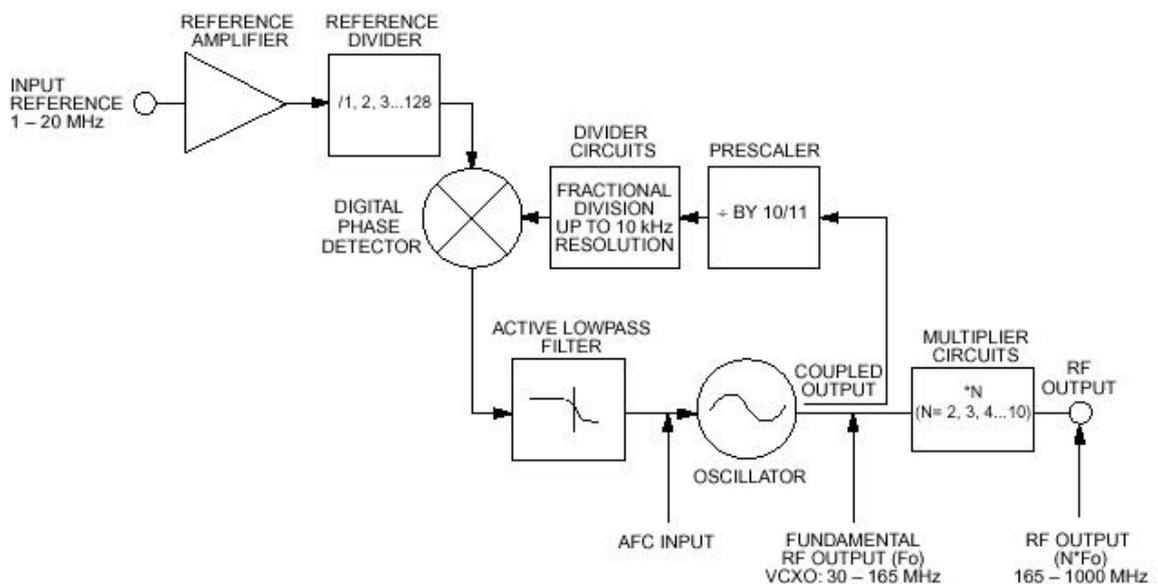


Fig. 4-25 Typical phase noise PLD 5-50

Un inconveniente in fase di test è stata la richiesta di un'alimentazione aggiuntiva +5V 130mA; questo non è ben messo in risalto nel manuale della Miteq (solo per i modelli con Ref. external) e può comportare notevoli disagi (presenza di un alimentatore aggiuntivo).

Altro inconveniente importante è l'out of lock a temperature superiore ai 50°C (dovrebbe secondo specifiche essere sempre agganciato da 0-60°C); infatti a temperatura ambiente, senza la presenza di alcun dissipatore termico, il PLO si sganciava puntualmente. Una volta montato sulla "piastra ricevitore", ad una temperatura di 40°C, questo fenomeno non si è mai presentato.

L'OL 1350MHz, usato per la seconda conversione del X e Ka, non presenta particolari inconvenienti.

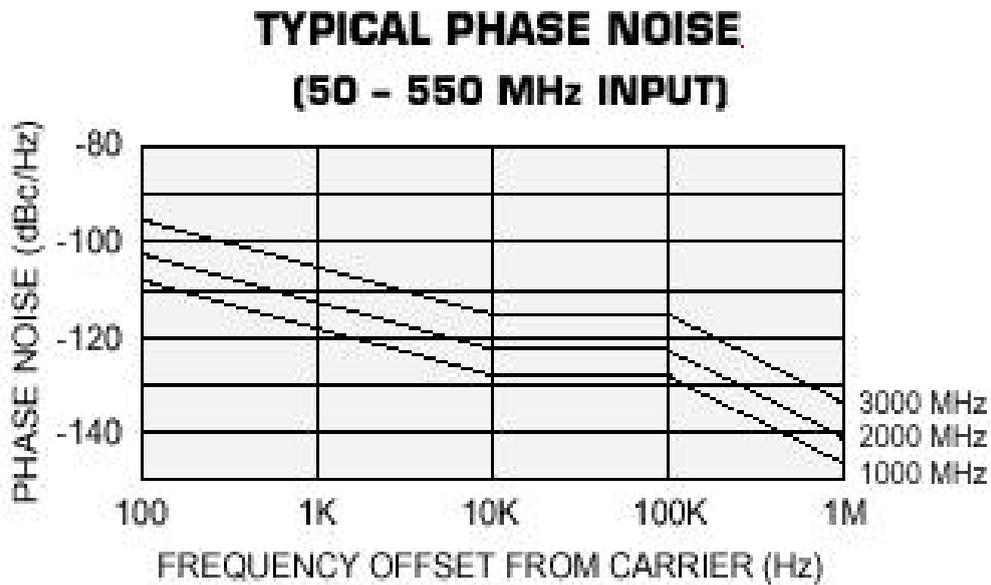


Fig. 4-26 Typical phase noise LP standard Miteq

BLOCK DIAGRAM

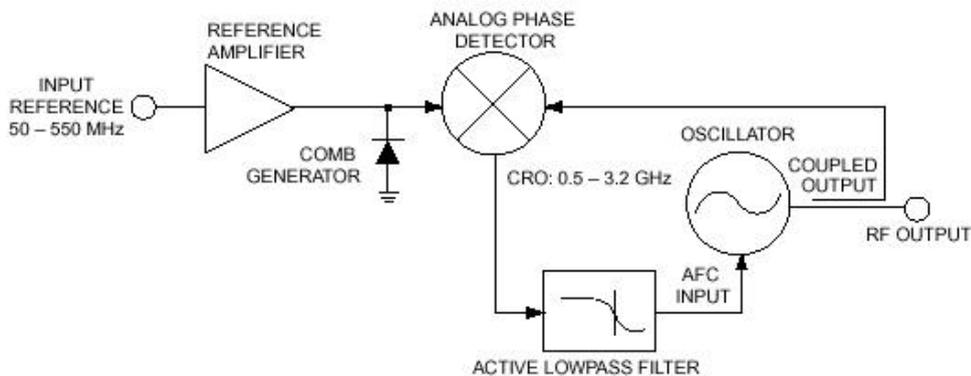


Fig. 4-27 Typical phase noise LP

L'OL 6750MHz usato per la prima conversione del X è un PDRO della CTI. Anche questo è agganciato alla 50MHz e presenta un degrado del phase noise (rispetto al riferimento esterno) con legge $20\log N+3dB$, dove N è il fattore moltiplicativo.

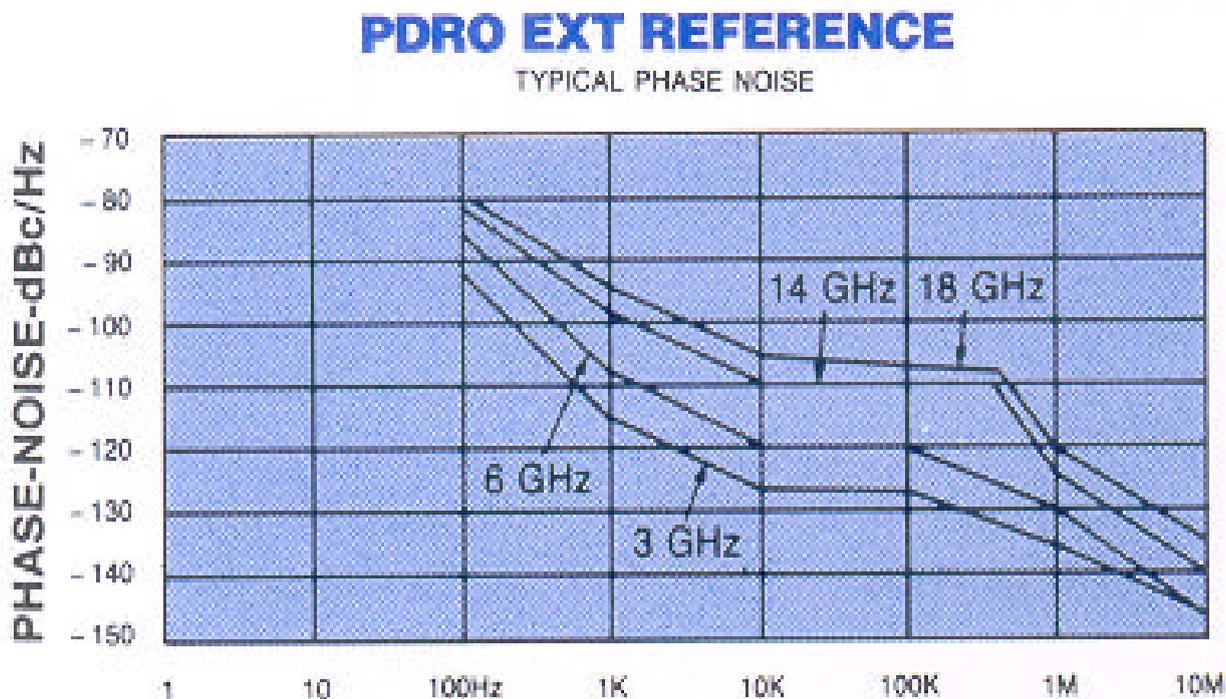


Fig. 4-28 Typical phase noise PDRO e PDCRO CTI.

L'OL 50-15200 usato per la prima conversione del Ka è anch'esso agganciato alla 50MHz. E' un PDCRO della CTI e segue la legge di degrado $20\log N+3dB$.

Entrambi gli oscillatori locali in questione sono da ritenersi in specifiche. I "picchettini" che riscontriamo in Fig.4-21 e 4-22 (a distanza di 100Hz) sono dovuti alla 50Hz introdotti in laboratorio dalla 5MHz di riferimento del Maser. Non è detto che tale fenomeno (spurie a 50Hz) si ripresenti anche in altri luoghi della parabola come la Vertex room o il fuoco primario.

In Fig.4-3 è possibile vedere la collocazione dei vari Oscillatori Locali e la distribuzione della 50MHz di riferimento grazie ad un coupler (2LO) e a due splitter (4LO e 6LO). Gli isolatori a banda stretta (5Lox, 5LOK, 8LOX) adattano e limitano eventuali spurie in ingresso alla porta LO dei Mixer, mentre gli attenuatori (8LOKa e 9LO) forniscono il livello dovuto di potenza.

Come possiamo notare (vedi voce TP Alarm nella tabella che segue), le tensioni di monitor dei vari OL cambiano drasticamente al variare della temperatura, questo a dimostrazione di quanto sia importante, per la stabilità di fase, una buona termostatazione e quindi un controllo rigoroso della temperatura (sono stati raggiunti $\pm 0.2\text{ C}^\circ$).

I cavetti coassiali utilizzati sono tenuti fermi con fascette alla struttura rigida della scatola. In questa maniera si scongiurano eventuali variazioni di fase del segnale dovute a lievi spostamenti che possono essere provocati dalle diverse elevazioni della parabola.

Oltre alla funzione Off Alarm, che mette in evidenza in maniera digitale un avvenuto sgancio, è possibile verificare il giusto funzionamento dei LO guardando la loro tensione TP Alarm. Se per esempio non arriva al primo LO la 5MHz di riferimento, al TP avremo una tensione sui 3V invece che i normali 9V.

Si ricorda che è sempre meglio controllare il livello in uscita della 5MHz del Maser, se quest'ultimo presenta una potenza inferiore ai 13dBm verificare che il primo Oscillatore Locale sia agganciato e se non lo è, diminuire l'attenuatore posto sulla 5MHz (9LO).

	PLD-5-50-15P MITEQ	LP-50-1350-15P MITEQ	PDRO 6.75GHz CTI	PDCRO 15.2GHz CTI
N°	1LO	3LO	7X	7Ka
Ext.Ref. (MHz)	5	50	50	50
Ref. level (dBm)	±3dBm (4)	±3dBm	10dBm	10dBm
LO Out (MHz)	50	1350	6750	15200
Out level (dBm)	13.4	16.2	13	13
DC Power	15V-107mA 5V- 130mA (3)	15V-225mA	15V-280mA	15V-280mA
TP Alarm a 40C° (V)	9.98	3.60	7.46	6.40
TP Alarm a 25C° (V)	6.71	3.51	6.80	7.35
Off Alarm	open	open	+5V TTL	+5V TTL
On Alarm	close	close	GND	GND
Spurious 10Hz (dBc)	80 (1)	70 (2)	45 (2)	40 (2)

- (1) agganciato alla 5MHz del Maser
- (2) agganciato alla 50MHz del PLD Miteq (con ref. 5MHz)
- (3) la +5V è ottenuta partendo da una 15PLOn resistenza in serie da 700 e un 7805
- (4) un attenuatore da 10dB limita i 13dBm della 5MHz del Maser

Tabella riassuntiva Local Oscillator

5 Prestazioni finali del Ricevitore X-Ka

In questo capitolo si cercherà di riassumere le prestazioni del ricevitore Cassini tenendo particolarmente in considerazione la stabilità del segnale di uscita nel tempo (drift).

5-1 Guadagno, IP₃ e Temperatura di Rumore del ricevitore X-Ka

Le bande 100-500MHz dei due ricevitori (*Fig. 5-1 e 5-2*) presentano una flatness contenuta entro ± 2 dB; risultano perciò essere particolarmente piatte.

Nelle figure sottostanti si può vedere in banda la presenza voluta di un segnale a -80dBm (generatore di segnali con in serie svariati dB d'attenuazione) ricevuto dal ricevitore.

In *fig. 5-3 e 5-4* sono riportate le misure di IP₃.

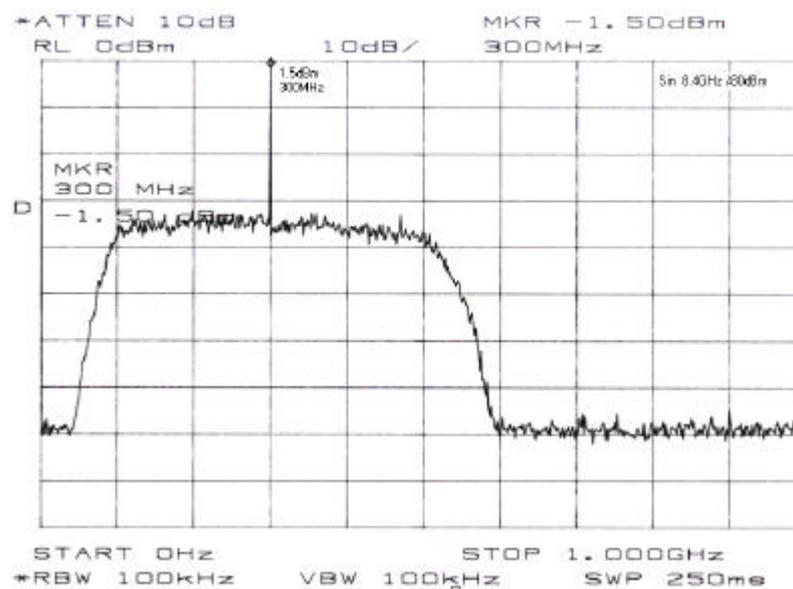


Fig. 5-1 Banda finale 100-500MHz del Ricevitore X

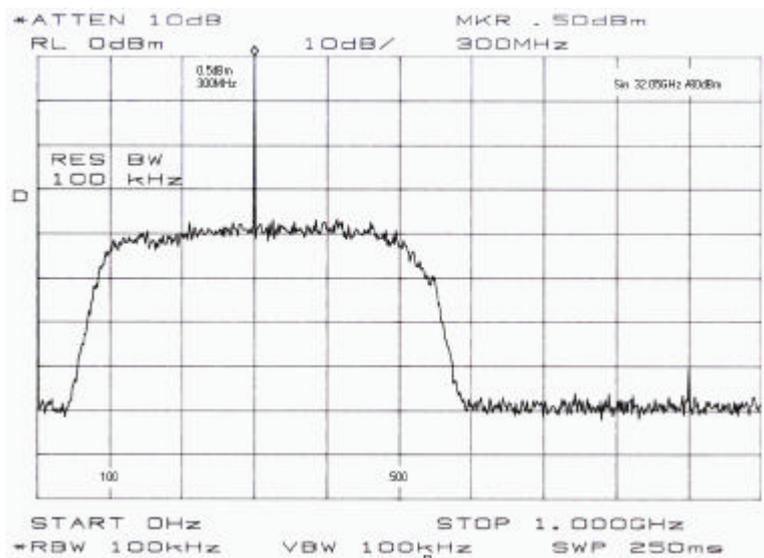


Fig. 5-2 Banda finale 100-500MHz del Ricevitore Ka

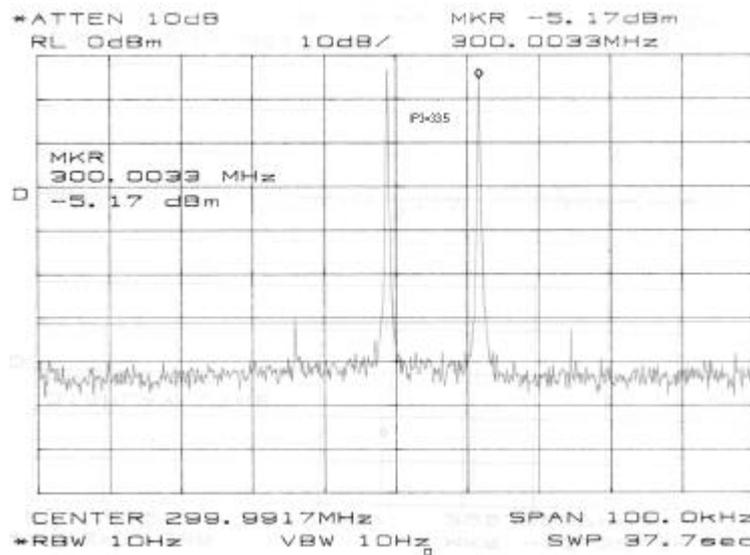


Fig. 5-3 Misura IP₃ del Ricevitore X

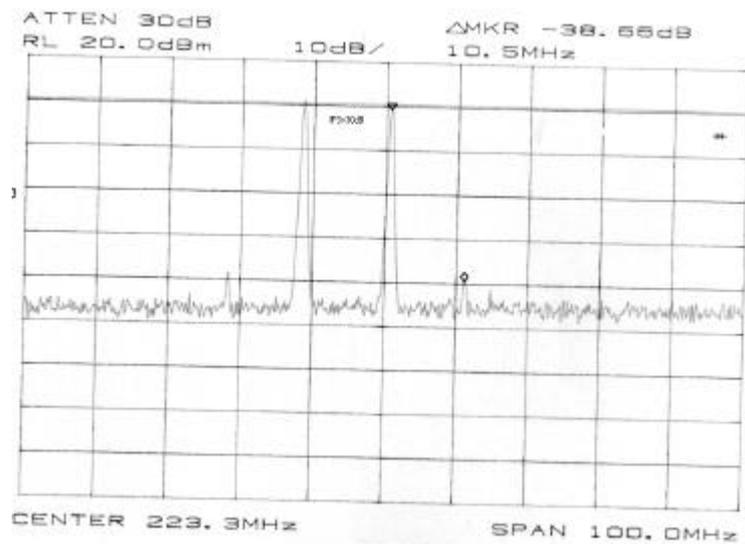


Fig. 5-4 Misura IP₃ del Ricevitore Ka

Nella tabella sottostante sono riportati i valori del guadagno, dell'IP3 e della temperatura equivalente di rumore misurati in laboratorio al momento della caratterizzazione delle marche di rumore col metodo "Y".

	Guadagno (dB)	IP3 (dB)	Temperatura equivalente di rumore (°K)	Marca di rumore (°K)	Conversione OL1+OL2 (MHz)
Ric. X	81	33,5	150,1	29,6	6750+1350= 8100
Ric. Ka	80	30	131,4	20,9	30400+1350= 31750

Tabella riassuntiva delle caratteristiche del ricevitore X-Ka

L'efficienza misurata del X è simile al simulato mentre quella del Ka risulta essere leggermente più bassa. Impostando infatti in SCW i valori di attenuazione del sistema antenna misurati in Tlab (0.55dB), il valore simulato risulta essere di 136°K. A questo proposito è importante mettere in evidenza la difficoltà nell'eseguire tali misure, non sempre misure di marca ripetute a distanza di tempo danno il medesimo risultato, soprattutto se si tratta di feed a grande apertura di fascio come appunto quelli a fuoco primario.

5-2 Drift e microfonicità

Per poter effettuare misure di stabilità nel tempo è stato necessario creare un sistema estremamente isolato da influenze esterne. Tale sistema è composto da un carico di Eccosorb posto davanti all'horn e da un rivelatore quadratico posto in uscita al ricevitore. Il segnale rivelato dal detector è stato poi mandato ad un voltmetro a rampa ed acquisito da un PC. Per far lavorare il detector in una zona "lineare" (leggi: puramente quadratica), senza però limitare le cifre significative lette sul voltmetro digitale, sono stati inseriti 10dB d'attenuazione in uscita al ricevitore; in questa maniera il livello di potenza inviato al detector è di -17dBm (letto dal power meter).

Tale sistema di misura è stato perfettamente termostato grazie ad un ampliamento, con un apposito coperchio di polistirene espanso, della zona controllata in temperatura del

ricevitore. All'interno sono stati quindi inseriti sia il carico che il detector (HP8471D con in più load resistor) ed il tutto è stato portato per l'occasione alla temperatura fisica di $25 \pm 0.2^\circ\text{C}$.

Con tale sistema di misura si è reso possibile anche valutare eventuali inconvenienti dovuti a microfonicità del ricevitore. Nonostante l'alta sensibilità di quest'ultimo, né ruotando di 90° , né facendolo sobbalzare di alcuni cm, si è vista la presenza di tali disturbi.

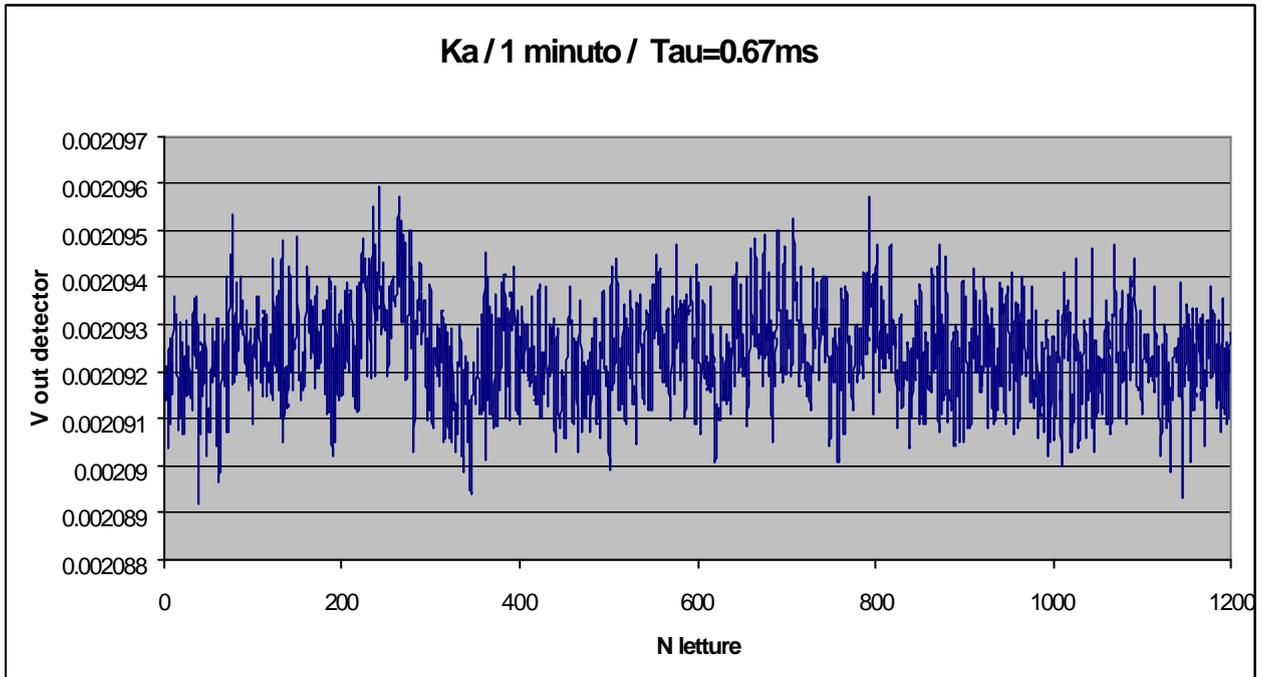


Fig. 5-5 Tempo d'acquisizione di un minuto con letture ogni 0.67ms

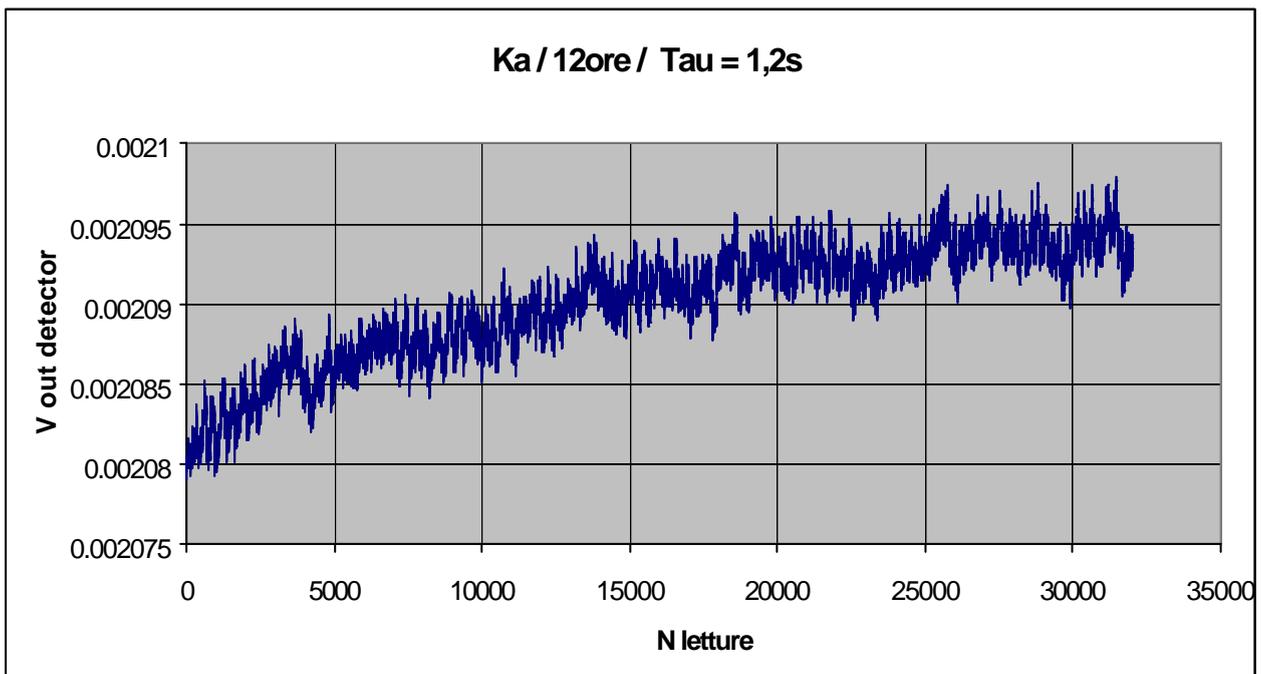


Fig. 5-6 Tempo d'acquisizione 12 ore con letture ogni 1.2s

In *fig. 5-5* possiamo trovare un esempio (per comodità non sono state riportati tutti i grafici delle prove eseguite) d'acquisizione del voltmetro in un breve periodo di tempo, mentre, in *fig.5-6* è riportato un esempio di una simulazione di un intero esperimento osservativo di ben 12 ore.

I dati ottenuti sono poi stati usati per determinare la sensibilità del ricevitore nel breve e nel lungo periodo.

Nel breve periodo, quando variazioni di guadagno e di T_{sys} sono da ritenersi trascurabili, la sensibilità ideale è data da:

$$s = T_{sys} / \sqrt{BW \cdot t}$$

dove $T_{sys} = T_{sysRic} + tempCarico$, $BW = 400MHz$ e $Tau = 67ms$ o $1.2sec$.

Le rette blu e celesti (vedi *fig. 5-7* e *5-8*) rappresentano quindi la sensibilità ideale del ricevitore. Esse sono da considerarsi come un limite oltre il quale nessun ricevitore può "far di meglio". In questo caso infatti non si tengono conto delle fluttuazioni di guadagno e di T_{sys} .

Le due curve viola raffigurano la sensibilità misurata in un breve periodo d'acquisizione (1 minuto) mentre quelle rosse, che si rifanno ad un lungo periodo d'acquisizione (1 ora per l'X e 12 ore per il Ka), tengono anche conto di tutte le fluttuazioni del sistema.

Analizzando i dati emerge che i due ricevitori risultano essere estremamente stabili, basti pensare che le variazioni in 12 ore del Ka sono contenute in $0,3^{\circ}K$ su una T_{sys} totale di $430^{\circ}K$ ($T_{sys} = T_{sysRic} + tempCarico$). Si ricorda in aggiunta che la variazione di temperatura ($\pm 0,2^{\circ}C$) a cui è posto il carico, come del resto l'intero ricevitore, è paragonabile a quella poc'anzi calcolata. E' quindi pensabile che le variazioni di temperatura a cui è assoggettato il carico abbiano una notevole rilevanza nella determinazione della sensibilità del sistema. Probabilmente la sensibilità del ricevitore risulterà essere ancora più bassa di quella da noi misurata.

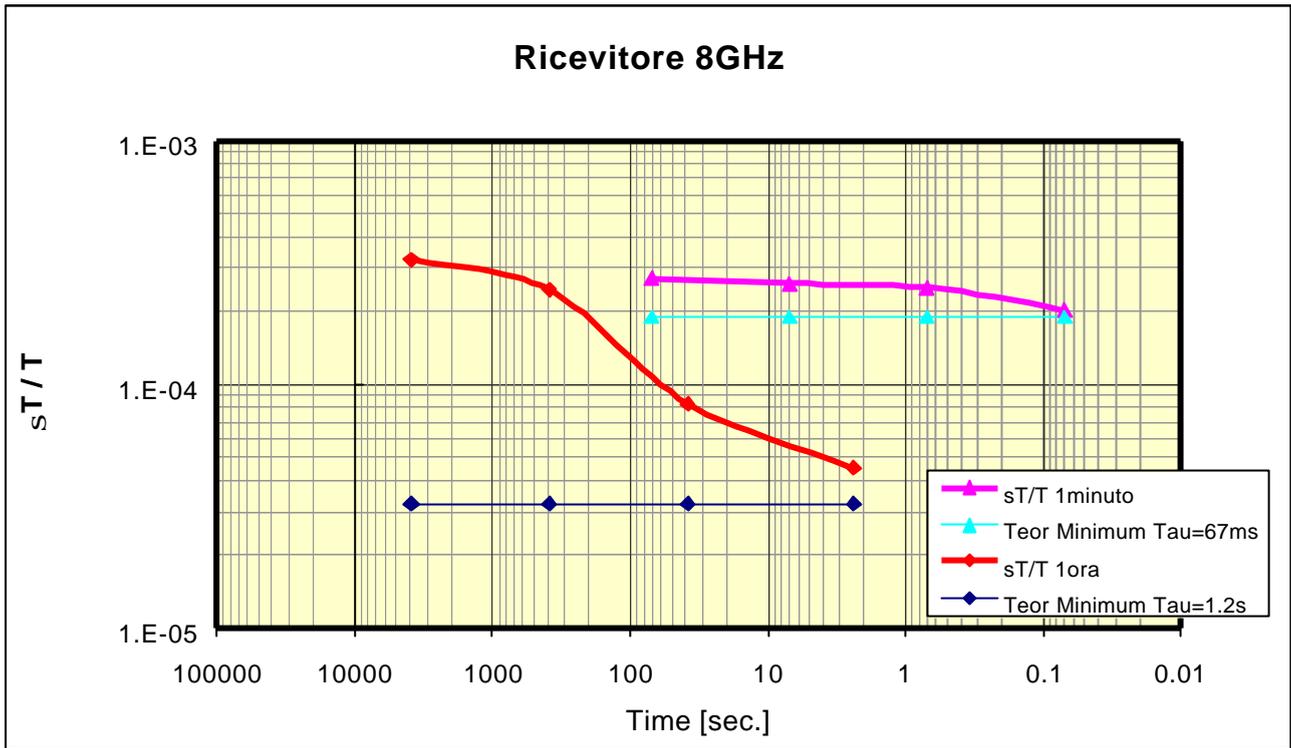


Fig. 5-7 Sensibilità di sistema 8GHz

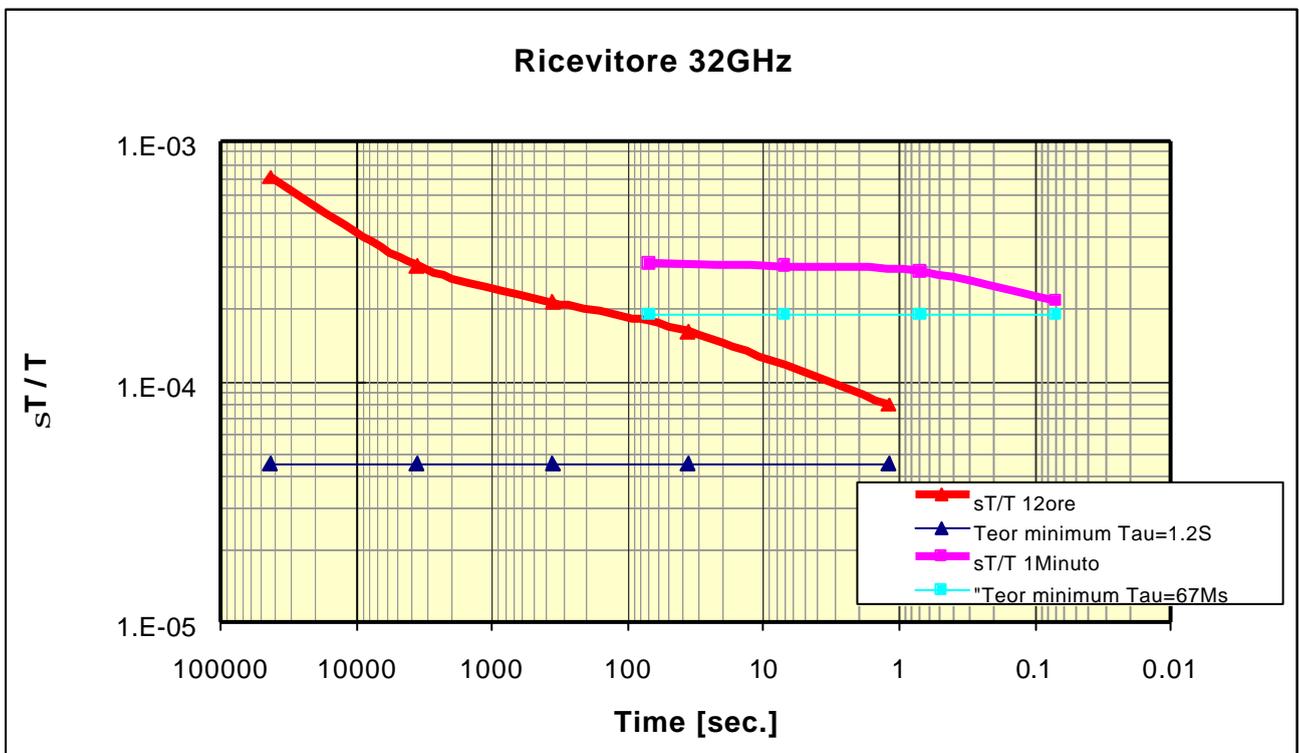


Fig. 5-8 Sensibilità di sistema 32GHz

6 Termostatazione ricevitore X-Ka

Come detto in precedenza l'accurato controllo di temperatura dei componenti RF è senz'altro una importante caratteristica di questo ricevitore. Per far ciò abbiamo creato una zona ben isolata termicamente, con pannelli di polistirene espanso, dove la temperatura viene controllata tramite un regolatore di temperatura della Omron (modello E5EK con logica d'autoapprendimento) che comanda una pompa di calore ad effetto Peltier (usata per raffreddare, modello AA-057 della SuperCool) e una serie di resistenze di potenza (usate invece per riscaldare).

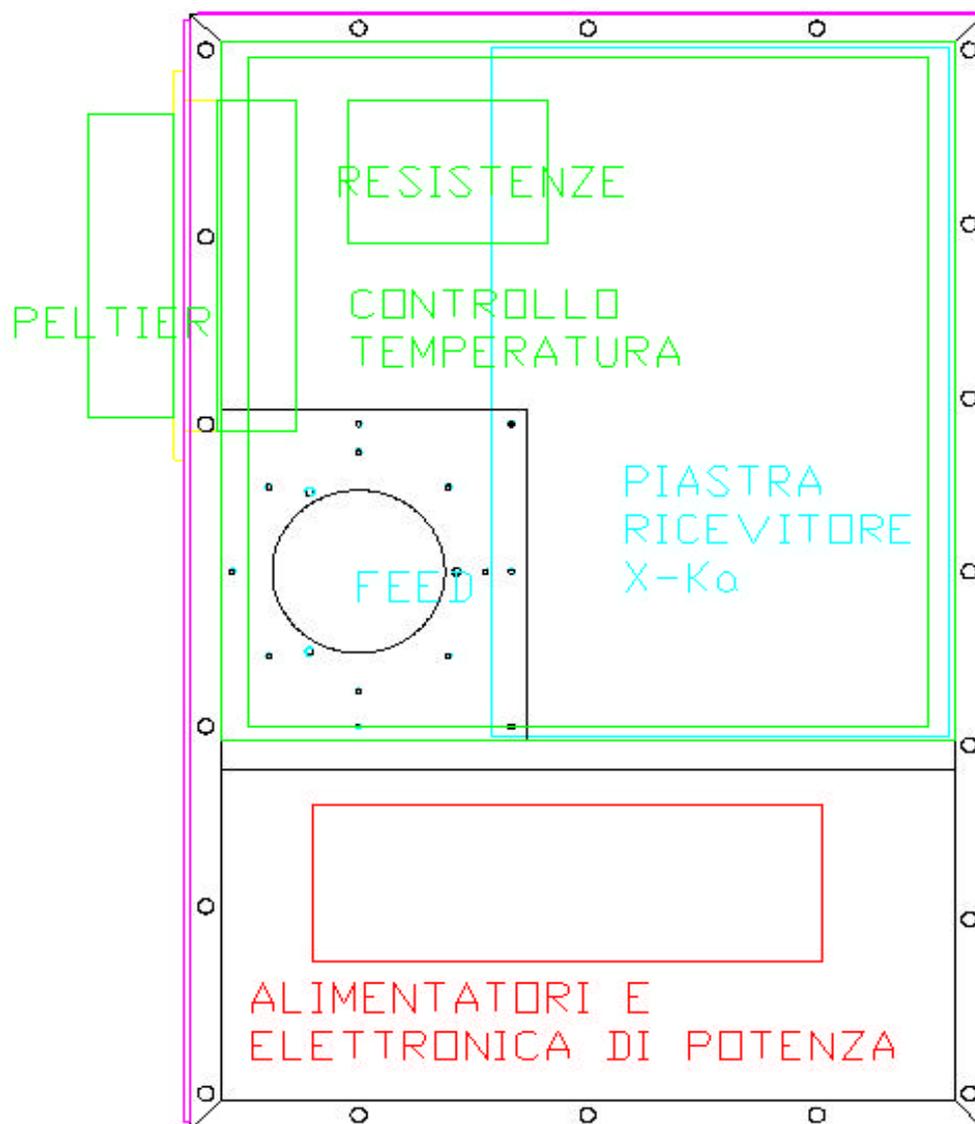


Fig. 6-1 Contenitore ricevitore sezionato a zone.

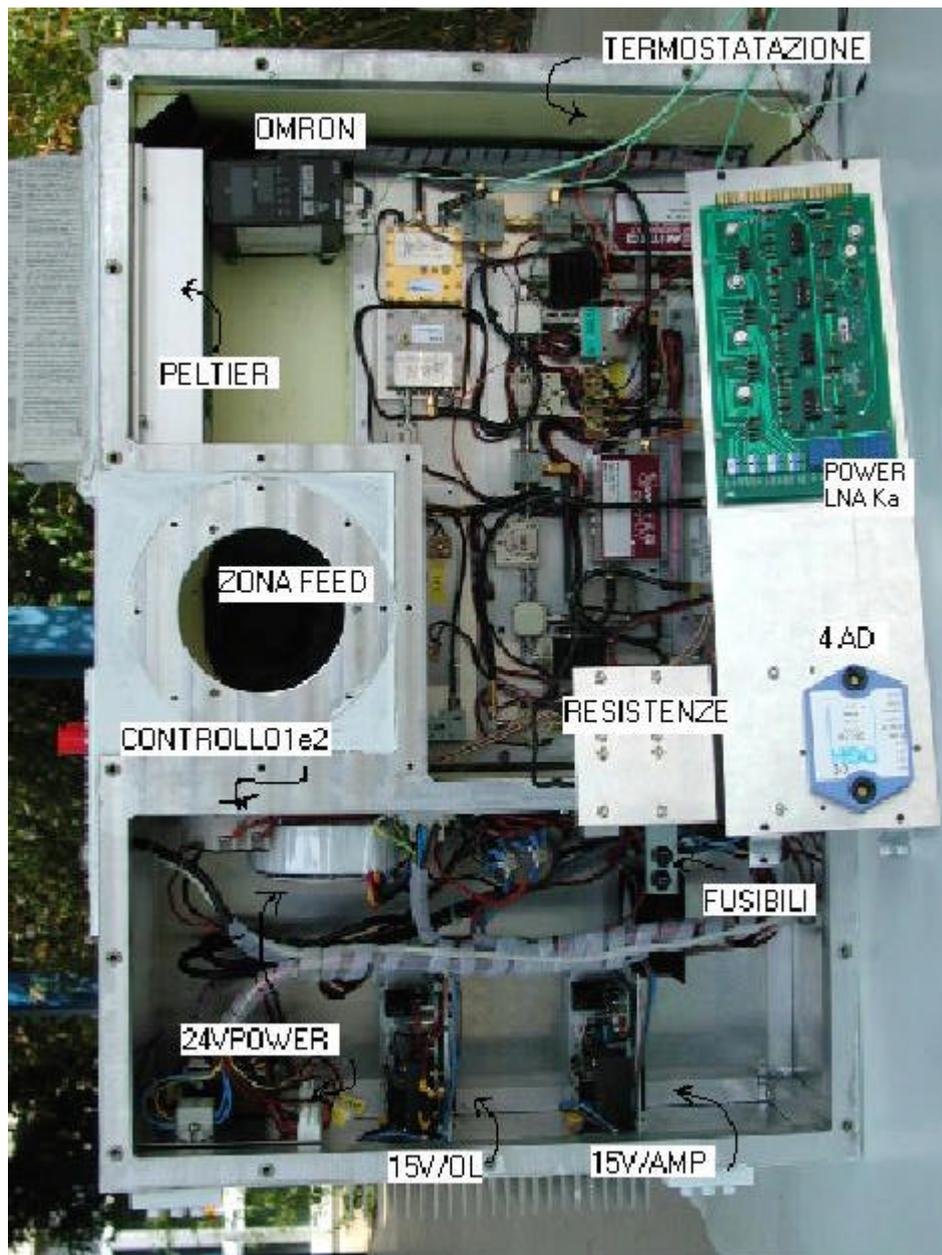


Fig. 6-2 Collocamento dei vari componenti

6-1 Zona termostata

La zona da termostatare è rappresentata in Fig.6-1 dal riquadro verde. Su tutte le pareti e sul coperchio del ricevitore, sono stati applicati pannelli di polistirene espanso (usati in edilizia di colore “giallo”) opportunamente sagomati e mediamente spessi 4cm (almeno due strati da 2cm sovrapposti).

Questi pannelli, presentano un'ottima resistenza termica e sono facilmente modellabili con un cutter. Anche dopo il taglio sono abbastanza lisci e non danno luogo a fenomeni di sbriciolamento; l'unico inconveniente è che con temperature non certo elevate (70-80C°) tendono a "ritirarsi".

I pannelli da 2cm, incastrati l'uno con l'altro, sono uniti nelle giunture con nastro adesivo termoisolante. Si consideri che mediamente sono stati applicati alle pareti almeno 2 strati di coibente e al momento della chiusura definitiva, si sono aggiunti pezzi opportunamente sagomati (dove era possibile senza ridurre la circolazione dell'aria) per ridurre il volume e aumentare ulteriormente l'isolamento termico.

Purtroppo, per quanto buona risulti essere l'isolamento, la bocca del Feed è a temperatura ambiente e porta dentro una quantità incognita di calore, questo fenomeno è noto ma difficilmente quantificabile. Per comodità di calcoli di simulazione termica si è ignorato l'apporto di calore portato dentro dal feed e considerato solo uno strato di pannelli da 2cm.

Il raffreddamento della componentistica all'interno del contenitore avviene solo per convezione. A questo proposito è stato necessario verificare il corretto flusso dell'aria chiudendo il box con un coperchio di plexiglas a cui erano state applicate linguette di carta. Si è potuto notare che la semplice ventola della Peltier, che è stata modificata in maniera da rimanere sempre in funzione, è sufficiente per muovere l'aria anche nelle zone più remote non favorendo così la stratificazione dell'aria.

6-2 Potenza dissipata

Come possiamo vedere in *Fig. 6.2* sono montati, oltre alla piastra RF e la scheda d'alimentazione LNA 4 stadi, anche il regolatore di temperatura (Omron) e il modulo 4 ingressi analogico-digitali (DGH).

	Ric.Ka	Ric.X	OL	DGH	OMRON
W dissipati	12.6	8.8	14.5	3	16

Tab.6-1 Tabella riassuntiva della dissipazione dei vari blocchi

In totale vengono generati all'interno **54.9W**.

6-3 Temperatura di termostatazione

Un pannello da 2cm di Stilodur di Polipropilene espanso presenta una resistenza termica di **1.11m²k/w**.

La zona termostata è un parallelepipedo di **48x48x15cm**, presenta quindi una superficie di **0.745m²**.

A questo punto è possibile calcolare la temperatura a cui si porta a regime il mio sistema se non avessi alcun dissipatore di calore aggiuntivo.

$$T = RW/m^2 = 1.11 \times 55 / 0.745 = \mathbf{81.9^\circ C}$$

Appare evidente la necessità di dissipare la potenza dei componenti attivi; portando almeno la zona in questione ad una temperatura che si aggiri sui **40°C**. Per far ciò, se si considera la temperatura esterna anch'essa sui 40°C, (temperatura estiva facilmente raggiungibile di giorno all'ombra in Sicilia) bisognerà dissipare all'esterno ben 55W di calore tramite un apposito dispositivo.

Per piccoli ambienti l'uso di Peltier raffreddate ad aria (necessitano solo di alimentazione elettrica) è estremamente pratico e poco ingombrante.

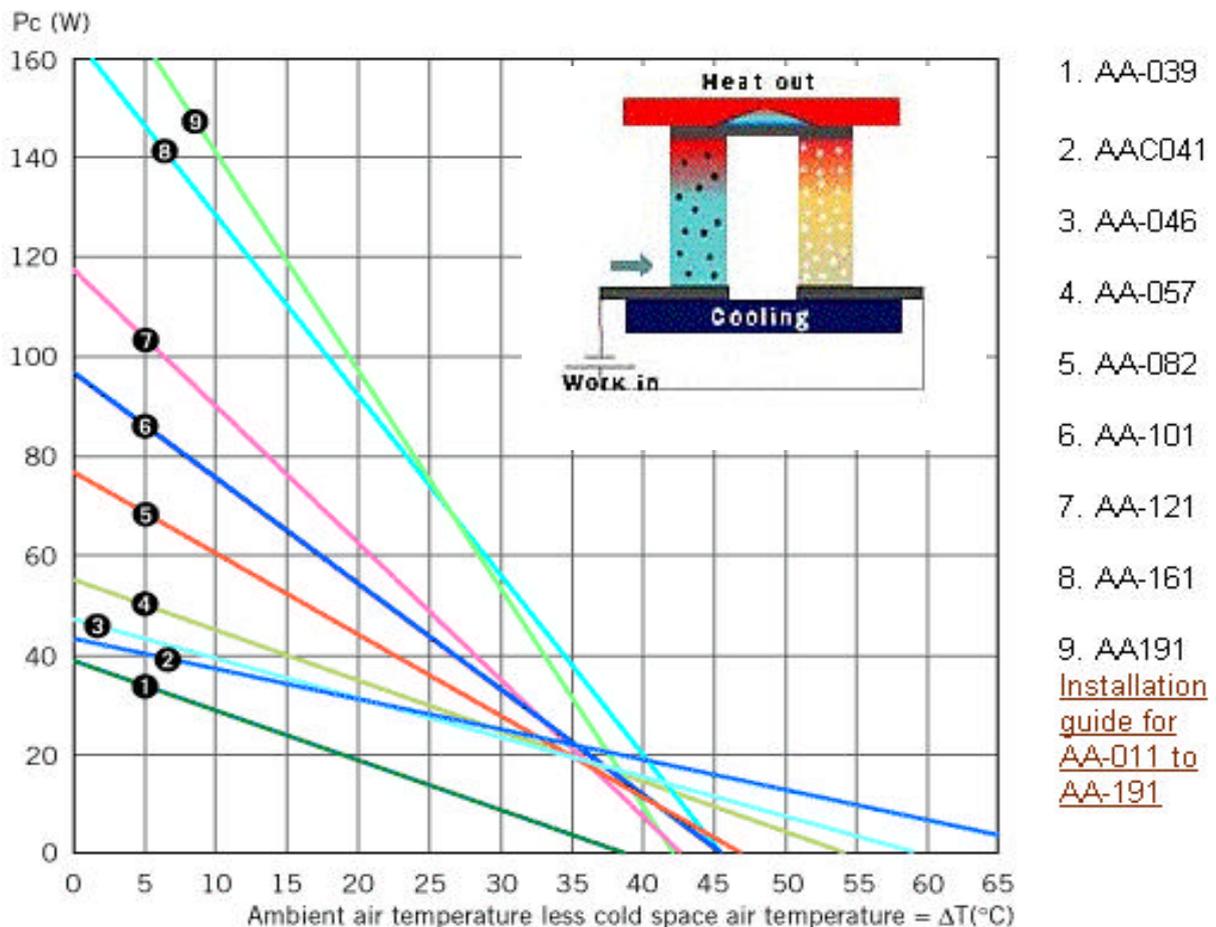


Fig. 6-3 Famiglia di scambiatori aria-aria della SuperCool

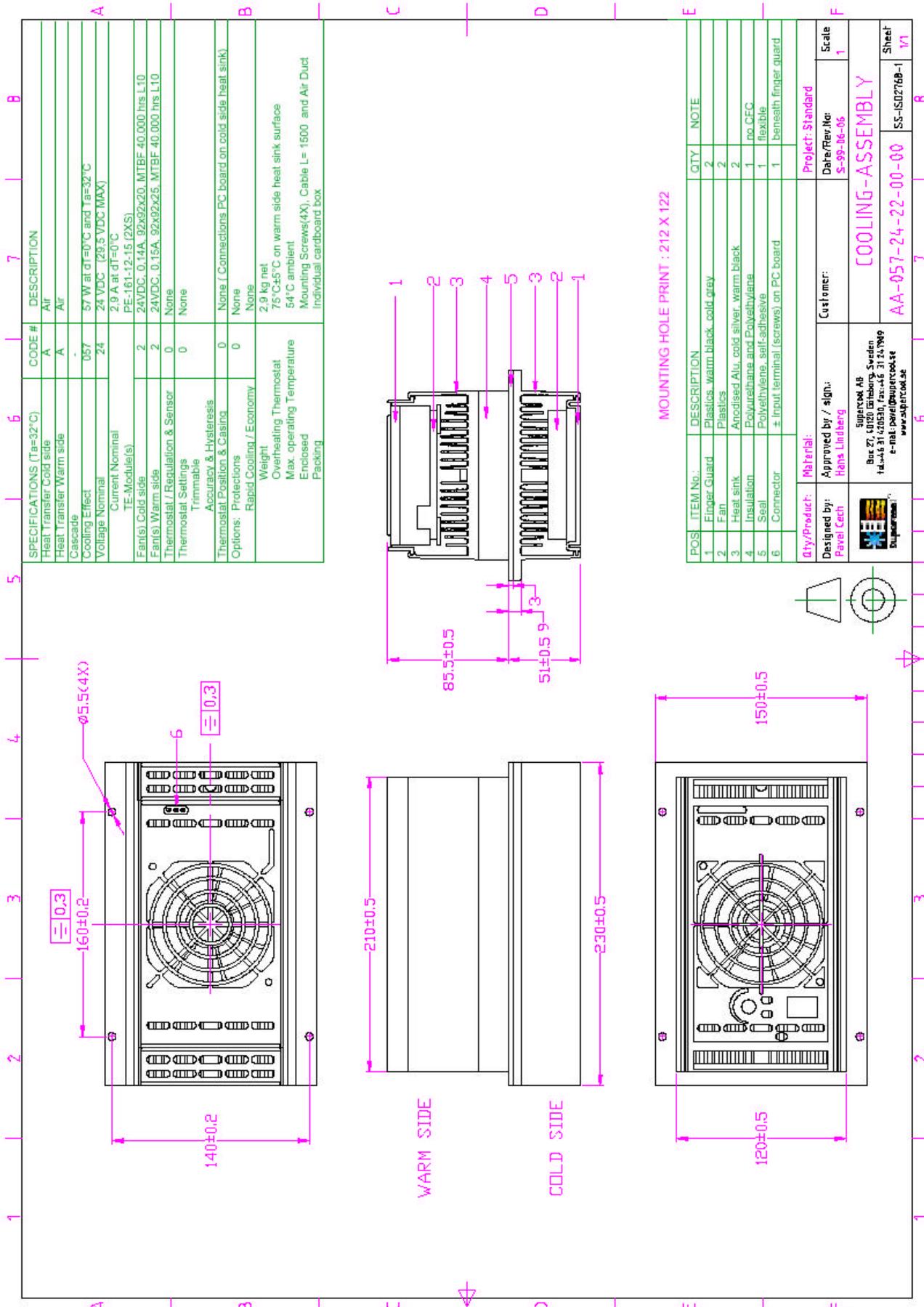


Fig. 6-4 Scheda tecnica AA-057

Guardando *Fig. 6-3* la Peltiers più indicata, considerando l'ingombro e il peso notevole di tali dispositivi, è la **AA-057** che con un ΔT di $0C^\circ$, garantisce $57W$.

Si ricorda che la ventola della parte della Peltier che raffredda è stata modificata facendo sì che sia sempre in funzione, anche quando la Peltier non è in funzione.

Attualmente la tensione d'alimentazione è $21V_{dc}$ (alimentatore costruito in casa) invece che $24V_{dc}$. Se si rende necessario aumentare la capacità di raffreddamento della zona termostata (nel nostro caso non si è ritenuto necessario) si consiglia di sostituire il trasformatore con uno da $24V_{a.c.}$ (raddrizzati corrispondano a $28.8V_{d.c.}$; la Peltier sopporta $V_{max}=29V$).

6-4 Regolatore di temperatura

Abbiamo scelto come termoregolatore il modello base E5EK della Omron a cui abbiamo aggiunto optional che ci permettono di controllarlo a distanza e comandare particolari carichi in continua.

Sono state eseguite varie prove di configurazione e visto che l'E5EK può controllare con logica Fuzzy solo carichi resistivi (si può controllare direttamente la Peltier solo in ON/Off) abbiamo inserito sul *controller1* le resistenze e sul *control2* l'Alarme1 che aziona la Peltier.

Gli esperimenti di Cassini si svolgono per tutto il mese di Giugno e Dicembre. Non essendo necessario avere un'unica temperatura di termostatazione (le temperature medie dei due mesi in questione sono molto differenti) si sceglierà quella ottimale per ogni sessione osservativa.

Dai test risulta che è consigliabile impostare una temperatura leggermente più elevata di quella massima giornaliera; si ricorda infatti che la Peltier è sufficiente solo a raffreddare l'elettronica. Se per esempio di giorno in estate ci sono $35C^\circ$, è bene impostare qualche grado in più, diciamo $40C^\circ$; la Peltier sarà quasi sempre accesa (si accende appena superata la soglia d'Alarme impostata sui $40C^\circ$) e le resistenze inizieranno a scaldare secondo una logica di autoapprendimento (Fuzzy) creandosi così modelli ottimali di derivazioni e integrazione. Di notte, come anche d'inverno, la Peltier si accenderà con minor frequenza.

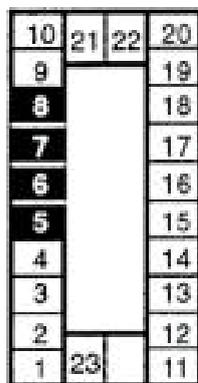
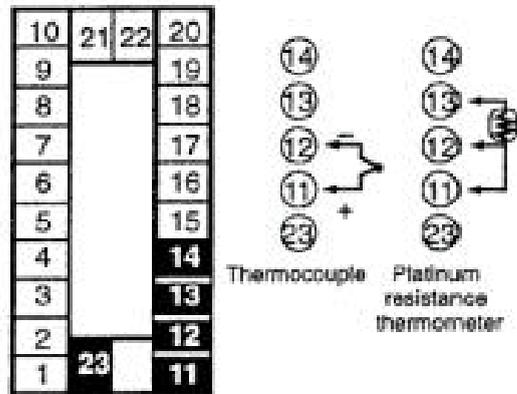
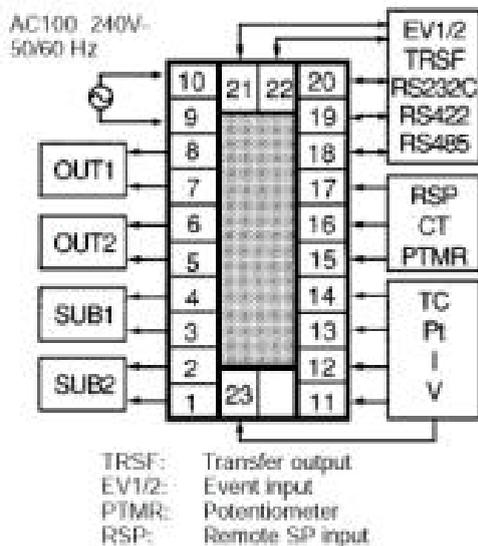
I pin 10 e 9 della morsettiera, vedi *fig.6-5*, servono per l'alimentazione $220a.c.$, mentre quelli 12 e 13 per il sensore di temperatura PT100 (RS 237-1607). Quest'ultimo è stato posizionato in aria (non è a contatto con la piastra ricevitore) in una zona centrale a ridosso degli OL.

Le due schede aggiuntive *E53-Q* comandano due relè statici *G3NA* che a loro volta comandano rispettivamente la Peltier e le resistenze. Quindi l'uscita *OUT1* (Controller1 Heat-resistenze) che si trova sui pin 8-7 comanda l'intervento delle resistenze mentre *OUT2* (Controller2 Alarm1-Peltier), pin 5-6, comanda la Peltier.

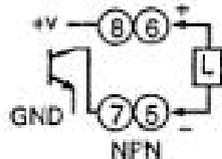
La scheda aggiuntiva *E53-AK03 RS-485*, a cui fanno riferimento i pin 18-19, permette la trasmissione e la ricezione dei dati; sarà quindi possibile impostare e monitorare remotamente la temperatura desiderata.

■ Wiring Terminals for E5EK

Terminal Arrangement



E53-Q Voltage (NPN)
NPN: 40 mA at 12 VDC
(with short-circuit protection)



G3NA

E5AK/E5EK: 5 pcs. E5CK: 2 pcs.
5 to 24 VDC
Standard model with screw terminals

Fig. 6-5 Morsettiera E5EK

7 Controlli remoti

Sono stati previsti due controlli remoti distinti: il primo ci permette di impostare e controllare (ricezione e trasmissione) la temperatura della zona termostata, mentre il secondo di monitorare (solo ricezione) le tensioni TP dei vari LO.

Vista la distanza ragguardevole fra il fuoco primario, dove è montato il ricevitore, e la stazione, dove è comodo controllare i vari dispositivi, si è pensato di utilizzare una trasmissione di tipo RS-485. In prossimità del PC, usato per controllare i dati, è stato aggiunto un convertitore RS-485 in RS 232.

Per semplicità di progetto, si è pensato di usare due linee RS-485 separate, in quanto una unica, sia per l'Omron che per il modulo DGH, (apparentemente non hanno nel loro protocollo di comunicazione simboli in comune ma....) non permette un corretto funzionamento.

Se si utilizza un PC con due seriali a disposizione e quindi anche due convertitori RS485 RS232, è possibile far coesistere i due software fornitici con l'acquisto dei sistemi dell'Omron (Sys Config) e della DGH (Utility Software 2000).

7-1 Controllo remoto della temperatura

Il termoregolatore è coadiuvato da un *software* dell'Omron (da caricare sul PC d'acquisizione dati) chiamato *Sys-Config* che permette di acquisire e cambiare impostazioni. Questo programma rende molto più semplice l'utilizzo in quanto, il menù dell'E5EK usato in maniera locale, è di difficile comprensione e a volte si rischia involontariamente di cambiare importanti impostazioni.

Nella pagina seguente sono riportate le operazioni fondamentali per una giusta configurazione. Il modello E5EK apparirà in video con una grafica simile all'aspetto del dispositivo; nella casella SV sarà indicata la temperatura impostata e in quella PV quella effettivamente letta dal sensore di temperatura.

La luce accesa RMT indica che sta lavorando in remoto; quella OUT1 che sta scaldando mentre quella OUT2 che sta raffreddando. La luce STOP indica che il sistema non è in funzione.

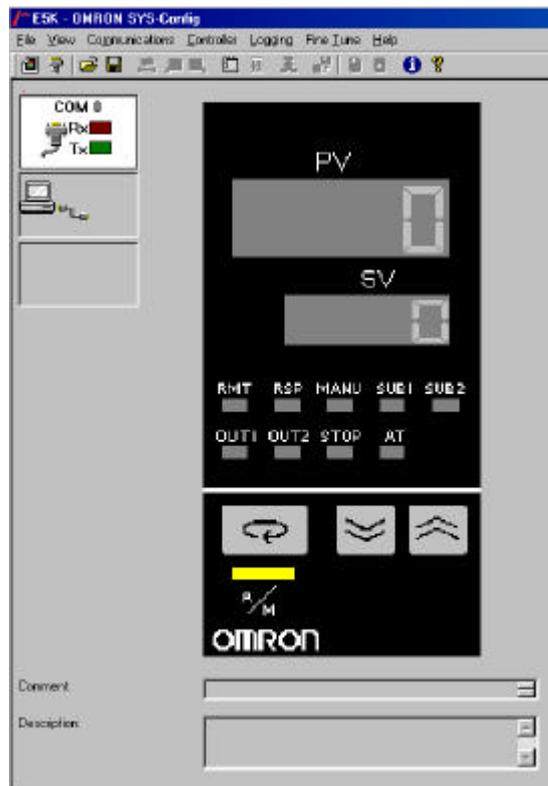


Fig. 7-0 Configurazione E5EK

Sono stati configurati due file EK nella stazione di Noto sul PC di controllo, uno per gli esperimenti d'inverno (30°C) e uno per quelli estivi (41°C). Si consiglia l'utilizzo dei medesimi in quanto sono già stati ottimizzati. Se subentrano problemi di configurazione aprire un nuovo file e configurare il termoregolatore come segue:

- | | | |
|--------------------|-----------------------------------|-----------------------|
| 1) Scelta modello | ? New con troller | ? E5EK |
| 2) Scelta seriale | ? Communication connection | ? COM1 o COM2 |
| 3) Fare comunicare | ? Controller start e Monitor mode | |
| 4) Impostazioni | ? Input | ? JPT100 |
| | ? Output | ? Controller1 |
| | | ? Control2 |
| | ? Set points | ? Current setpoint |
| | ? Alarms | ? Alarm1 |
| | | ? Hysterisis |
| | ? PID | ? Self Tunning |
| | | ? Stable Range |
| | | ? 0.1 |
| | | ? HEAT |
| | | ? ALARM1 |
| | | ? 40 |
| | | ? Upper limit |
| | | ? 0.02 |

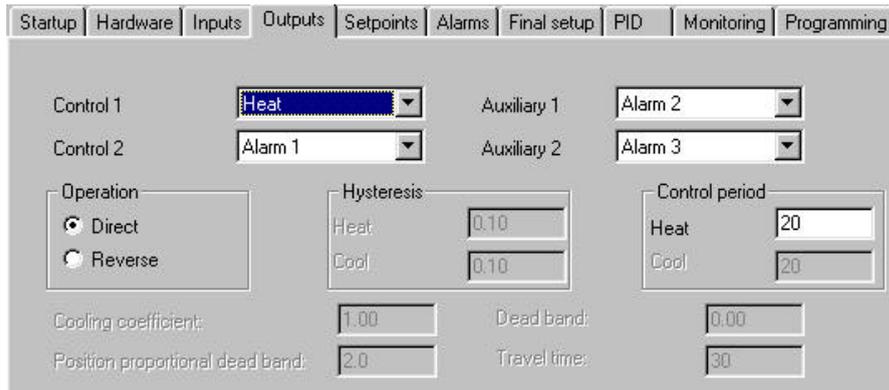


Fig. 7-1 Configurazione Outputs

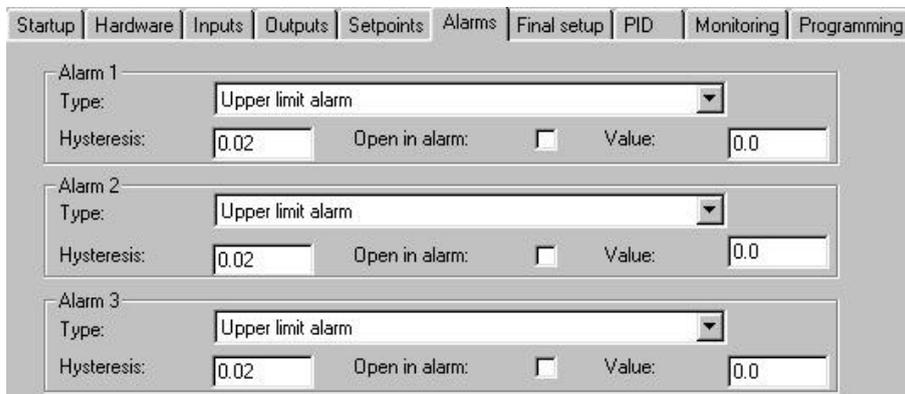


Fig. 7-2 Configurazione Alarmi

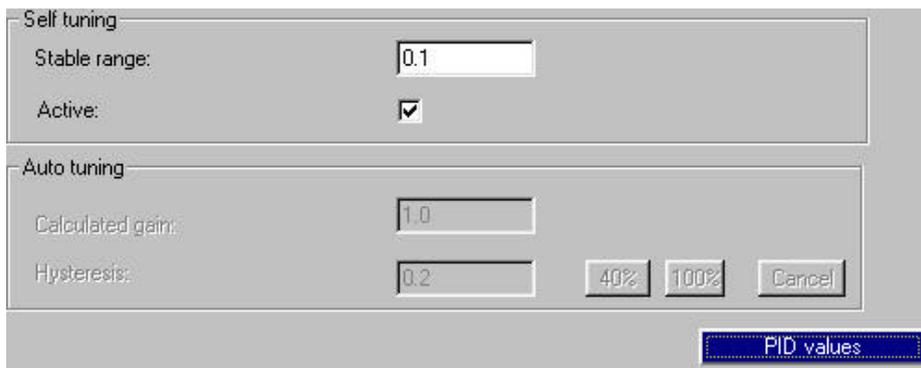


Fig. 7-3 Configurazione Self Tunning

Gli Alarmi 2 e 3 non sono stati configurati, volendo queste uscite ausiliarie dell'E5EK (necessitano anche loro di schede aggiuntive) possono comandare relè per ulteriori sicurezze.

7-2 Controllo remoto delle tensioni TP LO

Le tensioni dei test point dei Oscillatori Locali sono monitorate remotamente tramite il modulo 5142 della DGH che ha 4 input analogici 10V e trasmissione RS485.



Fig. 7-5 4input analogic 5142 DGH

Come detto in precedenza nel paragrafo 4-9, un LO non agganciato è facilmente riconoscibile anche monitorando la sua tensione TP Alarm. Quando il *PLD-5-50* è agganciato (*Off Alarm*) al Maser è a circa 10V mentre, quando è sganciato (*On Alarm*), è circa 3V.

Come possiamo notare in tabella una variazione di temperatura provoca variazione di fase dei LO. Risulta particolarmente importante che durante l'esperimento tali tensioni siano il più stabili possibili. Questi valori in tabella **non** possono essere presi come riferimento in quanto è stato verificato che da esperimento a esperimento tali valori non sono ripetibili.

Of Alarm TP (V)	PLD-5-50-15P MITEQ	LP-50-1350-15P MITEQ	PDRO 6.75GHz CTI	PDCRO 15.2GHz CTI
40C°	9.98	3.60	7.46	6.40
25C°	6.71	3.51	6.80	7.35

Tabella riassuntiva delle variazioni di tensione VCO in funzione della temperatura

Anche questo dispositivo ha un programma che permette una lettura remota delle 4 uscite TP; purtroppo a differenza dell'altro software, non è fornito di funzione di Data Logger.

Sotto la voce **Tools** è possibile configurare il modello serie D5000.

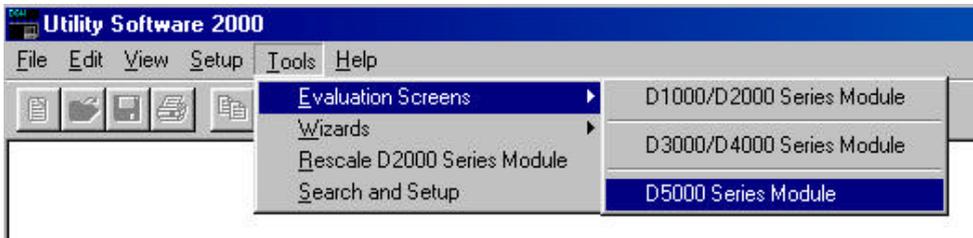


Fig. 7-6 configurazione modulo D5142

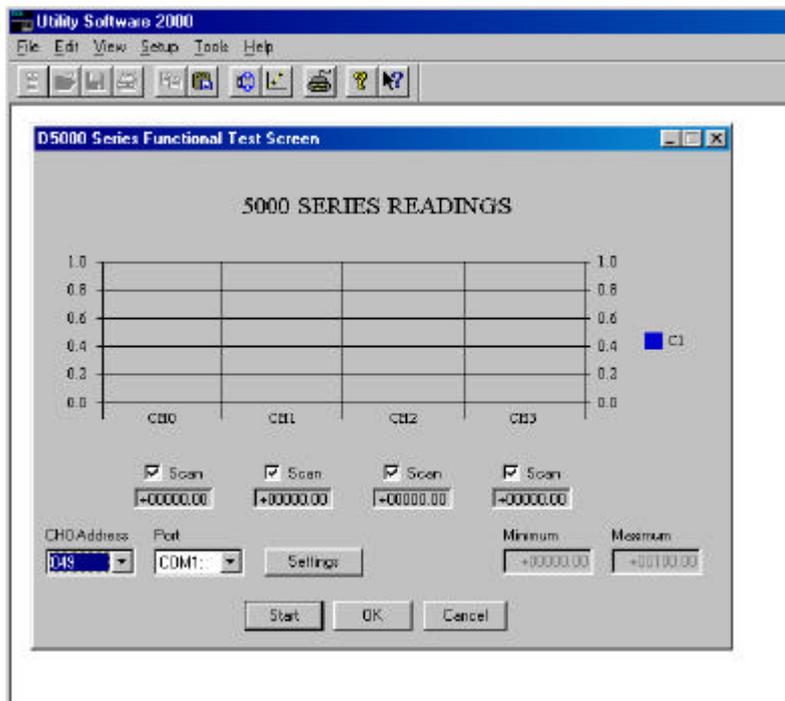


Fig. 7-7 Livelli di tensione TP-OL

Se la COM è configurata correttamente appariranno i livelli di tensione dei TP.

Gli OL sono stati collegati in maniera decrescente, quindi su CH0 troveremo quello a 15.2GHz e su CH3 quello a 50MHz.

E' fondamentale controllare prima di ogni esperimento che gli oscillatori locali siano agganciati alla 5MHz del maser, questo è facilmente verificabile dalla stazione collegando e scollegando la 5MHz, in questa maniera è possibile rendersi conto della giusta connessione apprezzando il salto di tensione su CH3.

8 Cablaggio Sogliola X-Ka

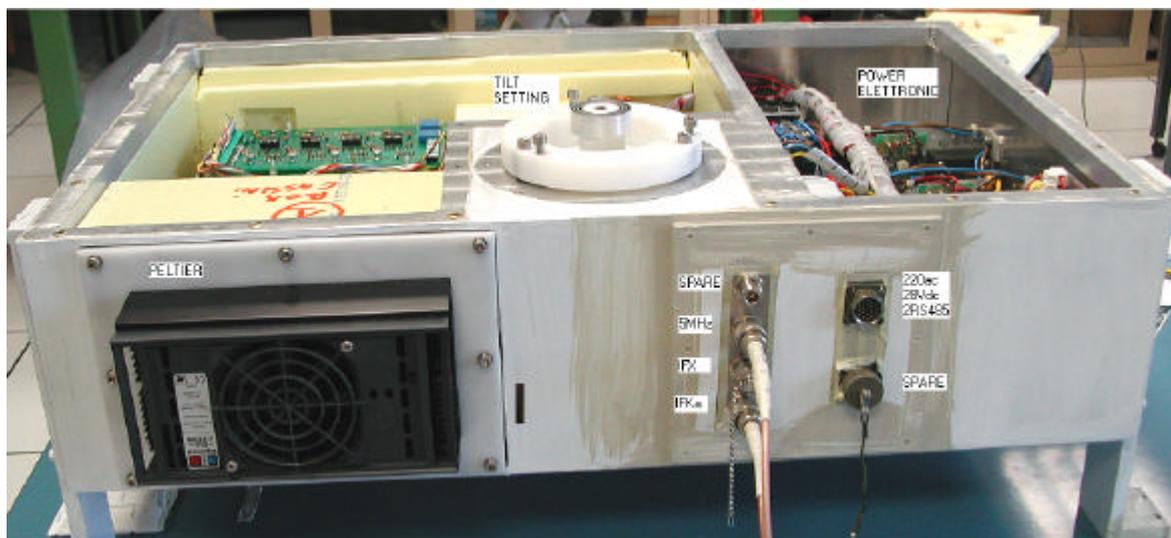


Fig. 8-1 Vista "Sogliola" lato connettori

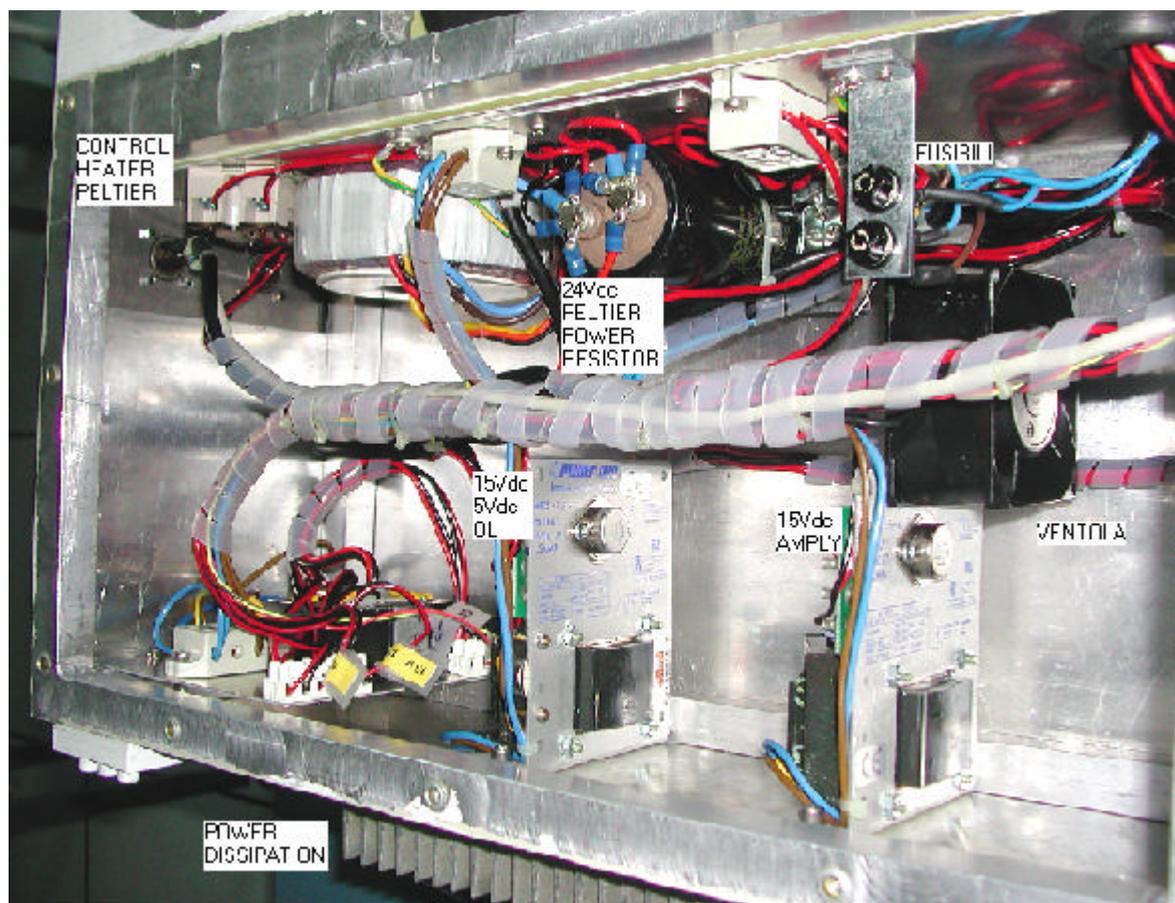


Fig. 8-2 Cablaggio zona di potenza

8-1 Alimentazioni

In *Fig. 8-1* e *8-2* è possibile distinguere la zona termostata da quella che alloggia l'elettronica di potenza. In quest'ultima zona sono alloggiati due alimentatori della *Power One* HB15-1.5 atti ad alimentare rispettivamente tutti gli amplificatori e gli OL. Questi alimentatori tendono a scaldare molto onde per cui si è reso necessario un dissipatore di temperatura montato sulla fiancata del box.

L'alimentatore della Peltier e delle resistenze di potenza è stato realizzato in laboratorio mediante un trasformatore toroidale (225VA 2x0-18V) più un ponte con condensatore. Sotto carico si ottiene una tensione di circa 21Vd.c.

La PCB NRAO di alimentazione LNA è alimentata a sua volta da un piccolo alimentatore +15V/-15V; anch'esso è stato posto nel scomparto "elettronica di potenza".

Sulla 220a.c. sono stati inseriti fusibili ritardati da 3.15A e su una fase due termofusibili (uno per la zona termostata e uno per quella "elettronica di potenza") atti a interrompere l'alimentazione se si supera una temperatura di 70C°.

8-2 Connessioni

Sono stati usati per la IFX, IFKa e per la 5MHz connettori coassiali da esterno di tipo "N"; un quarto è lasciato libero come riserva. Gli altri due connettori militari a 19pin, di cui uno è di riserva, sono anch'essi da esterno. In tabella sono riportati i colori dei fili elettrici che arrivano al connettore che, a sua volta corrispondono in uscita, a diversi colori di un unico cavo a 14 poli. Il cavo cablato entra poi, grazie ad un pressacavo, in una scatola di derivazione opportunamente montata sul fuoco primario. Il ricevitore è provvisto anche di un cavo di prova che permette la verificare il giusto funzionamento del ricevitore in laboratorio quando non è montato.

La 28V dell'alimentazione della marca di rumore (è la medesima che arriva in VertexRoom) è comandata direttamente dal *Field System*.

Funzione dispositivo	Connettore interno BoxCassini		Connettore esterno BoxCassini
220 a.c.	Marrone	M L	Marrone e Nero*
	Blu	B C	Blu e Azzurro*
Terra	GialloVerde	A	giallo
Modulo DGH	Blu	J	Celeste
4 input analogici	BluBianco	T	Grigio
OMRON	Verde	S	Verdone
Termoregolatore	VerdeBianco	E	Verde
Marca Rumore	Arancio e Marrone*	G	Rosso
	ArancioBianco e MarroneBianco*	F	Arancio
Non Collegati			Verde tendente al giallo, Bianco e Rosa

Tab.8-1

* sono stati collegati due fili sul medesimo pin

9 Sistema meccanico

Prima di passare ad una descrizione meccanica del sistema, analizziamo le caratteristiche e le necessità che richiede l'applicazione in esame.

Il "ricevitore Cassini" nasce per essere montato nel fuoco primario di un'antenna parabolica dotata di un sistema di movimentazione servoassistita lungo due assi, uno permette il movimento lungo la direzione Y ortogonale all'asse di elevazione dell'antenna, l'altro, lungo l'asse del paraboloide identificato come Z così da permettere il focheggiamento.

La scatola deve ospitare al proprio interno, oltre al sistema feed anche tutta la componentistica necessaria per il funzionamento del ricevitore, inoltre la sua forma deve essere tale da permettere il posizionamento della stessa davanti al ricevitore Sx-L montato in fuoco primario. Prendendo come riferimento tali considerazioni, si possono riassumere come punti essenziali di progetto i seguenti:

Il ricevitore deve essere leggero per non compromettere il supporto e il sistema di movimentazione servoassistito.

Il sistema di fissaggio deve poter essere interfacciato comodamente su ricevitori esistenti ed essere dotato di riferimenti meccanici che permettano un facile e preciso riposizionamento del ricevitore per montaggi e smontaggi successivi.

Avere un sistema di regolazione/allineamento del feed lungo gli assi non controllati remotamente (spostamento X in Est/Ovest e rotazione attorno agli assi X ed Y).

Essendo montato in ambiente esterno deve essere stagno e verniciato per diminuire il gradiente termico dovuto all'irraggiamento solare.

Per comodità di descrizione della parte meccanica assumiamo la scatola con il sistema di fissaggio appoggiato su un piano con la "bocca" del feed rivolta verso l'alto. (nella realtà la scatola sarà fissata con il feed rivolto verso lo specchi primario quindi verso il basso).

9-1 Scatola

La scatola è un parallelepipedo costituito da un telaio in tubolare quadro di alluminio 20x20 spessore 2mm saldato alle estremità. Il telaio è a sua volta rinforzato nella parte centrale con tubolari dello stesso tipo, che serviranno anche come supporto per la parete divisoria delle apparecchiature interne. Nella parte superiore, all'incrocio tra due tubolari, vi è saldata una piastra provvista di un foro per il posizionamento del feed e di una serie di fori per regolazioni e fissaggi vari. (*Fig. 9-1*).

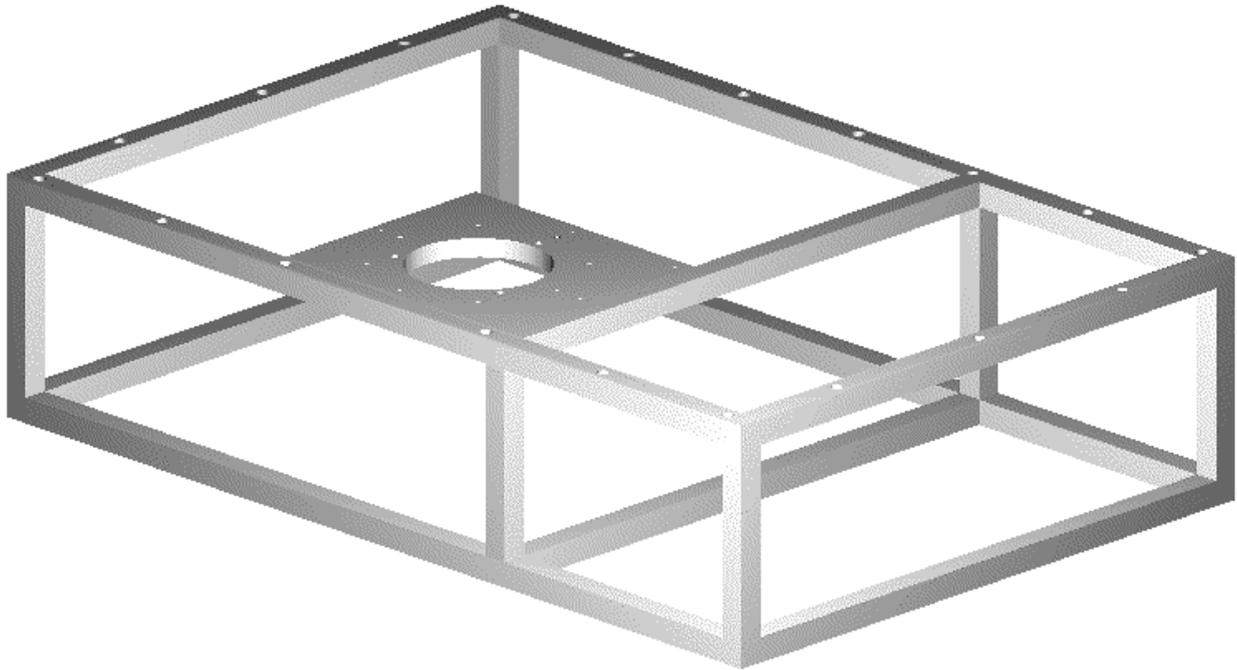


Fig. 9-1 - Rappresentazione del telaio della scatola

Sulle quattro pareti laterali e sul fondo della scatola stessa sono saldate delle lamiere di alluminio spessore 1.5mm. In una delle due pareti laterali lunghe, sono ricavate due finestre con relativi fori di fissaggio, che ospiteranno rispettivamente lo scambiatore di calore ad effetto Peltier ed il coperchio con la predisposizione per i connettori.

Sulle due pareti laterali corte sono previsti rispettivamente otto fori con inserti filettati su cui vengono montate le quattro gambe di supporto (*Fig. 9-2*).

La parte superiore della scatola è provvista di un coperchio costituito da una lamiera di spessore 4 mm con una serie perimetrale di fori svasati per ospitare la testa delle viti. Per sigillare la parte di contatto tra coperchio e scatola vi è una striscia larga 20mm spessore 5mm di materiale gommoso espanso a cellula chiusa.

Il sistema così strutturato rende la scatola estremamente rigida e allo stesso tempo leggera ed in grado di ospitare comodamente tutta la componentistica necessaria per il ricevitore.

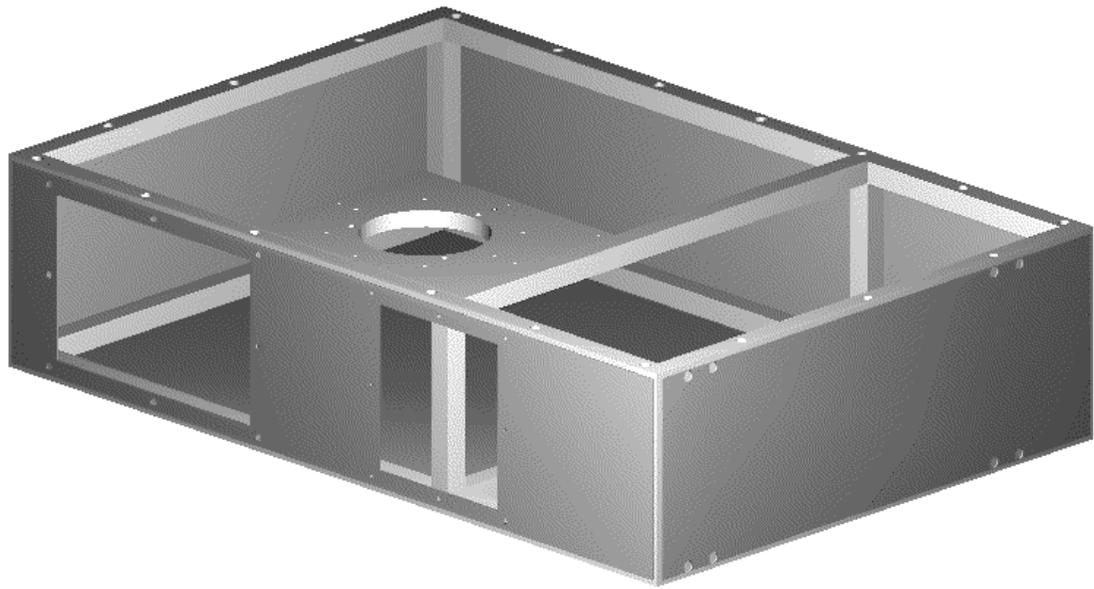


Fig. 9-2 Rappresentazione della scatola con lamiera

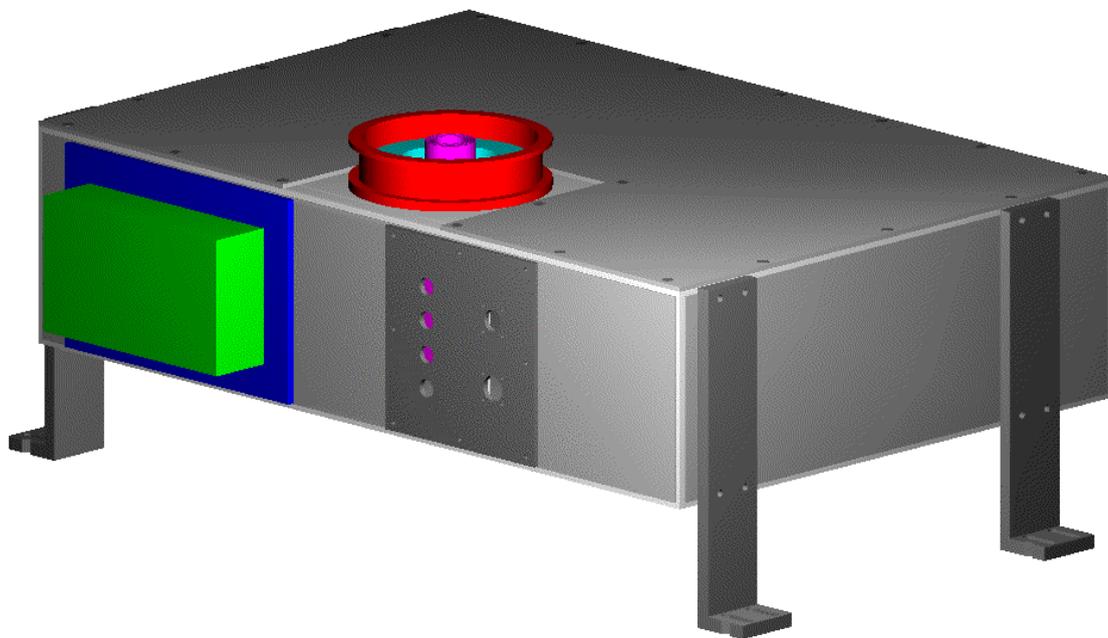


Fig. 9-3 Rappresentazione del ricevitore compatto

9-2 Posizionamento Feed

Come menzionato nel capitolo precedente il feed viene montato nel foro della piastra presente sulla parte superiore della scatola. Per poter permettere la regolazione angolare (Tilt), il feed è montato su un flangia provvista di un sistema di orientamento (descritto successivamente) che permette l'allineamento angolare del sistema.

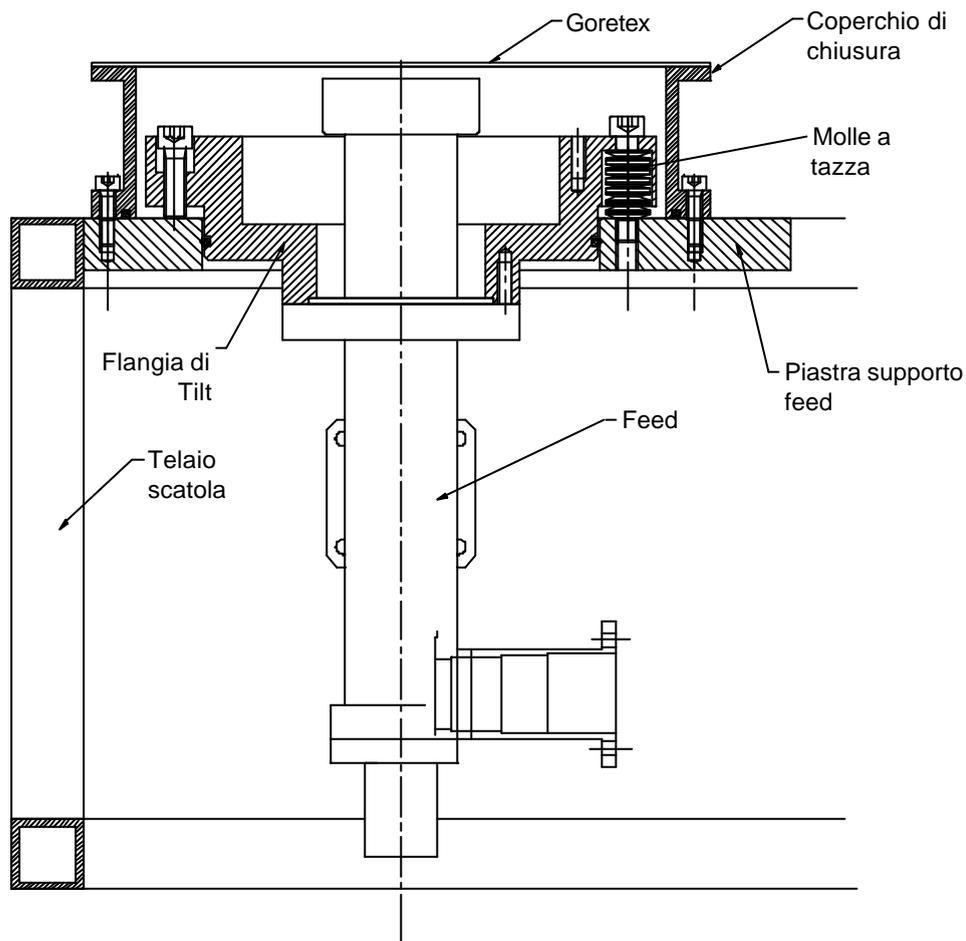


Fig. 9-4 Sezione del sistema di fissaggio del feed

Come si vede nella *fig.9-4*, il feed è fissato alla flangia di tilt tramite sei viti. Tale flangia, realizzata in materiale plastico per ridurne il peso e diminuire lo scambio termico per conduzione tra il feed e la scatola, è a sua volta fissata alla piastra della scatola tramite delle viti. Il tutto viene protetto ed isolato dall'ambiente esterno da un coperchio di chiusura provvisto nella parte superiore da un telo di goretex.

9-3 Sistema di fissaggio

Il ricevitore Cassini è stato progettato per essere montato sul nuovo ricevitore Sx-L di Noto. Questo ricevitore a forma di parallelepipedo è costruito all'interno di un telaio realizzato con profilati a "L" che viene fissato alla struttura mobile del fuoco primario. I feed dei due ricevitori sporgono rispetto al piano inferiore del telaio di alcuni centimetri. Per tale motivo il sistema di fissaggio della scatola del ricevitore Cassini è composto da quattro "piedi" sporgenti, che vengono avvitati sul telaio del ricevitore Sx-L esistente, e ricostruiscono un piano ortogonale all'asse del feed ad una distanza nota rispetto al fondo della scatola (Fig. 9-5).

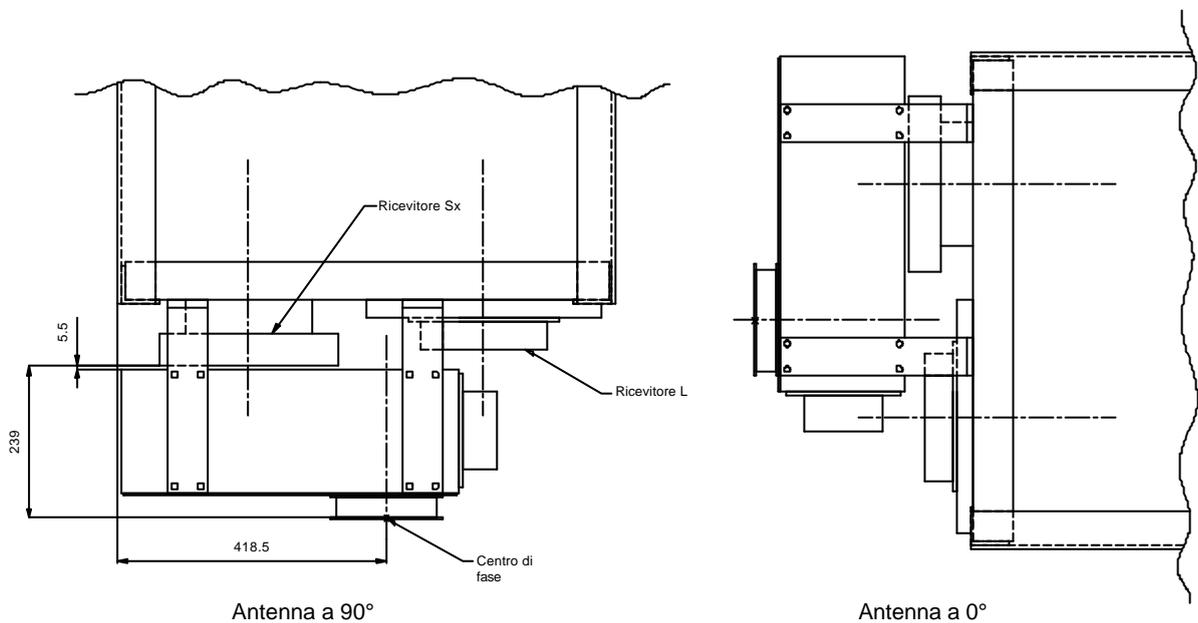


Fig. 9-5 Disposizione Ricevitore Cassini su Ricevitore Sx-L

9-4 Sistema di regolazione e riferimento

Le regolazioni necessarie per poter allineare il sistema sono tre traslazioni e due rotazioni. Mentre le traslazioni lungo l'asse del paraboloide (focheggiamento) e lungo la direzione front dell'antenna, sono ottenute sfruttando la movimentazione servoassistita del fuoco primario, la traslazione in Est/Ovest è ottenuta mediante asole presenti nei piedini di fissaggio (*Fig. 9-6*).

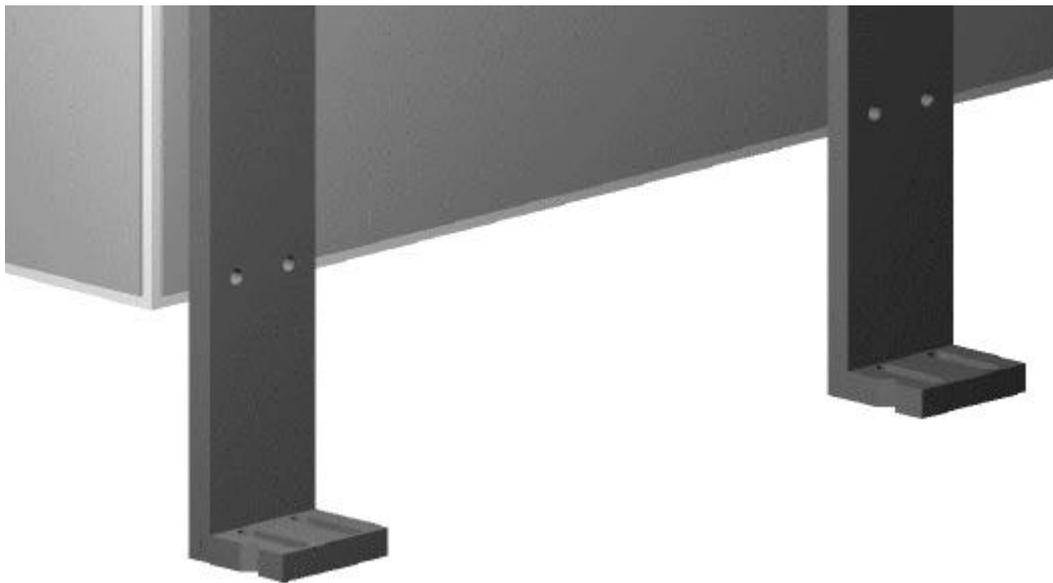


Fig. 9-6 Piedini di fissaggio con asole di regolazione

Per quanto riguarda le due rotazioni, si sfrutta il sistema ideato sulla flangia di tilt che supporta il feed. (*fig. 9-7*)

Tale sistema è composto da tre viti di regolazione disposte a 120° avvitate sulla piastra e libere di scorrere all'interno della flangia. Tra la piastra e la flangia sono posizionate delle molle a tazza che contrastano l'azione delle viti mantenendo la flangia contro la testa delle viti stesse.

Con tale sistema, avvitando e svitando opportunamente le tre viti, si riesce ad orientare il feed con una notevole precisione angolare.

Una volta trovata la posizione, si blocca il tutto tramite le tre viti di bloccaggio posizionate a fianco delle viti di regolazione.

Per garantire il riposizionamento della scatola nei montaggi successivi, si utilizzano le scanalature a V ricavate sui quattro piedini di fissaggio. Una volta allineato il ricevitore, si fanno combaciare le scanalature suddette con dei blocchetti di riferimento che ora vengono permanentemente fissati al telaio del ricevitore Sx-L. Smontando il ricevitore i blocchetti restano sulla struttura di sostegno a creare un adeguato riferimento per i posizionamenti successivi.

9-5 Allineamento Geometrico

L'allineamento del ricevitore consiste nel posizionare il centro di fase del feed nel fuoco dello specchio primario dell'antenna, con l'asse del ricevitore coincidente all'asse del riflettore parabolico. Per ottenere ciò, è necessario avere uno strumento che permetta di ricostruire l'asse geometrico del paraboloide e sia in grado di eseguire l'autocollimazione. Lo strumento scelto è un Telescopio linea di mira *K&E modello 71 2062* dotato del target e di un proprio sistema di illuminazione indispensabile per eseguire la procedura di autocollimazione.

Per ricostruire l'asse geometrico dell'antenna ci si è riferiti alla posizione nota del subriflettore. E' stato montato il telescopio su di una apposita struttura dotata di un sistema di movimentazione a 5 assi e imbullonata dentro la vertex room. A questo proposito si è provveduto ad allineare e verificare il perfetto centraggio dello strumento ottico in riferimento alle posizioni del subriflettore. Così definito l'asse del paraboloide si è passati alla fase di allineamento del ricevitore.

Per poter eseguire l'allineamento del ricevitore è necessario posizionare sulla bocca del feed uno specchio su cui è disegnato un crocicchio (uguale a quello del subriflettore).

Tale specchio deve essere posizionato ortogonalmente all'asse del ricevitore e il crocicchio deve essere centrato sull'asse stesso.

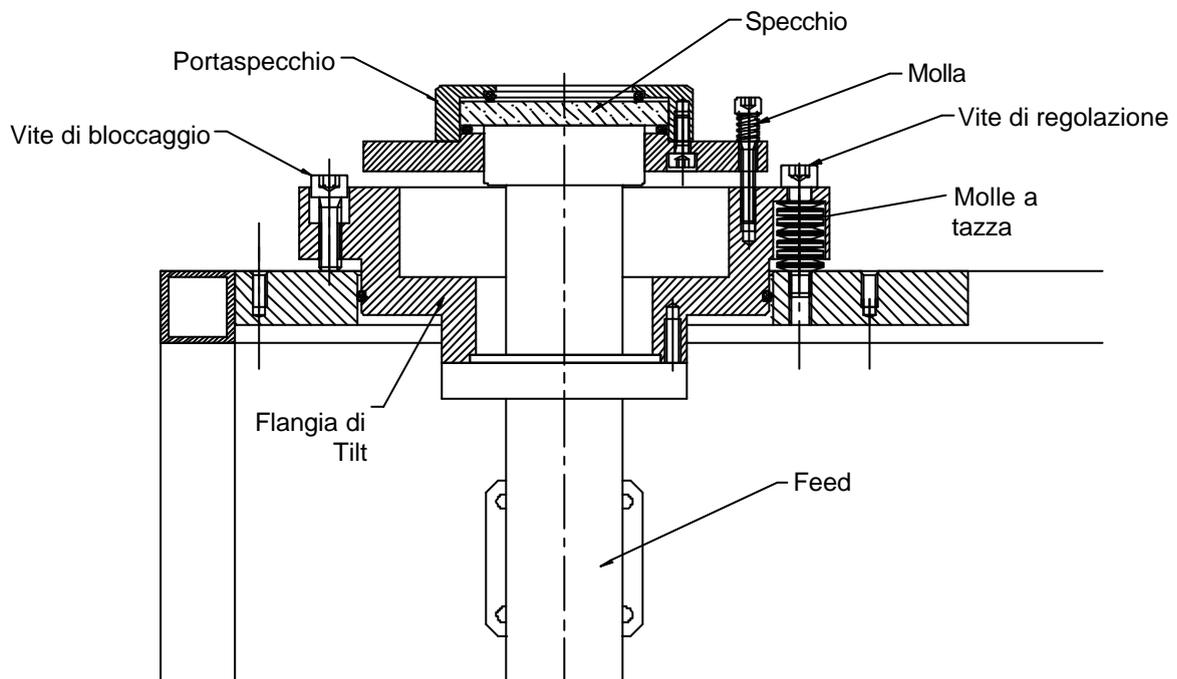


Fig. 9-7 Sistema di regolazione angolare e sistema di montaggio dello specchio

Per fare ciò è stato costruito uno strumento portasp specchio composto da due piattelli che, una volta montati, bloccano lo specchio tra due anelli in gomma. Essi creano così un riferimento diametrale corrispondente al diametro della bocca del feed che viene utilizzata per il centraggio radiale. Lo specchio, che è un elemento molto fragile, viene a sua volta premuto contro il piano della bocca del feed con tre molle montate su tre viti a 120° . In tal modo lo specchio si appoggia adattandosi al piano della bocca del feed senza subire sollecitazioni o forzature dannose.

Posizionato il telescopio nella vertex e lo specchio sulla bocca del ricevitore cassini, si è eseguita la procedura di allineamento. Come detto precedentemente tale procedura viene eseguita localmente sul ricevitore tramite gli attacchi della scatola alla struttura del ricevitore in fuoco primario. Per fare ciò è quindi necessario eseguire l'allineamento utilizzando una piattaforma aerea.

La sequenza delle operazioni svolte può essere sintetizzata come segue:

1. Portare l'antenna a 45° di elevazione.
2. Aggiustare la posizione Z del ricevitore sulla posizione teorica tramite il servocontrollo
3. Aggiustare la posizione Y del ricevitore collimando fino a quando la croce presente sullo specchio coincide con la linea di mira del telescopio tramite servocontrollo
4. Aggiustare la posizione X del ricevitore sfruttando le asole sui piedini di fissaggio dalla scatola fino a quando la croce presente sullo specchio coincide con la linea di mira del telescopio.
5. Andare in autocollimazione con la focale del telescopio e aggiustare, tramite le tre viti di regolazione, lo scostamento angolare del ricevitore.
6. Riverificare la posizione X e Y precedentemente aggiustate ed apportare le eventuali correzioni.
7. Ripetere i punti 5 e 6 fino ad ottenere una buona coincidenza della linea di vista del telescopio con il crocicchio.
8. Raggiunto l'allineamento ottimale serrare tutte le viti di bloccaggio e ricontrollare che nel serraggio non si sia mosso nulla, altrimenti correggere.

Terminata tale fase, si smonta il portasp specchio, si rimonta il coperchio di protezione rendendo nuovamente il ricevitore stagno e si fissano i quattro blocchetti di riferimento (vedi paragrafo: *Sistema di regolazione e riferimento*) al telaio del ricevitore Sx-L.