

MAR.I.S.A.
MARK iv Interface for Single dish Antenna

**Mariotti Sergio, Monari Jader,
Orfei Alessandro, Scalambra Alessandro
Istituto di Radioastronomia CNR Bologna**

RAPPORTO INTERNO IRA N° 279/99

1. INTRODUZIONE	5
2. CHE COSA E' MAR.I.S.A.	7
DESCRIZIONE E SPECIFICHE VARIE UTENZE	7
UTENZA MKIV	13
UTENZA 500-600MHz	9
UTENZA PULSAR	11
UTENZA SERENDIP	12
3. INTEGRAZIONE DI MAR.I.S.A. NEL SISTEMA MARK IV	15
4. SCHEMA CIRCUITALE	18
SCELTA DELLE FREQUENZE	20
FREQUENZA OSCILLATORE LOCALE UTENZA 500-600MHz	21
FREQUENZA OSCILLATORE LOCALE UTENZA PULSAR	21
SELETTIVITA' DEI FILTRI E REALIZZAZIONE FILTRI 16-48MHz	23
CALCOLO DEI GUADAGNI	24
NOISE FIGURE	25
PRODOTTI DI INTERMODULAZIONE, INTERCEPT POINT., SFDR, MDS, DR	61
SCELTA COMPONENTI E AMPLIFICATORI	26
UTO AMPLIFICATORI IBRIDI	57
SIMULAZIONE DI OGNI RAMO DI UTENZA	26
5. TEST DI MAR.I.S.A.	31
TEST SU BANCO	31
BANDA E GUADAGNO	32
INTERMODULAZIONE	32
SPURIE	33
NOISE FIGURE	33
ERRATA CORRIGE DI MAR.I.S.A.	34
RAMO PULSAR	34
RAMO SIV/AUX/MIV	36
RAMO 500-600MHz	37
TEST SUL CAMPO E PRESTAZIONI DI MAR.I.S.A.	38
6. DISPOSIZIONE COMPONENTI	42
7. COLLEGAMENTO DEI CAVETTI PER UTENZA I.F.4 E PULSAR	47
COLLEGAMENTO BACK-END	47
COLLEGAMENTO LOs	49
SETTAGGIO FIELD SISTEM	51
8. CONCLUSIONI	53
9. APPENDICI	55

INTRODUZIONE

INTRODUZIONE

MAR.I.S.A. è acronimo di Mark iv Interface for Single dish Antenna ed è un'interfaccia che verrà integrata nel sistema di ricezione della parabola allo scopo di distribuire ed adattare il segnale radioastronomico.

Nel presente rapporto interno dopo una descrizione generale del sistema, si dettaglieranno tutte le specifiche richieste dalle varie utenze.

Nel capitolo successivo, si descriverà come MAR.I.S.A. è integrata nel modulo Mark IV e quali sono i collegamenti da farsi per installare il dispositivo.

I capitoli seguenti entrano nel merito del progetto con la valutazione di tutti i parametri principali, le simulazioni e la scelta dei componenti.

Il capitolo 5 si descriverà le misure fatte sui componenti e i test effettuati su MAR.I.S.A..

Infine si riporteranno le conclusioni e le appendici con i data sheet dei vari componenti.

CHE COSA E' MAR.I.S.A.

CHE COSA E' MAR.I.S.A.

Questo progetto è nato dall'esigenza di distribuire entrambi le polarizzazioni in media frequenza, che attualmente sono collegate solo al modulo Mark IV, ad altre utenze che usano l'antenna parabolica di Medicina in Single dish.

Il segnale di media frequenza verrà dedicatamente amplificato e convertito a seconda delle specifiche di ingresso (vedi capitolo successivo) dettate per collegare alle uscite di MAR.I.S.A. dei back-end quali spettrometri, autocorrelatori o banco di filtri.

DESCRIZIONE E SPECIFICHE VARIE UTENZE

Le utenze che hanno dettato le specifiche di progetto sono:

Utenza 500-600MHz	(IF4)
Utenza Banco di Filtri 16-48 MHz per ricerca di pulsar	(Pulsar)
Utenza spettrometro Serendip per ricerca interferenze e Seti	(Serendip)
Utenza Mark IV stesso	(MKIV)

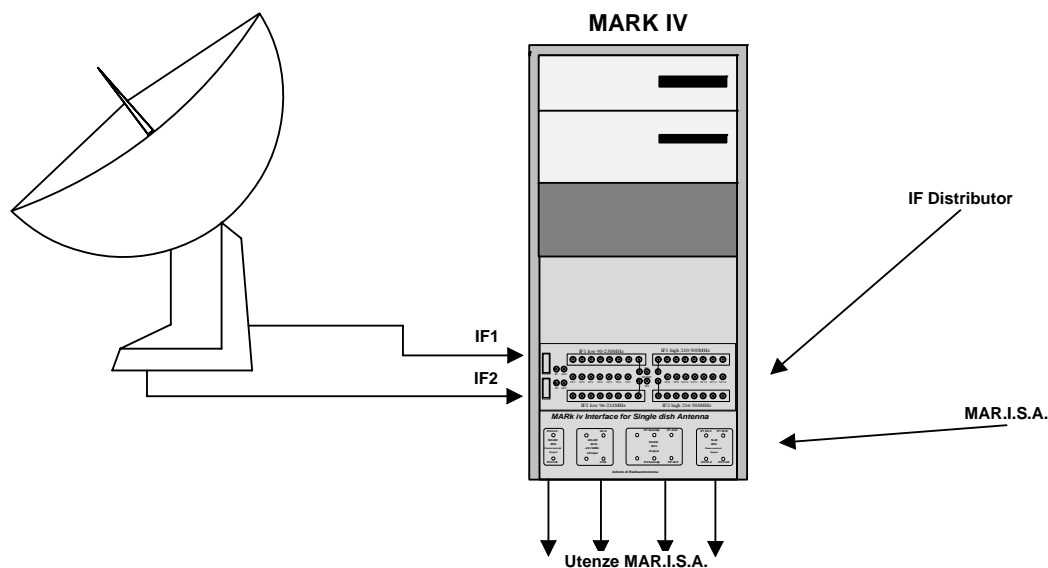


Figura 1

Vogliamo aggiungere che sono state previste anche uscite ausiliarie per ogni polarizzazione per eventuali tarature o per collegare in futuro un'eventuale nuovo strumento che necessiti della IF.

Inoltre in questo modo si sono rese disponibili due uscite monitor nel pannello frontale del Mark IV (IF1 AUX, IF2 AUX) avente tutta la banda di media frequenza: infatti l'attuale configurazione del MKIV prevede solo le uscite IF1H e IF1L (Hi 216-504 MHz, Lo 96-224 MHz).

Di seguito riporto le specifiche desiderate dalle varie utenze.

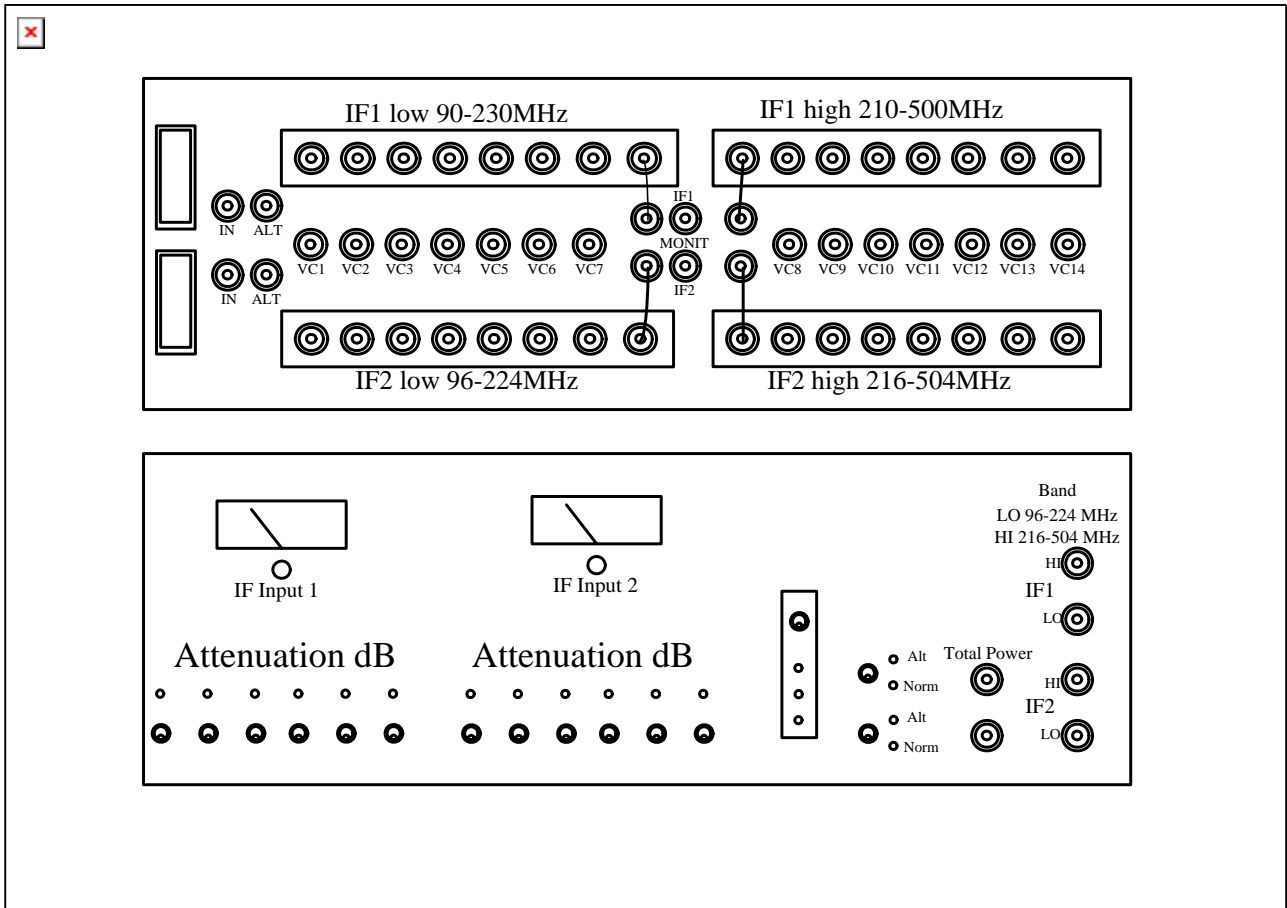


Figura 2

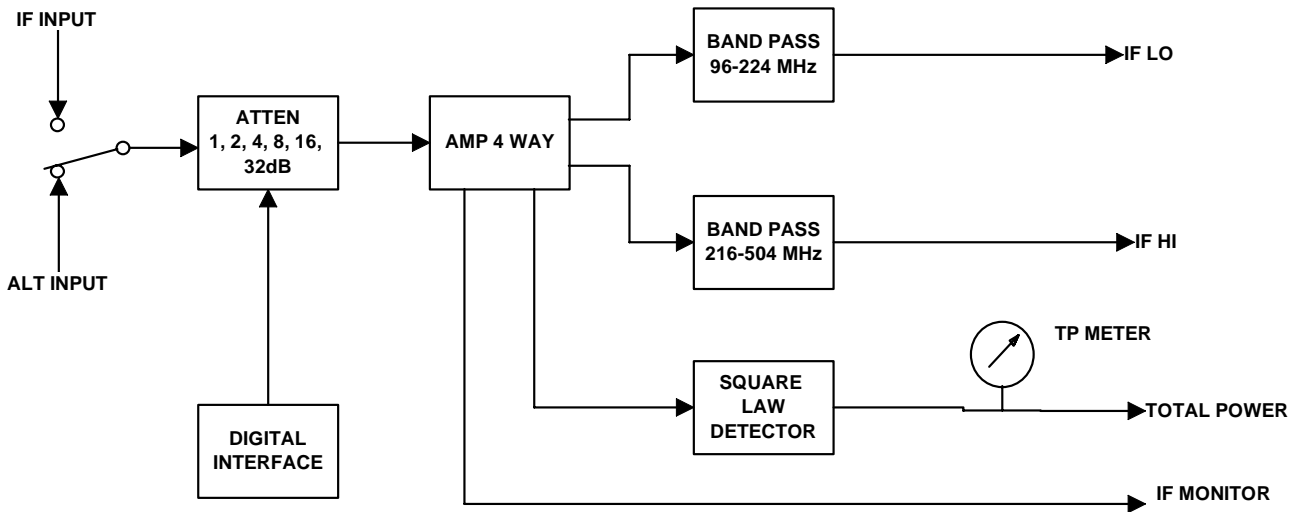


Figura 3

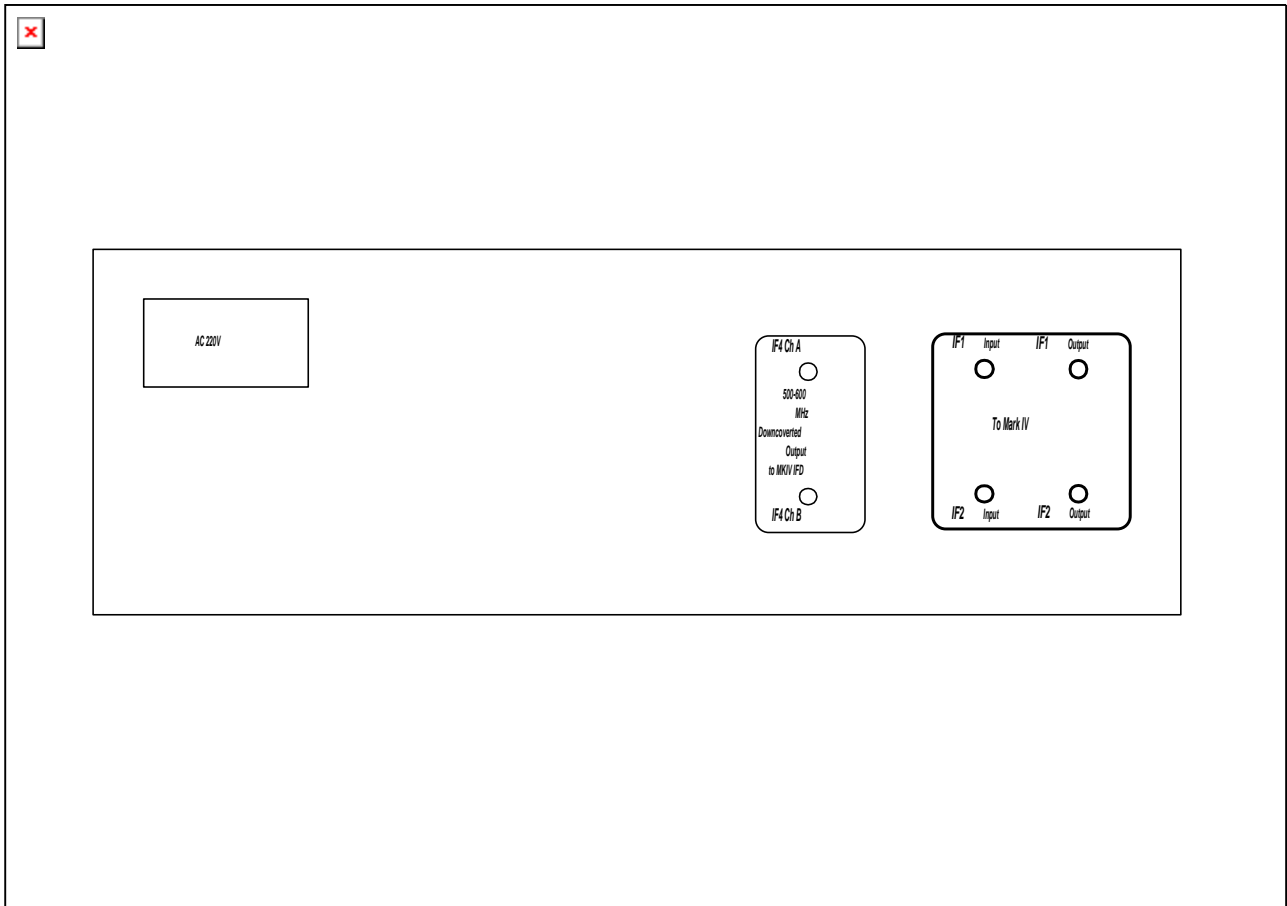


Figura 4

UTENZA 500-600MHZ

Tale utenza richiede come specifica principale la copertura della banda IF 500-600 MHz in entrambe le polarizzazioni (ricordo che lo standard Mark IV riceve fra 100-500 MHz e 600-900 MHz con un "gap" di banda fra 500-600 MHz).

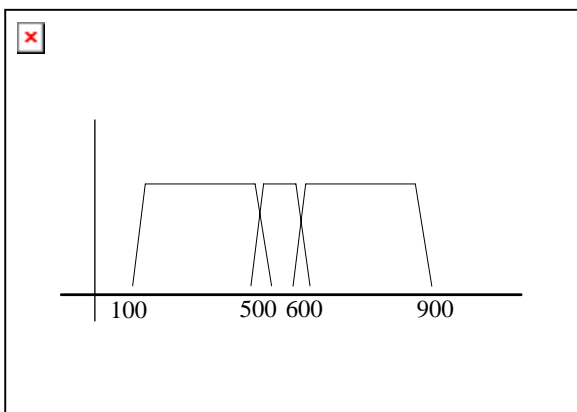


Figura 5

Scientificamente parlando, gli esperimenti di questo gruppo sono mirati alla spettrometria per l'individuazione dell'abbondanza della transizione iperfine dell' $^3\text{He}^+$ (prodotto di formazione stellare e nucleosintesi primordiale) alla frequenza di 8665MHz.

Tecnicamente parlando, gli strumenti usati sono il ricevitore X in fuoco primario, l'autocorrelatore o lo spettrometro ad alta risoluzione.

Oltre a ciò, dal momento che l'obiettivo astronomico del gruppo è l'individuazione di righe molto al di sotto del noise ($S/N < 1$), la componentistica dovrà essere selezionata a dovere per non generare localmente segnali di disturbo come i prodotti armonici.

In tabella riporto le specifiche di ingresso richieste da questa utenza.

BANDA IN	BANDA OUT	LIVELLO (dBm/MHz)		POLARIZZAZIONE	CANALI
		MIN.	TYP.		
500 - 600	270 - 370		- 32	L & R	2

Tabella 1

Da quanto specificato sopra, il compito di MAR.I.S.A. sarà quella di convertire le frequenze comprese tra 500-600MHz di IF1 e IF2, in una banda accettabile dai Videoconverters (VCs) o dai back-end usati da questa utenza.

Tali uscite sono state denominate IF4 channel 1 e IF4 channel 2 (per le rispettive polarizzazioni) e sono disponibili nel pannello posteriore, per il collegamenti ai VCs, oppure nel pannello frontale per il collegamento ad altri strumenti.

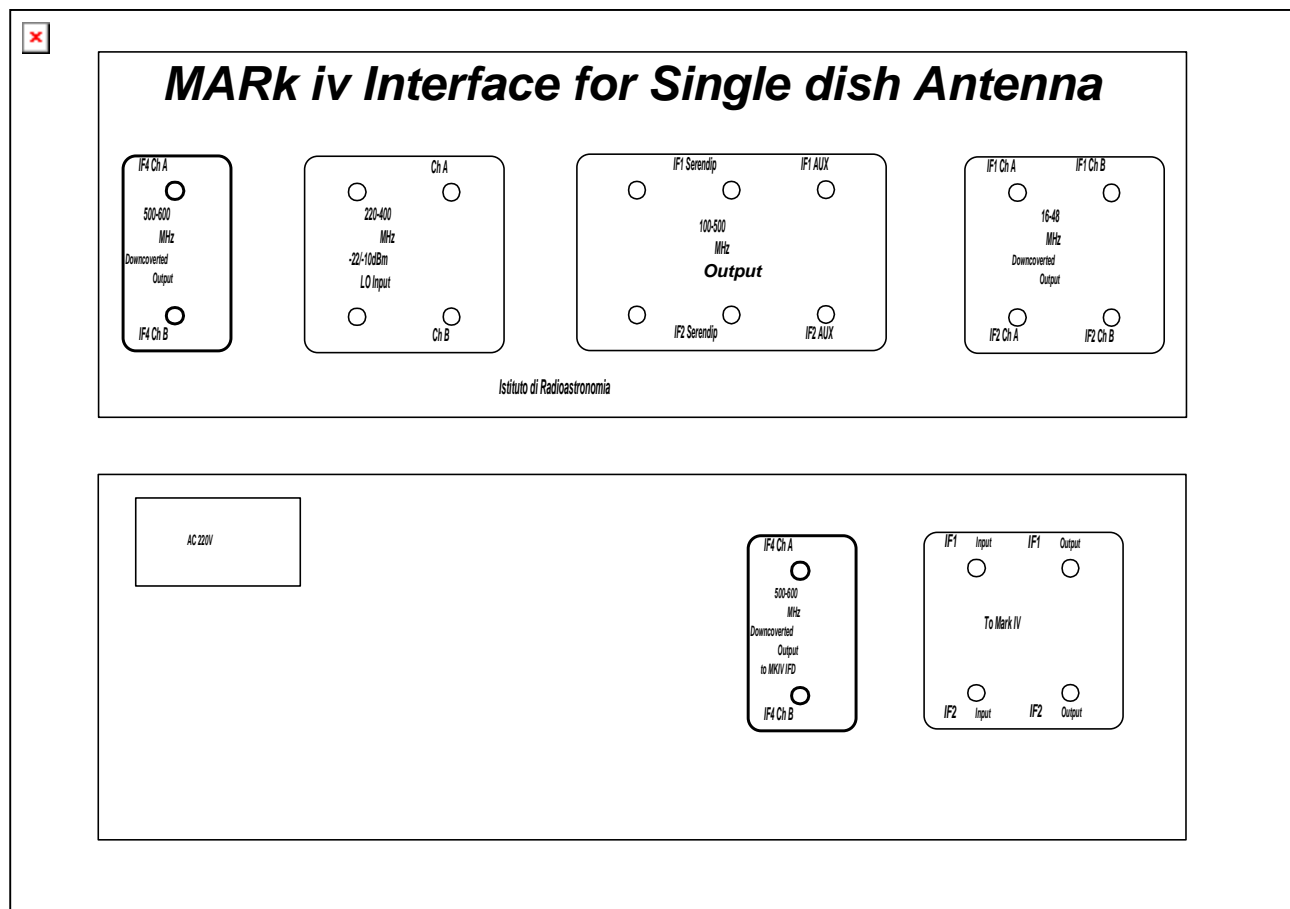


Figura 6

Come si nota dai plottati presi alle uscite “IF1 monitor” e “IF2 monitor” sul retro del MKIV, il segnale tra 500-600MHz risulta essere fortemente pendente, inevitabilmente anche IF4 seguirà il profilo degli ingressi.

Pertanto potrebbe essere utile in futuro inserire un sistema per equalizzare il guadagno in banda.

(plottati IF1 e IF2)

UTENZA PULSAR

Il gruppo effettua la survey di Pulsar in banda L¹ con uno banco di filtri costruito ad hoc.

MAR.I.S.A. fornisce due canali per ogni polarizzazione. Ognuna delle quattro uscite avrà una banda di 32 MHz compresa tra le frequenze $f_{\min}=16\text{MHz}$ ed $f_{\max}=48\text{MHz}$.

In tabella riporto le specifiche di ingresso richieste da questa utenza.

BANDA IN	BANDE OUT	LIVELLO (dBm/MHz)		POLARIZZAZIONE	CANALI
		MIN.	TYP.		
330 – 410	16 – 48		- 20	L & R	2 x 2

Tabella 2

Per l’utenza Pulsar sono disponibili nel pannello frontale due uscite per ogni canale IF denominate IF1 Channel A, IF1 Channel B e IF2 Channel A, IF2 Channel B rispettivamente.

IF1 Channel A, IF1 Channel B costituiscono l’Upper Side Band (USB) del segnale convertito mentre IF2 Channel A, IF2 Channel B costituiscono la Lower Side Band (LSB) come indicato dalla seguente tabella:

	USCITE	1 A	2 A	1 B	2 B
		Upper Side Band		Lower Side Band	
Frequenza IF [MHz]	Ch. 1	333-365		407-375	
	Ch. 2		333-365		407-375

¹ Il ricevitore installato nel di Medicina lavora dalle frequenze 1366-1446MHz (Banda istantanea del ricevitore 80MHz).

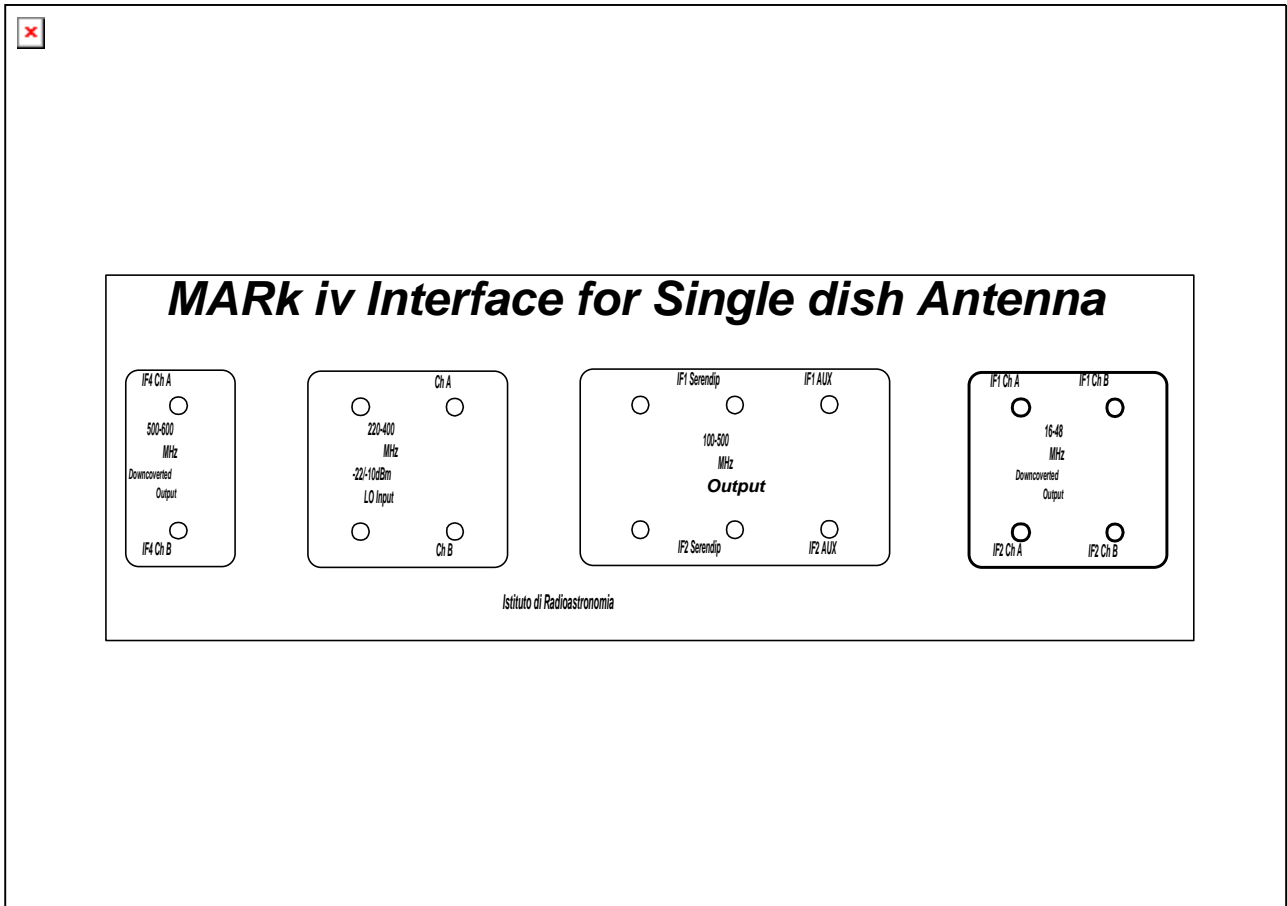


Figura 7

UTENZA SERENDIP

Il Serendip IV e' un analizzatore di spettro digitale realizzato dall'università di Berkley che lavora su una banda sintonizzabile di circa 400 MHz, banda istantanea di 2.5MHz e risoluzione di 0.6Hz (4M canali) e recentemente installato presso la parabola VLBI di Medicina.

Nota: Il SIV è uno strumento facilmente espandibile; ogni scheda aggiuntiva FFT permette di analizzare 2.5MHz con 4 Milioni di canali. L'analizzatore di spettro installato a Medicina consta attualmente di due schede FFT, questo significa che è in grado di elaborare 8 Milioni di canali per un totale di 5 MHz di banda. Si prevede di espandere il sistema con altre 4 schede portando così la banda a 15 MHz.

Lo strumento, realizzato dagli americani per il progetto SETI, qui in Italia è anche dedicato alla realizzazione di un data base per le interferenze nel programma Europeo RTD 0101. Il Serendip lavora in background, ossia lavora in parallelo alle normali osservazioni astronomiche senza impiegare tempo antenna.

Tale strumento richiede come ingresso uno dei due canali IF e tutta la banda della media frequenza (es. IF1 da 100 a 500 MHz).

In tabella si riassumono le specifiche di ingresso richieste dalla utenza Serendip IV.

BANDA	LIVELLO (dBm/MHz)		POLARIZZAZIONE	CANALI
	MIN.	TYP.		
100 - 500	-49	- 35	L o R	1

Tabella 3

Per tale utenza sono disponibili due uscite nel pannello frontale denominate IF1 Serendip e IF2 Serendip per entrambi le polarizzazioni rispettivamente. L'utente ha quindi la possibilità di scegliere quale polarizzazione osservare.

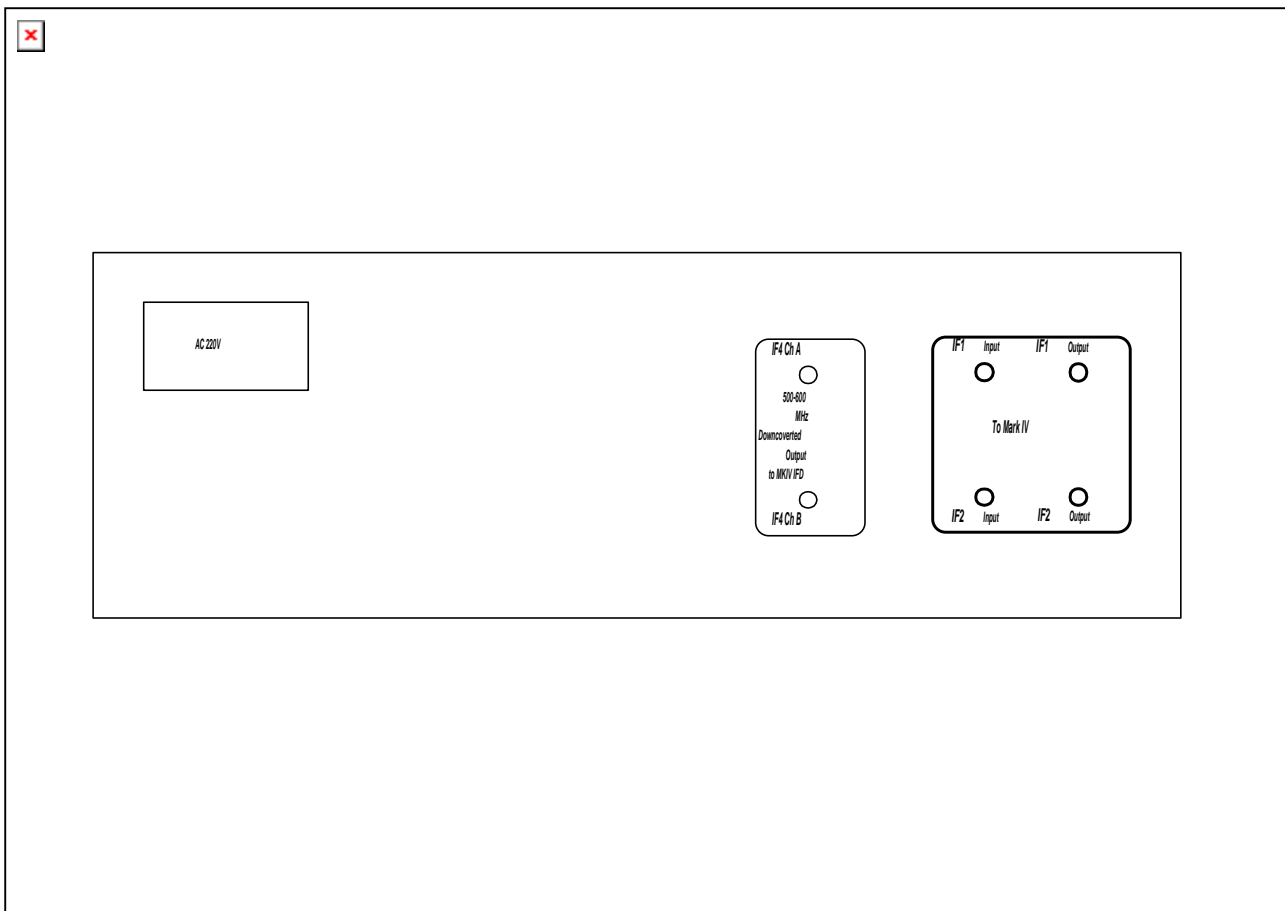


Figura 8

UTENZA MKIV

L'utenza MKIV fa passare il segnale di media frequenza senza introdurre nessun tipo di elaborazione né alcun degrado significativo. Questa uscita è necessaria affinché il MKIV ed il VLBI in genere, non “vedano” assolutamente l'inserzione di MAR.I.S.A.

Pertanto l'inserzione dello strumento è “trasparente” per il segnale diretto al MKIV.

Inoltre, se in futuro si volesse scollegare MAR.I.S.A. e ripristinare le condizioni originali, è sempre possibile farlo in modo agevole anche senza l'intervento del personale tecnico e senza perdere del tempo prezioso nel rivedere tutti i collegamenti.

**INTEGRAZIONE DI MAR.I.S.A.
NEL SISTEMA MARK IV**

INTEGRAZIONE DI MAR.I.S.A. NEL SISTEMA MARK IV

Come detto in precedenza, l'integrazione del sistema MAR.I.S.A. non deve alterare l'elettronica del MKIV.

Inoltre si richiedeva che il livello di potenza alle uscite del sistema, potessero essere comandato remotamente da Field System.

Per realizzare questi due obiettivi, sono state utilizzate le uscite "IF1 monitor" e "IF2 monitor" del MKIV IF Distributor (IFD), di modo che il segnale proveniente dall'antenna passi per l'attenuatore a step del Mark IV poi intri in MAR.I.S.A., quindi venga convertito, amplificato e/o semplicemente non modificato vengs distribuito alle varie utenze; una di queste prevede di "rientrare" nel MKIV stesso. Inoltre la banda passante è accettabile in tutto il range richiesto (fino a 600MHz) come mostrano i seguenti plottati.

(plottati IF1 e IF2)

Il rack di MAR.I.S.A. è stato installato fisicamente nell'ultimo alloggio (in basso) del mobile MKIV vicino all'IFD. Ciò agevola i collegamenti fra i sistemi, con cavi sufficientemente corti.

(foto MAR.I.S.A. nel MIV)

Il collegamento di MAR.I.S.A. all'IFD viene effettuato semplicemente nel seguente modo.

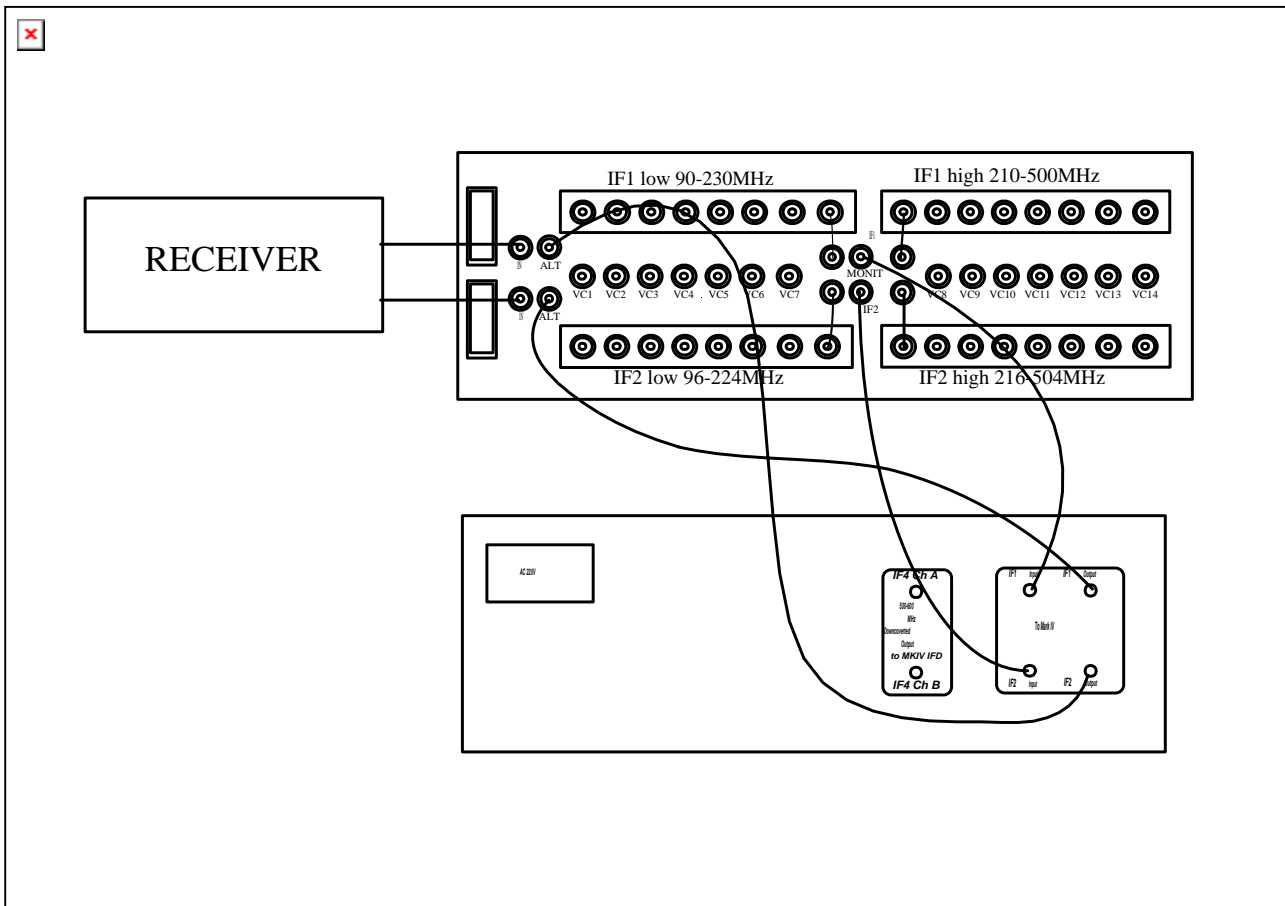


Figura 9

Le uscite monitor IF1 e IF2 dell'IFD prelevate con due cavetti *SubClick*, vengono collegate all'IF1 Input e IF2 Input di MAR.I.S.A..

Con altri due cavi, si prelevano i segnali alle uscite IF1 output e IF2 output di MAR.I.S.A. e si collegano rispettivamente agli ingressi Alternate (ALT) di IF2 e IF1 dell'IFD.

Le uscite IF1 e IF2 di MAR.I.S.A. sono passanti, ovvero il segnale di ingresso subisce il minor degrado possibile.

Se si vuole isolare MAR.I.S.A. e tornare alla condizione originale, è sufficiente ripristinare i collegamenti standard riportati in figura; i cavetti SMA non necessitano di adattatori ! E l'operazione può avvenire in meno di 5 minuti.

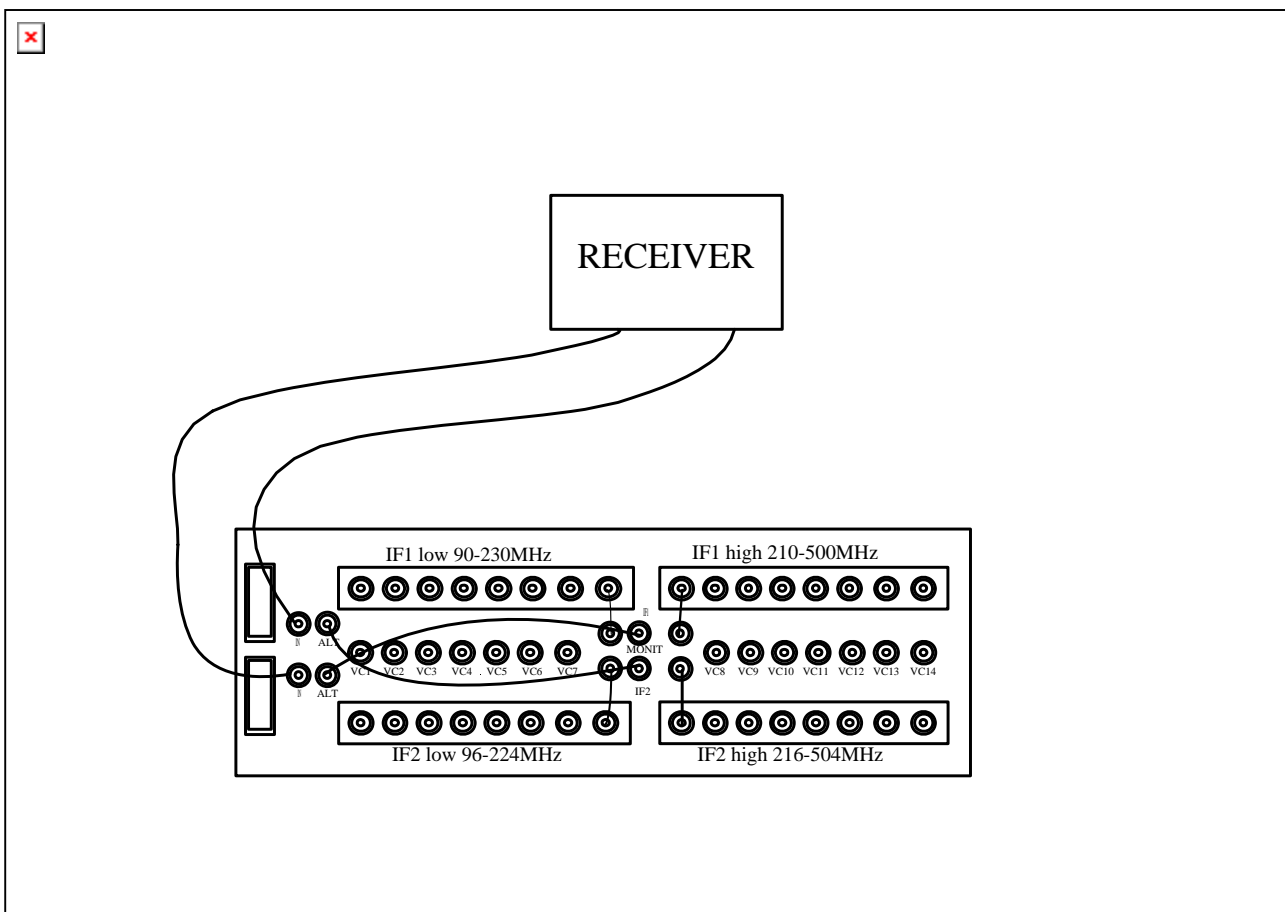


Figura 10

SCHEMA CIRCUITALE

SCHEMA CIRCUITALE

In questo capitolo descriveremo lo schema circuitale e le considerazioni progettuali che sono state effettuate per disegnare MAR.I.S.A..

Prima di procedere nella descrizione un piccolo appunto è doveroso: il capitolo è stato suddiviso in due parti logiche, la prima parte descrive la funzionalità generale dello schema di base, mentre la seconda parte mette in evidenza gli errori che sono stati riscontrati nella fase di test e la soluzione ad essi.

Per la realizzazione del sistema si sono dovuti adattare alle specifiche tecniche (elettriche e meccaniche) anche quelle economiche. Il sistema doveva essere massimizzato nelle prestazioni minimizzando i costi (leggi :minimizzando le ridondanze di componenti).

Pertanto è ovvio che l'ottimizzazione circuitale che si sarebbe ottenuta realizzando per ciascun utente canali ad hoc indipendenti e completamente separati, non era attuabile.

Il circuito è sostanzialmente un divisore di potenza a quattro vie dove su due di queste viene eseguita una conversione di frequenza. Il tutto è realizzato in due canali identici per le due canali IF.

"MAR.I.S.A." VER 2.5

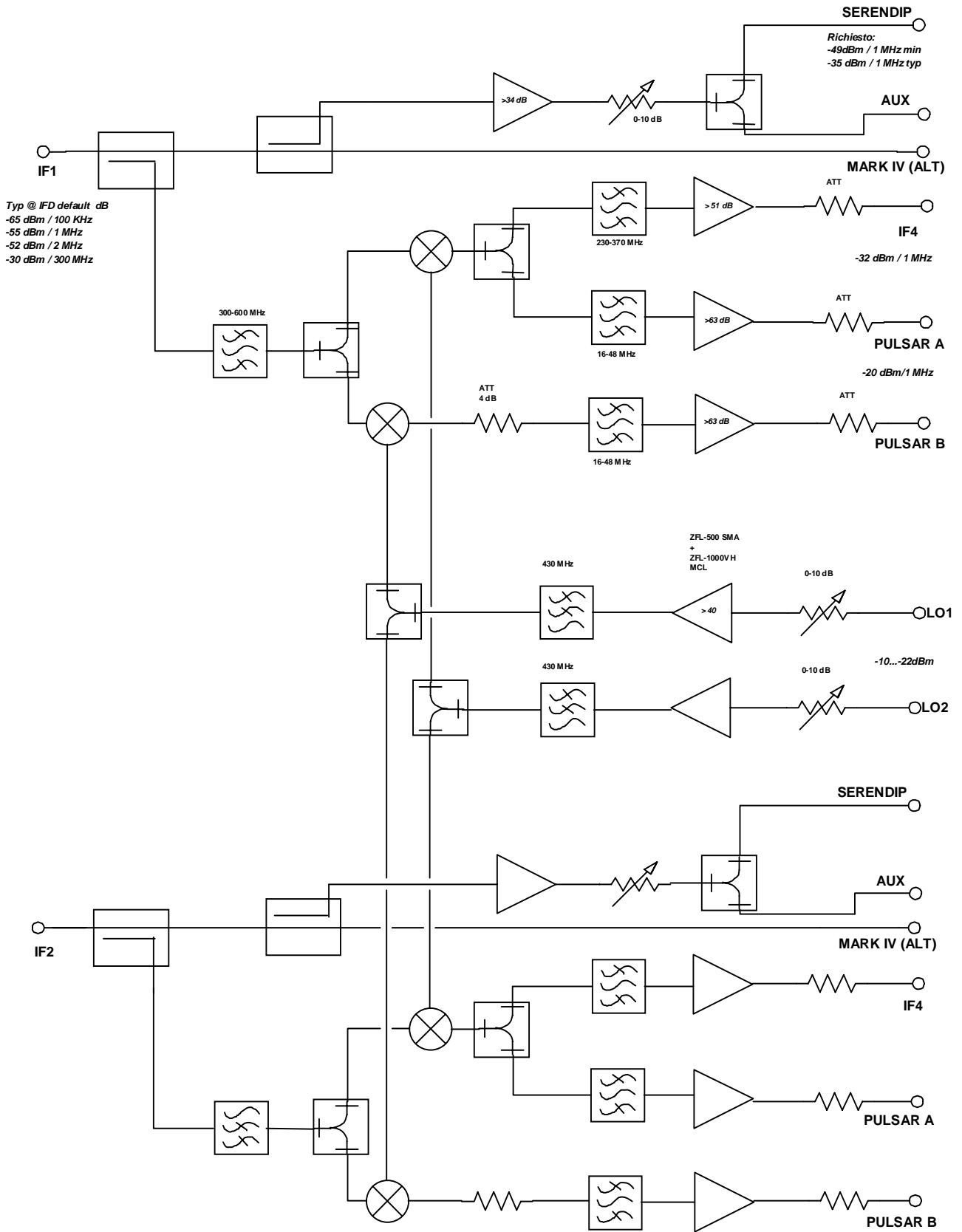


Figura 11

Poiché le varie utenze richiedono segnali diversi, queste quattro vie sono diverse fra loro sia per il guadagno che per la banda passante.

E' da notare che nello schema non sono integrati oscillatori locali ma sono previsti solo ingressi per il collegamento di un segnale esterno.

Infatti gli oscillatori locali, quando previsti, devono essere forniti dall'utente. Può essere utilizzato un sintetizzatore commerciale oppure possono essere utilizzate, se disponibili, le uscite monitor sul pannello dei Videoconverter. Tali moduli, oltre la loro funzione principale di conversione, fungono anche infatti da sintetizzatore agganciato al Maser nel range 100 – 500 MHz con risoluzione 10 KHz, Potenza di uscita fra – 22 e –10 dBm (tipicamente –16dBm).

Gli oscillatori devono essere collegati ai due ingressi LO Input Ch A e LO Input Ch B posti nel pannello frontale di MAR.I.S.A..

L'architettura di MAR.I.S.A. può essere descritta brevemente nel seguente modo.

Il segnale viene prelevato dalle uscite monitor mediante due accoppiatori direzionali da 10dB. Le varie uscite vengono generate condizionando il segnale nel seguente modo:

- Utenza IF4: La banda 500-600 MHz, viene e convertita in basso da un mixer ad alto isolamento e bassa intermodulazione per poter essere ricevuta dai moduli VCs o dall'Autocorrelatore. Una serie di filtri eliminano l'immagine e "puliscono" la banda.

- Utenza PULSAR: è sostanzialmente una copia della precedente eccetto per che i filtri ed i guadagni regolati specificatamente. Nasce per poter operare con il ricevitore in Banda L e converte il segnale nel range 16-48 MHz.

- Utenze Serendip e Aux: forniscono sostanzialmente la completa banda IF adeguatamente amplificata.

Come si nota dallo schema, il ramo dell'uscita IF4 e PULSAR hanno un mixer condiviso per la conversione in basso della banda selezionata.

Ciò significa che le frequenze degli oscillatori locali dovranno essere programmate opportunamente a seconda del tipo di utenza che sta effettuando l'osservazione e che il funzionamento "IF4" è alternativo al funzionamento "Pulsar".

SCELTA DELLE FREQUENZE

Le frequenze degli oscillatori locali sono state oculatamente scelte per evitare che i prodotti armonici degli OL e le immagini potessero entrare nella banda di frequenza. In tabella si riportano le varie bande in ingresso, in uscita e le frequenze degli oscillatori locali. Notare che per frequenza cielo intendiamo la frequenza reale di osservazione. Successivamente si riporterà, utenza per utenza, il calcolo dettagliato e i criteri per la selezione delle frequenze.

Utenza	Frequenza cielo	Banda IN	Banda OUT	Frequenza OL
MKIV	Qualunque	100-500	100-500	Non necessario
AUX	Qualunque	100-500	100-500	Non necessario
IF4	Rx 8GHz 8580-8680	500-600	270-370	230
PULSAR	Rx 1.4GHz 1369-1401 1411-1443	333-365 407-375	16-48 16-48	317 423
SERENDIP	Qualunque	100-500	100-500	Non necessario

Tabella 4

I criteri generali per la scelta delle frequenze risultano essere:

- 1) Reiettare sempre le frequenze immagini;
 - 2) Evitare di ricevere segnali disturbanti legati all'O.L. ovvero evitare che l'O.L. e le sue armoniche intere rientrino nelle bande convertita e da convertire;
 - 3) La frequenza dell'oscillatore locale sia sufficientemente lontana dalla banda convertita per essere reiettata da un filtro "realizzabile";
- Che i prodotti armonici non rientrino mai in banda;

FREQUENZA OSCILLATORE LOCALE UTENZA 500-600MHZ

Come si nota dallo schema di figura 12, tale utenza richiede semplicemente di traslare la banda 500-600MHz nelle frequenze comprese tra 100-500MHz.

I criteri da soddisfare risultano essere il 2 e 3, in quanto l'immagine essendo lontana viene reiettata automaticamente dal filtro 1.

La scelta del valore di O.L. = 230 MHz è stata dettata dalla necessità di rispettare i criteri sopra enunciati; in particolare il punto 2) viene non solo rispettato ma ottimizzato se si cerca di mantenere le due bande passanti (cioè quella prima e quella dopo la conversione), allargate arbitrariamente di una **OV** che permetta un comodo overlapping, equidistanti dell'O.L e dalle sue armoniche ($d_1=d_2=d_3=d_4$) vedi fig. 13

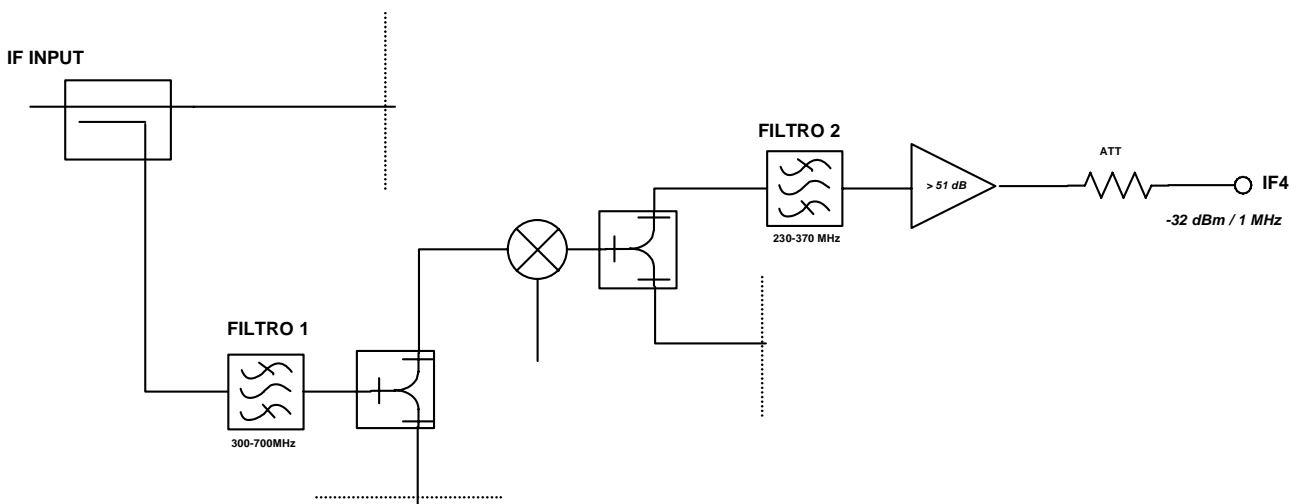


Figura 12

FREQUENZA OSCILLATORE LOCALE UTENZA PULSAR

Tale utenza effettuerà le osservazioni con il ricevitore L (1366-1446) la cui banda istantanea risulta essere 80MHz compresa tra IF_{min} 330MHz e IF_{max} 410MHz.

Il Banco di Filtri per la ricerca Pulsar deve essere alimentato con 4 canali larghi da 16 MHz a 48 MHz. La larghezza di banda totale richiesta è quindi pari a $(48-16)*4=128$ MHz. Il ricevitore fornisce $2*80=160$ MHz totali di Banda.

In accordo con quanto emerso dalla discussione con il Principal Investigator, dott. D'Amico, l'unica scelta possibile per fornire la banda passante è di assegnare

a due a due i canali del banco di filtri ai due rami di IF e poi di suddividere ciascun ramo IF in due sottobande larghe 32 MHz pressochè contigue di cui una USB e l'altra LSB (invertita!)

Le frequenze degli oscillatori locali vengono quindi a cadere fuori banda, rispettivamente a 317 MHz ed a 423 MHz e convertono la 333-365MHz (USB) e la 401-375 MHz (LSB) entrambe fra 16-48 MHz. Ciò viene fatto per garantire i criteri 2, 3 e 4 descritti precedentemente.

Le scelte delle due frequenze di O.L. e la scelta della selettività dei filtri 16-48 MHz, creano una combinazione di cause ed effetti che devono essere considerate nel loro insieme contemporaneamente.

Non esistono specifiche di isolamento nell'overlapping dei filtri 16-48 MHz, con filtri a 5 sezioni si può ottenere un cross-talk fra i canali USB e LSB migliore di 20 dB, con filtri a 7 sezioni il cross-talk è migliore di 30 dB (vedi fig. 13 bis).

Nonostante la topologia circuitale di questo ramo non reietti l'immagine, riferendosi a fig. 13 bis, si può notare come le frequenze immagini siano di fatto reiettate di + di 40 dB per l'effetto del filtro presente all'interno del ricevitore **L Fuoco primario** con il quale il ramo Pulsar di MAR.I.S.A. deve funzionare congiuntamente.

Inoltre l'analisi armonica fino al 9° ordine (che non è poco!) dei due valori di O.L., 317 e 423 MHz, non produce battimenti in banda.

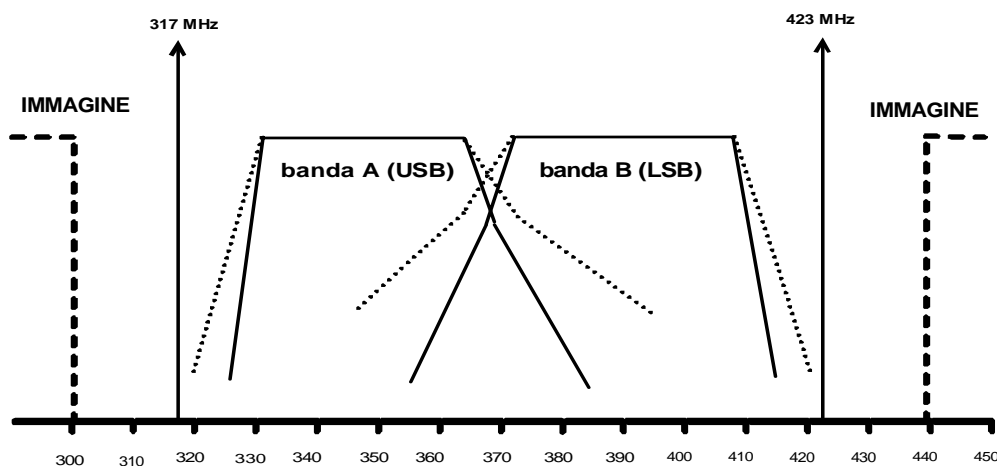


Figura 13

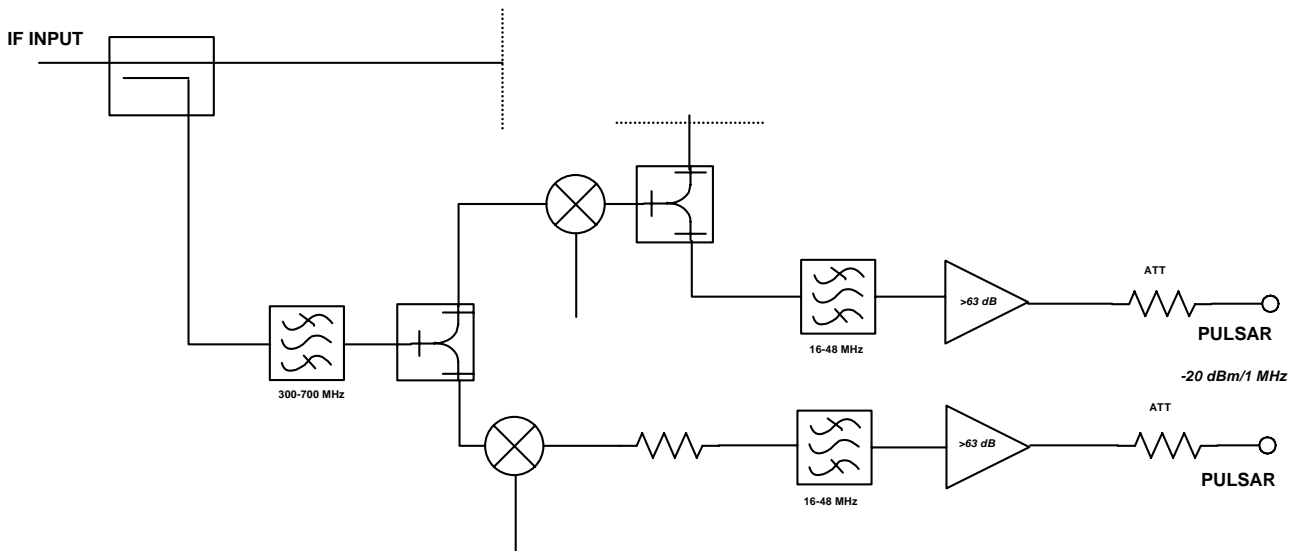


Figura 14

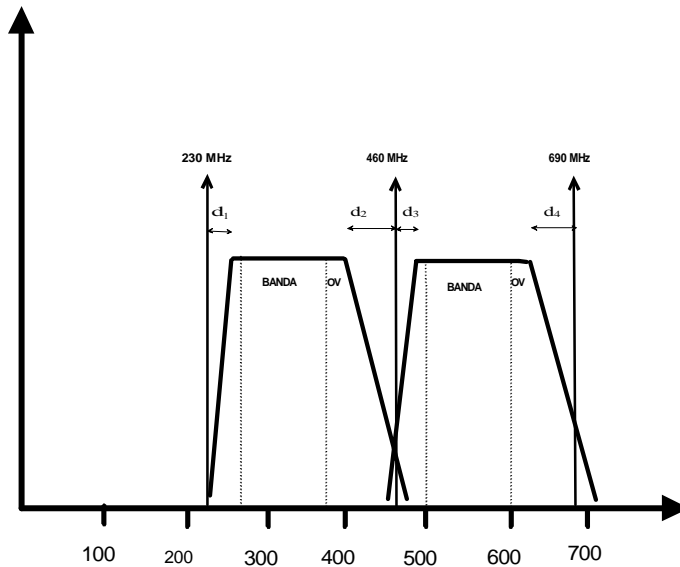
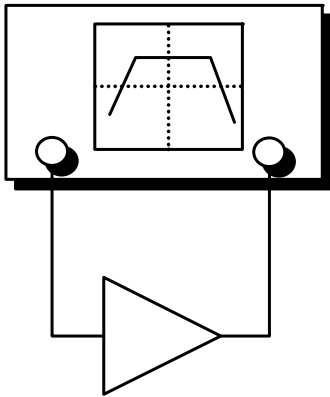


Figura 15

SELETTIVITA' DEI FILTRI E REALIZZAZIONE FILTRI 16-48MHz

Per il test dei filtri 16-48MHz si è utilizzato un analizzatore di rete HP8751A (5Hz-500MHz). Il banco di prova allestito per la misura è come riportato da disegno.

HP 8720D
Network analyzer
50MHz-20GHz



HP 8751A
Network analyzer
5Hz-500MHz

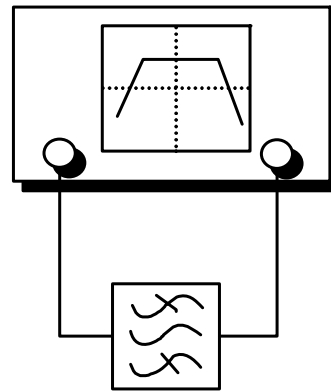


Figura 16

CALCOLO DEI GUADAGNI

In questo capitolo valuteremo i guadagni di ogni catena di utenza. Il segnale viene prelevato dal connettore *monitor* del pannello IFD del MK IV dopo essere passato attraverso l'attenuatore a step del MK IV.

In tabella vengono riportati i livelli medi di potenza misurati dalle uscite "IF1 monitor" e "IF2 monitor" del pannello posteriore MKIV:

	<i>IF1 Monitor</i>	<i>IF2 Monitor</i>
<i>Bandwidth (MHz)</i>	100 – 600	100 - 600
<i>Signal Level² (dBm/MHz)</i>	-55	-55

Tabella 5

Dalle specifiche descritte al capitolo....., ovvero conoscendo la potenza da fornire a ciascuna utenza, possiamo dedurre i guadagni nominali di catena per ogni uscita.

- IF4
Pin(min)=-32dBm/MHz → G=23dB
- Pulsar
Pin(min)=-20dBm/MHz → G=35dB
- Serendip
Pin(min)=-49dBm/MHz → G=6dB

² Tale valore viene calcolato considerando l'attenuazione di default imposta dall'IF Distributor

Il guadagno da associare ai vari stadi di amplificazione deve essere incrementato dell'attenuazione dei componenti passivi che compongono ogni catena d'utenza, pertanto risulterà quanto segue.

- 500-600MHz
Pin(min)=-32dBm/MHz → G>51dB
- Pulsar
Pin(min)=-20dBm/MHz → G>63dB
- Serendip
Pin(min)=-49dBm/MHz → G>34dB

Per quanto riguarda il guadagno dei rami degli oscillatori locali risulta essere >40dB considerando di utilizzare un VC la cui potenza varia tra -10dBm e -22dBm tipicamente -16 dBm.

NOISE FIGURE

L'inserzione di MAR.I.S.A. nella catena del ricevitore non deve degradare la sensibilità (e quindi la Tsys) del sistema di ricezione.

La figura di rumore dell'intera cascata di quadripoli lineari, può essere calcolata usando la seguente equazione.

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 \cdot \dots \cdot G_{n-1}}$$

Dove F_n , G_n è la figura di rumore e il guadagno dell'N-esimo stadio.

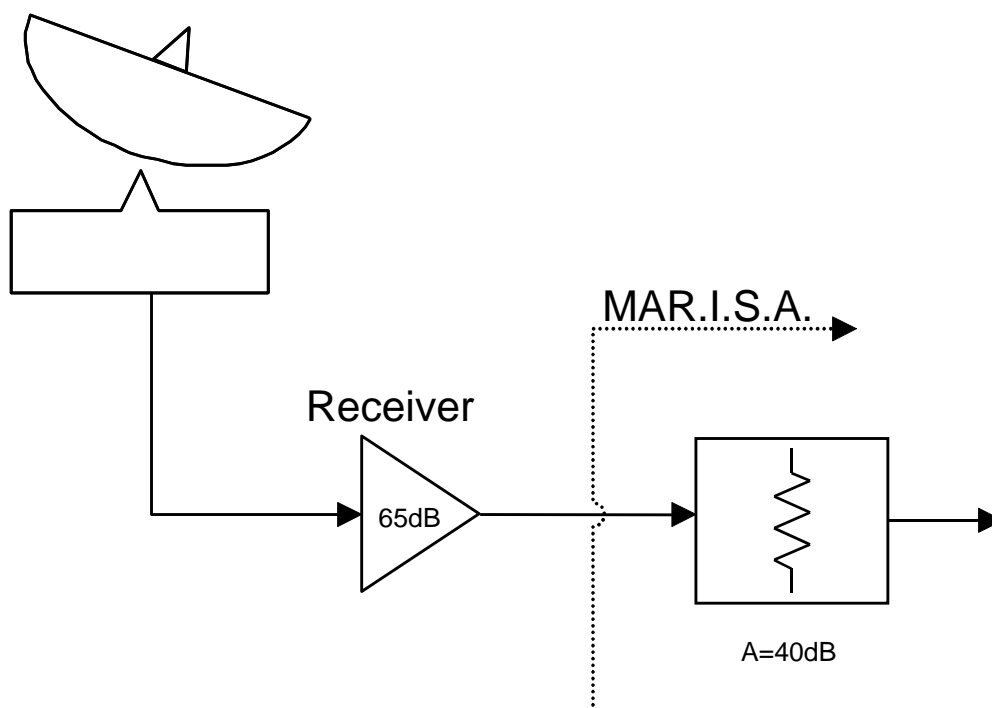


Figura 17

Come si nota dallo schema , il primo stadio di MAR.I.S.A. risulta essere un accoppiatore direzionale di 10dB. Ciò provoca un forte degrado della figura di rumore del sistema. Il progetto infatti è stato ottimizzato per ottimizzare il range dinamico.

Ciò è possibile perché, come si nota dallo schema di principio di figura, i 60dB di guadagno del ricevitore mascherano completamente il noise prodotto da MAR.I.S.A.. Le simulazioni con SCW.EXE ed i test condotti hanno evidenziato che l'inserzione di MAR.I.S.A., provoca un peggioramento della T_{sys} di 1 o 2 °K.

SCELTA COMPONENTI E AMPLIFICATORI

Si sono prese in considerazione soluzioni realizzative con diverse tecnologie. Le due scelte possibili erano la soluzione "Circuito Stampato" e la soluzione a "Componenti Coassiali".

La prima, meno onerosa nell'acquisto dei componenti richiedeva lo sviluppo di un circuito stampato RF con lunghi tempi di progetto ed ottimizzazione tempi di e la non ovvia disponibilità di tutti i componenti nella medesima tecnologia di montaggio (o tutti SMD o tutti "throw-wall").

La scelta di una costruzione con componenti inscatolati e coassiali è stata preferita per ottenere una realizzazione immediata dell'intero dispositivo anche se tale soluzione è più costosa e più ingombrante di una realizzazione SMD.

SIMULAZIONE DI OGNI RAMO DI UTENZA

Il processo di ottimizzazione del disegno del circuito è stato fatto in modo interattivo mediante l'uso del simulatore. Ciò ha permesso di minimizzare le caratteristiche di intermodulazione e di equalizzare i guadagni di ciascuna catena di utenza.

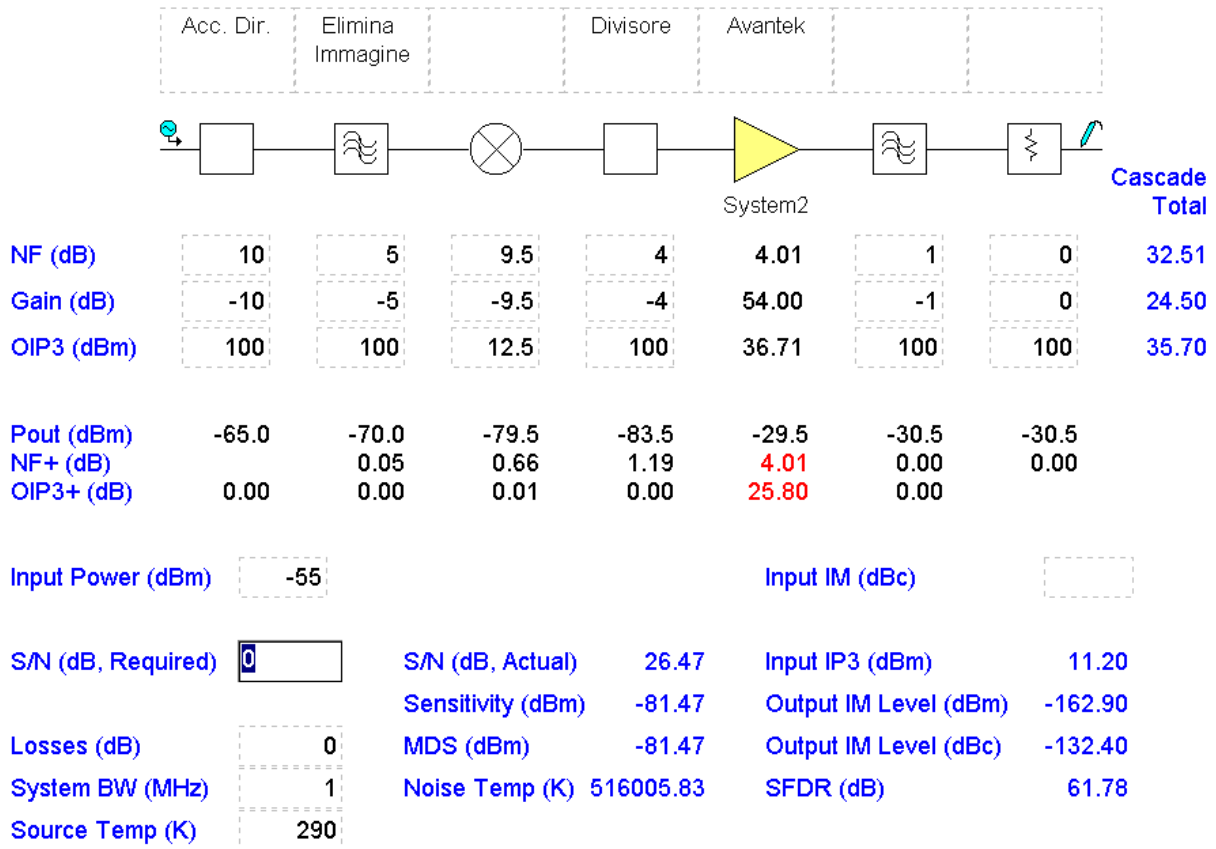
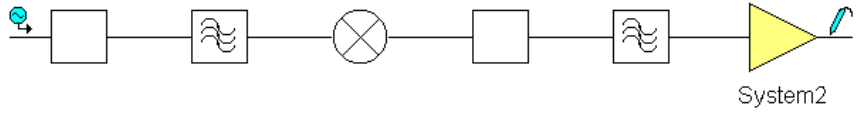


Figura 18



							Cascade Total
NF (dB)	10	5	9.5	4	1	3.03	32.53
Gain (dB)	-10	-5	-9.5	-4	-1	61.00	31.50
OIP3 (dBm)	100	100	12.5	100	100	35.45	35.45
Pout (dBm)	-65.0	-70.0	-79.5	-83.5	-84.5	-23.5	
NF+ (dB)		0.05	0.65	1.18	0.47	3.03	
OIP3+ (dB)	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00		

Input Power (dBm)	-55	Input IM (dBc)	
S/N (dB, Required)	0	S/N (dB, Actual)	26.44
Losses (dB)	0	Sensitivity (dBm)	-81.44
System BW (MHz)	1	MDS (dBm)	-81.44
Source Temp (K)	290	Noise Temp (K)	519336.64
		Input IP3 (dBm)	3.95
		Output IM Level (dBm)	-141.39
		Output IM Level (dBc)	-117.89
		SFDR (dB)	56.93

Figura 19

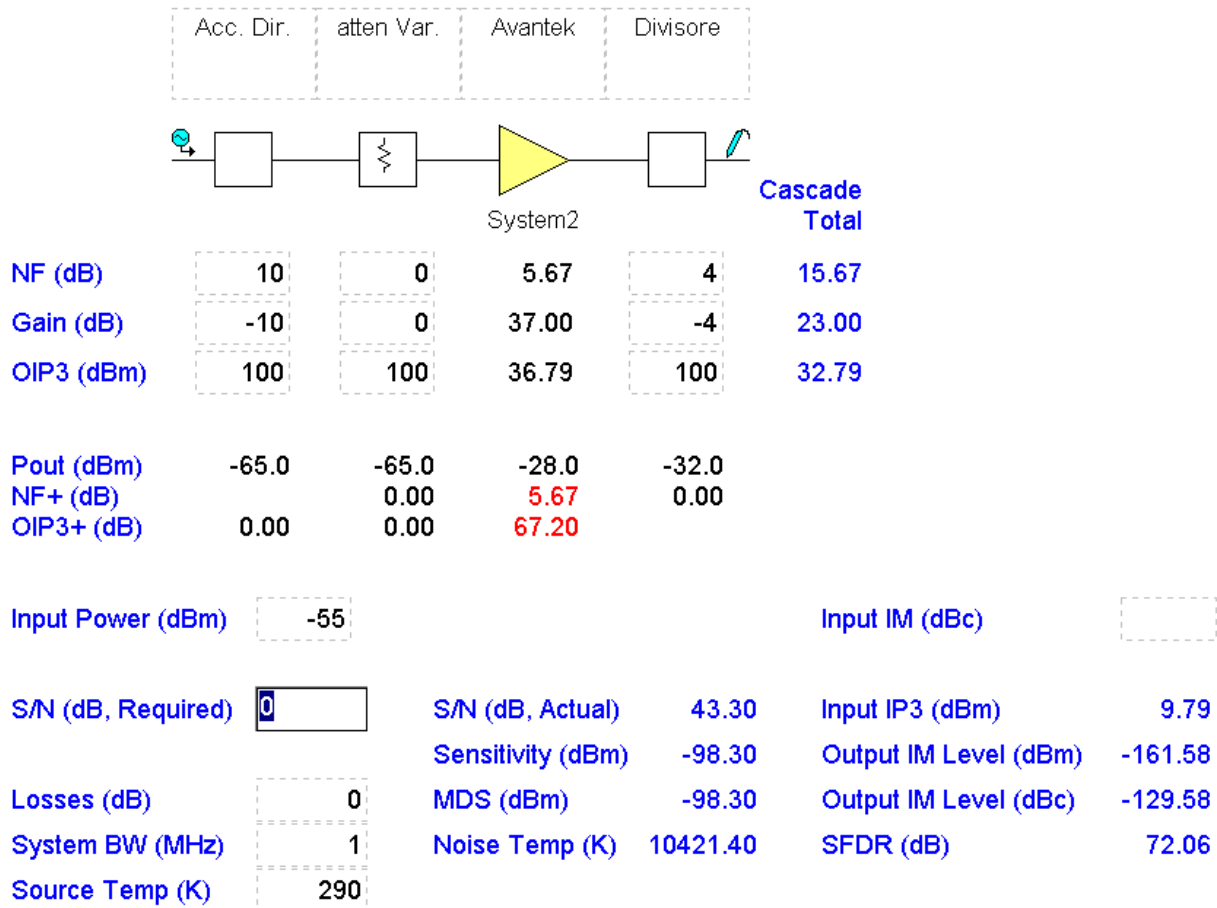


Figura 20

TEST DI MAR.I.S.A.

TEST DI MAR.I.S.A.

Per avere una visione completa sul funzionamento di MAR.I.S.A. sono stati condotti due tipi di test.

Una caratterizzazione completa e collaudo su banco ha rivelato le prestazioni caratteristiche dello strumento ed ha permesso di verificare che le specifiche di progetto sono state soddisfatte. Un test del campo, del ramo IF4, ha sostanzialmente ribadito il corretto funzionamento. Il completamento del test sul campo si potrà fare solo al momento dell'effettiva osservazione con il ramo Pulsar.

TEST SU BANCO

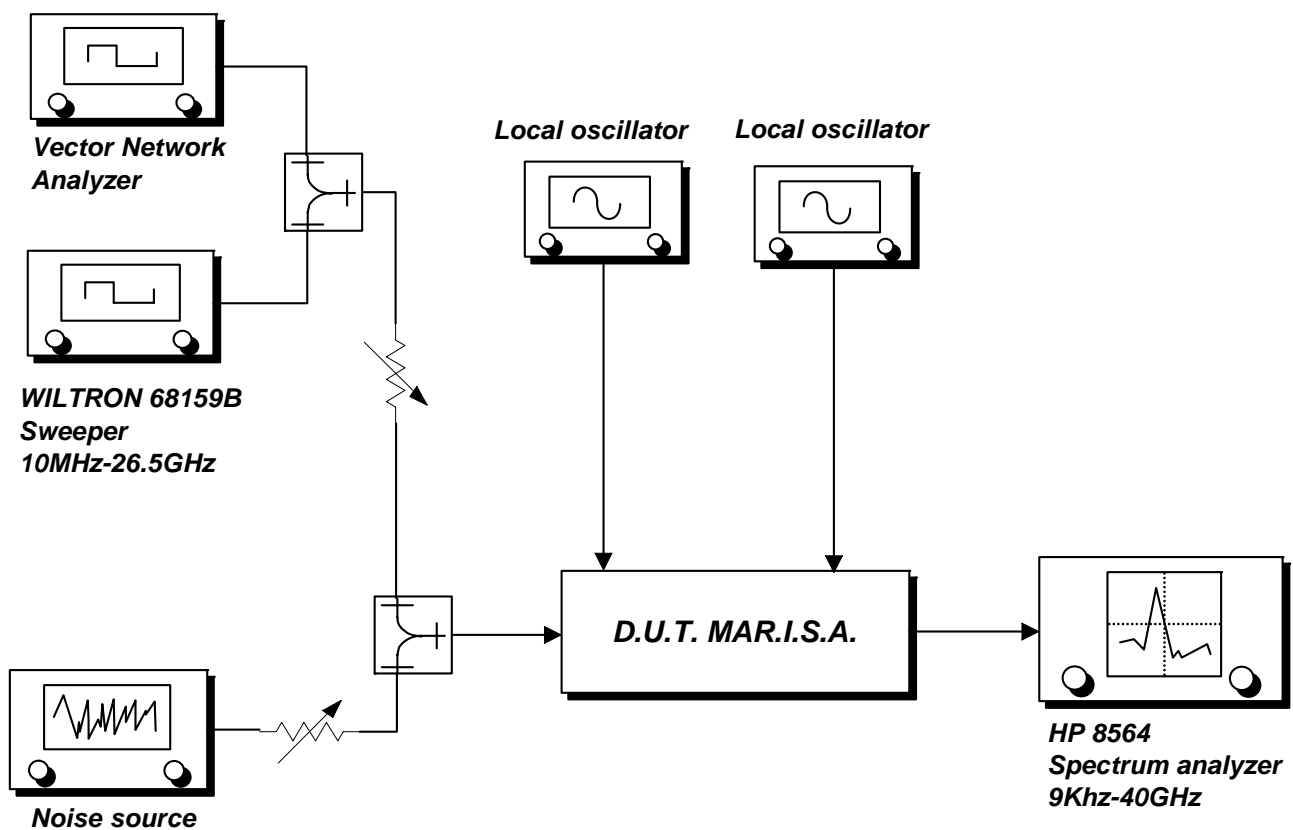


Figura 21

Il banco di test allestito per provare MAR.I.S.A. è stato composto con i seguenti strumenti:

Noise Source realizzato mediante un Noise generator e da un amplificatore larga banda, necessario per simulare la potenza di rumore equivalente del ricevitore;
Due generatori di segnali monocromatici CW (Wiltron e Analizzatore di rete usato come generatore) "sweepabili" all'occorrenza.
Due sintetizzatori per generare i segnali necessari agli oscillatori locali.

Per effettuare il test si è messo a punto una procedura simile ai cicli di controllo qualità da effettuarsi in sede di test, sede separata dal montaggio e/o aggiustaggio. La procedura che può essere eventualmente utilizzata per il test di altre apparecchiatura RF, è la seguente:

1. Verifica e minimizzazione dei pericoli per l'Operatore o per MAR.I.S.A. stessa al collegamento alla rete 220 V.;
2. Verifica e stima grossolana del funzionamento basilare (es. Amplifica? Convertente? Ecc.);
3. Misura o Stima della banda passante, guadagno e flattness in banda;
4. Misura o Stima dell'intermodulazione;
5. Misura o Stima dei segnali di disturbo (prodotti armonici, segnali spurii);
6. Misura o Stima della Noise Figure;
7. Misura o Stima della stabilità del segnale nel tempo, microfonicità, effetti della temperatura;
8. Ciclo termico, cicli di accensione/spengimento ripetuti
9. Controllo finitura dell'assemblaggio (scatola, connettori, cavetti, bave di lavorazione, etichette ecc);
10. Dati di targa (Tensione, Corrente, Potenza, Temperatura, Rumorosità)

I punti 2, 3, 4, 5, 6, 7, a rigore, devono essere eseguiti per ciascuno dei 10 rami di MAR.I.S.A.

BANDA E GUADAGNO

La misura della banda passante di un sistema convertente non si può fare semplicemente usando un VNA.

A tal scopo si è invece utilizzato:

- a) un generatore (Wiltron) con ampiezza calibrata e frequenza "sweeping" molto lentamente (tip. 10 sec.),
- b) come ricevitore l'analizzatore di spettro con traccia in "max hold"
- c) funzioni di algebra di traccia dell'analizzatore di spettro
- d) cavi coassiali con attenuazione trascurabile

Il procedimento si è svolto in due tempi:

- Calibrare l'analizzatore di spettro, ovvero fare una sweepata lenta nella banda di input ed acquisire in max-hold la traccia, quindi impostarla come riferimanto
- Inserire MAR.I.S.A., regolare l'analizzatore di spettro per la banda di out, acquisire il segnale in max-hold quindi far calcolare la differenza allo S.A. stesso ed ecco apparire sullo schermo la curva di guadagno.

INTERMODULAZIONE

L'intermodulazione è una distorsione causata da due o più segnali portanti e/o dalle loro armoniche che a causa del battimento reciproco, creano componenti addizionali. Un criterio di valutazione delle intermodulazioni è la valutazione del Two Tone Third Order Intermodulation o IP3.

L'IP sono punti teorici, nei quali la fondamentale e il prodotto di intermodulazione hanno il medesimo livello.

Vale la formula ricordata in precedenza, che per comodità e chiarezza riporto di seguito.

$$IP_n = \frac{RdBc_n}{n-1} + SdBm$$

dove $RdBc$ corrisponde quanto l'armonica di distorsione è inferiore alla fondamentale, n risulta essere l'ordine dell'intermodulazione e $SdBm$ è il valore della fondamentale.

Per la misura il procedimento risulta essere molto semplice. Si iniettano due segnali monocromatici di egual ampiezza sufficientemente potenti e vicini in frequenza per generare intermodulazione nella banda di interesse.

Con l'analizzatore di spettro si misura la differenza fra i picchi della portante e del segnale indesiderato e poi si applica la formula vista in precedenza.

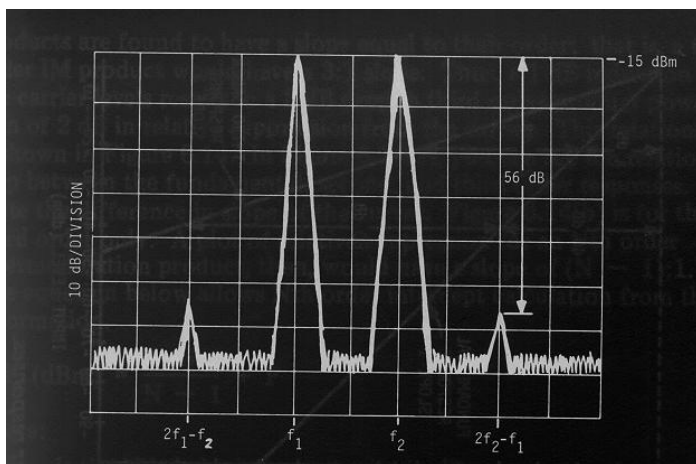


Figura 22

SPURIE

L'importanza di generare delle uscite che siano il più possibili non contaminate da spurie è molto importante per il nostro progetto, in quanto i back-end che fanno l'analisi del segnale (spettrometri, autocorrelatori) possono raggiungere delle sensibilità inferiori al mK.

Le cause possono essere molteplici per esempio, quando tutti gli oscillatori locali sono accesi è possibile che spurie rientrano in banda a causa di accoppiamenti, non perfetti isolamenti e riflessioni.

NOISE FIGURE

Il metodo di misura classico, detto del fattore Y , è quello di iniettare all'ingresso una quantità di rumore nota e misurarne il "calo" all'uscita. Tanto più piccola sarà la quantità di rumore in uscita, tanto più il sistema è rumoroso.

Visto lo schema finale di MAR.I.S.A. è apparso evidente fin da subito che la cifra di rumore sarebbe stata molto alta.

Una misura è stata impossibile per la mancanza di un generatore calibrato di rumore di potenza sufficiente.

Comunque una stima fatta usando un generatore di rumore "amplificato" fornisce la cifra di rumore $NF \sim 40dB$. Tale valore è confermato dalla simulazione.

È bene notare che un valore così alto può incidere sulla T_{sys} dell'intero sistema ricevente (Ricevitore \gg Autocorrelatore).

ERRATA CORRIGE DI MAR.I.S.A.

In questo paragrafo si riporterà gli errori e le soluzioni progettuali che si sono commessi durante il disegno di MAR.I.S.A. e solo la fase di test ha permesso di evidenziarli.

RAMO PULSAR

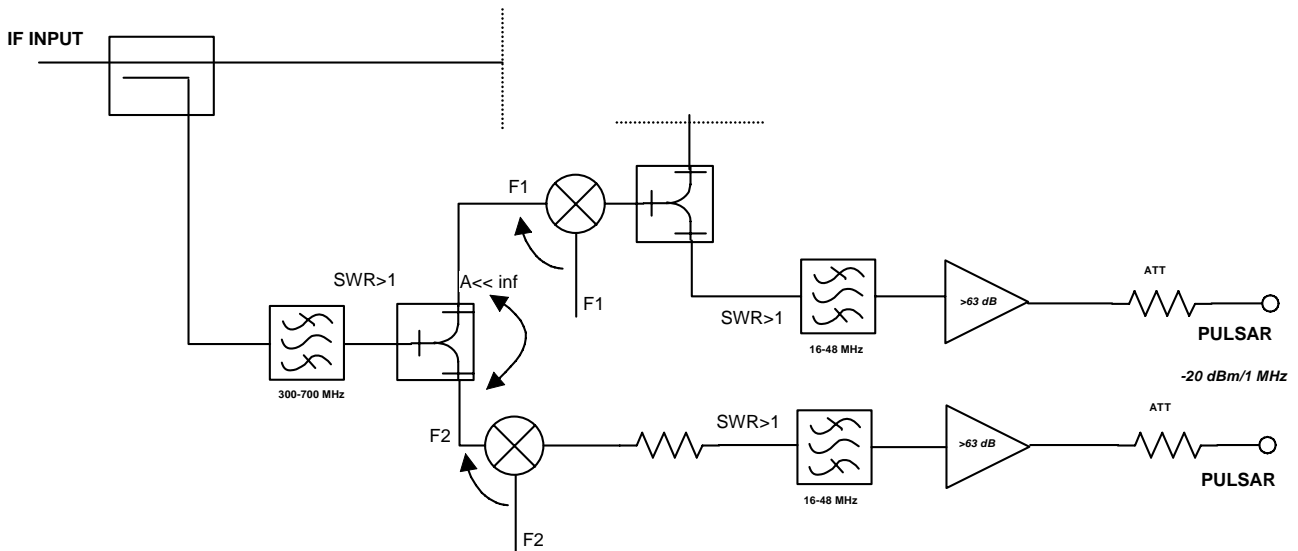


Figura 23

L'analizzatore di spettro evidenziava una armonica all'uscita alla frequenza di 34MHz la cui ampiezza superava di 10dB il livello del noise.

Dopo un'accurata analisi del circuito alle varie sezioni, si è scoperto che la causa che fa nascere questa riga è una armonica del 7 ordine causata dal non perfetto isolamento delle porte dei mixer, l'isolamento bassissimo dello splitter e lo scarso adattamento del filtro alla frequenza di battimento delle fondamentali degli oscillatori locali.

$$4 \cdot (F_1 - F_2) - F_1 = 3 \cdot F_1 - 4 \cdot F_2$$

Se si dovesse replicare il progetto, la soluzione ideale sarebbe quella di migliorare l'isolamento fra i due rami inserendo un amplificatore fra splitter e mixer.

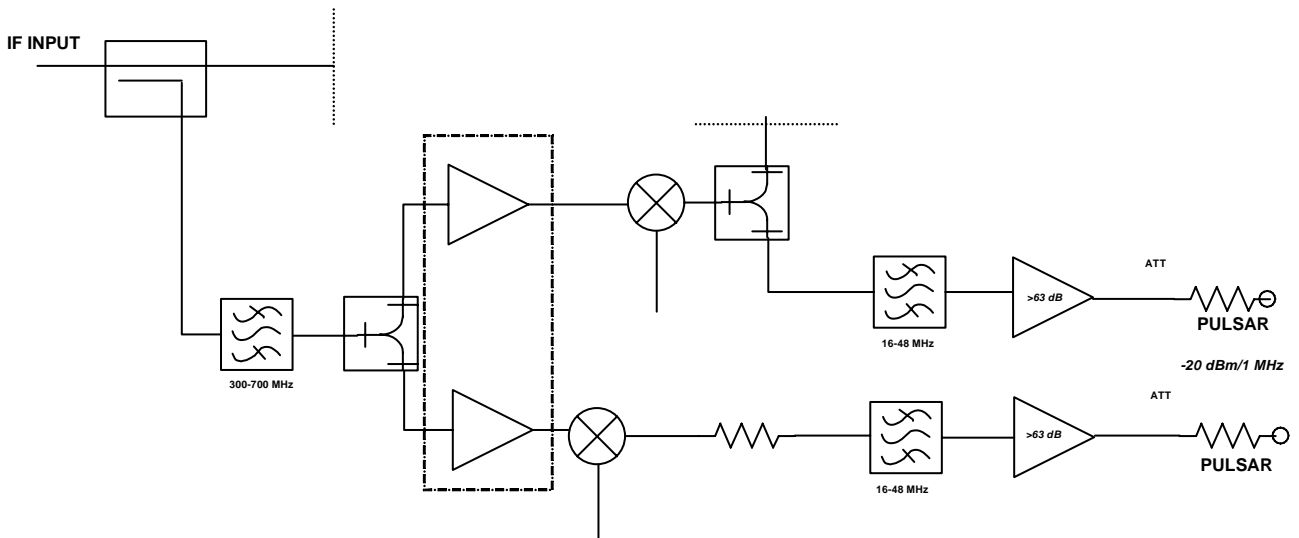


Figura 24

Purtroppo questa soluzione non era attuabile in quanto non si disponeva dei componenti in questione.

Sempre secondo lo stesso principio, cioè aumentare l'isolamento fra i due rami, si è scelta la soluzione di inserire due attenuatori da 20dB.

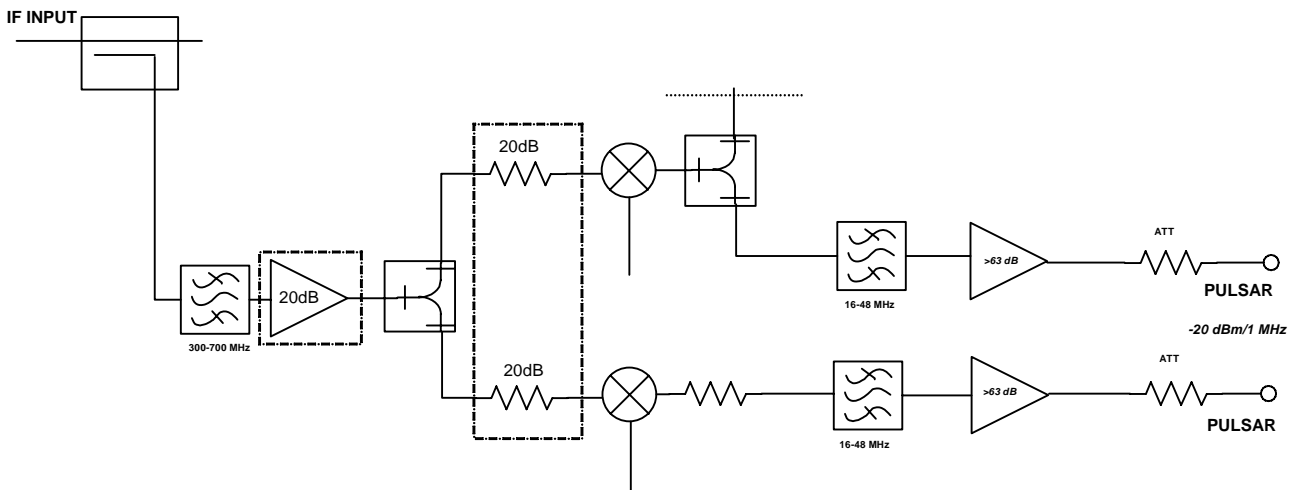


Figura 25

E' chiaro che è necessario amplificare di più il segnale di ingresso inserendo un amplificatore da 20dB. Inoltre l'amplificatore stesso tende, innalzando la potenza di rumore, a mascherare ulteriormente l'armonica indesiderata.

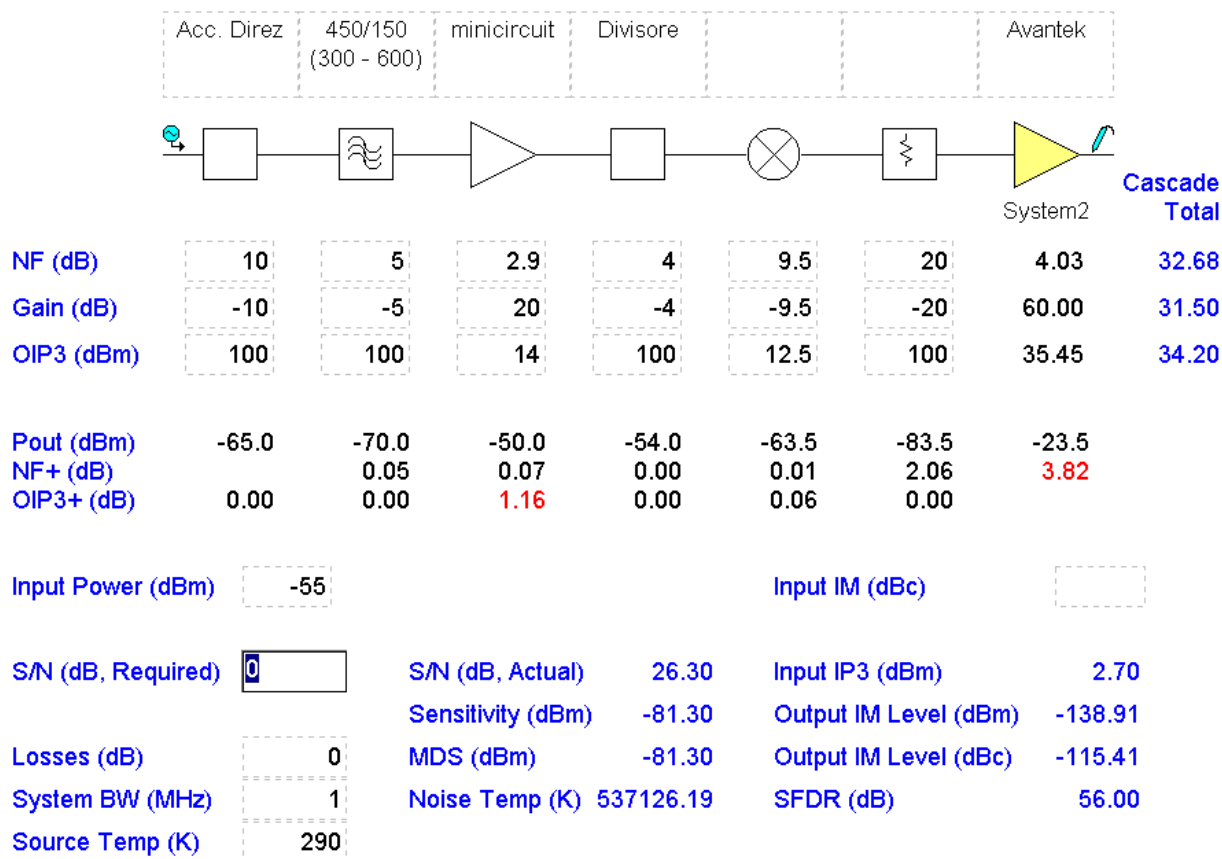


Figura 26

In termini di prestazioni, il ramo Pulsar risulta essere più rumoroso e l'intermodulazione risulta essere leggermente degradata rispetto al caso originale.

RAMO SIV/AUX/MIV

L'inserzione dell'amplificatore Minicircuit visto in precedenza necessario per aumentare il guadagno del ramo Pulsar, permette di aumentare l'isolamento inverso fra oscillatori locali e uscite. In questo modo le frequenze fondamentali, le armoniche e i battimenti degli LO non rientrano nelle uscite in questione.

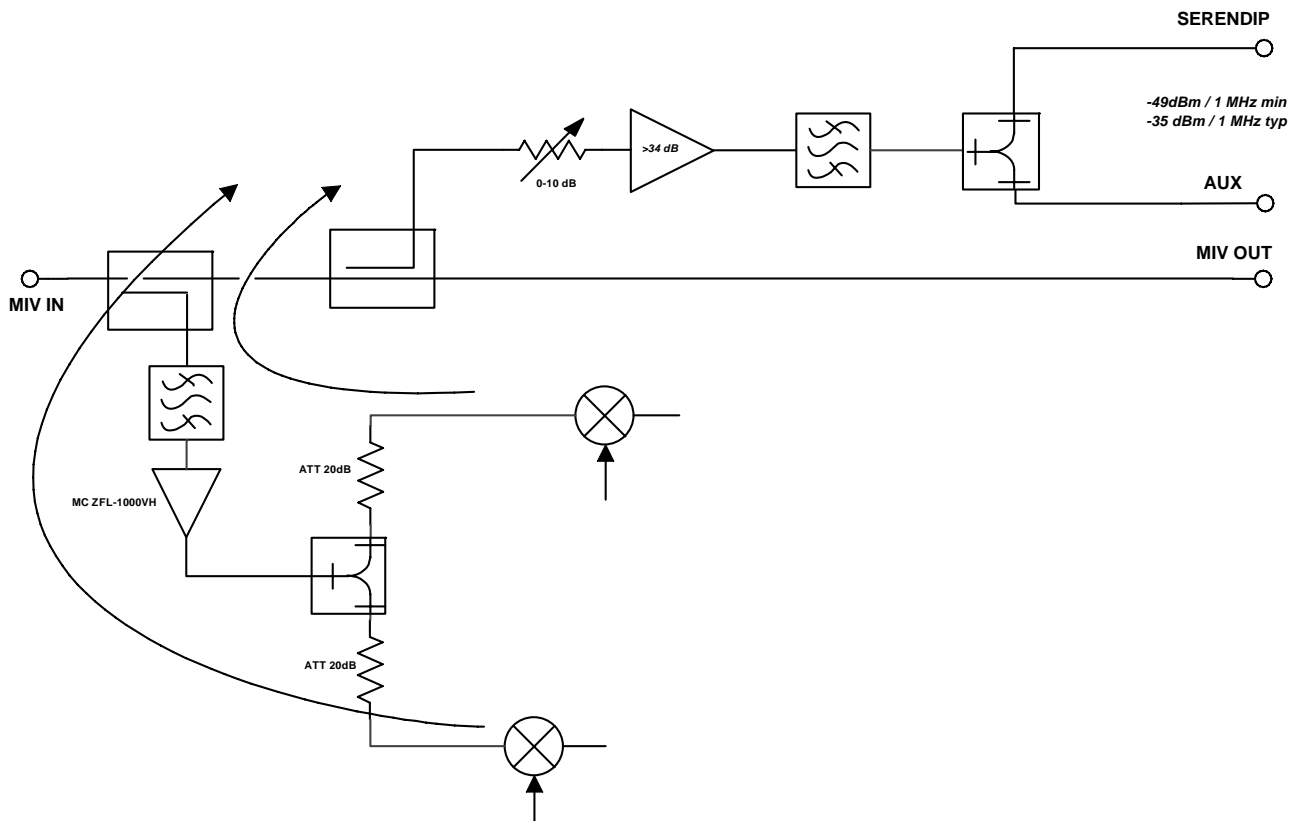


Figura 27

RAMO 500-600MHZ

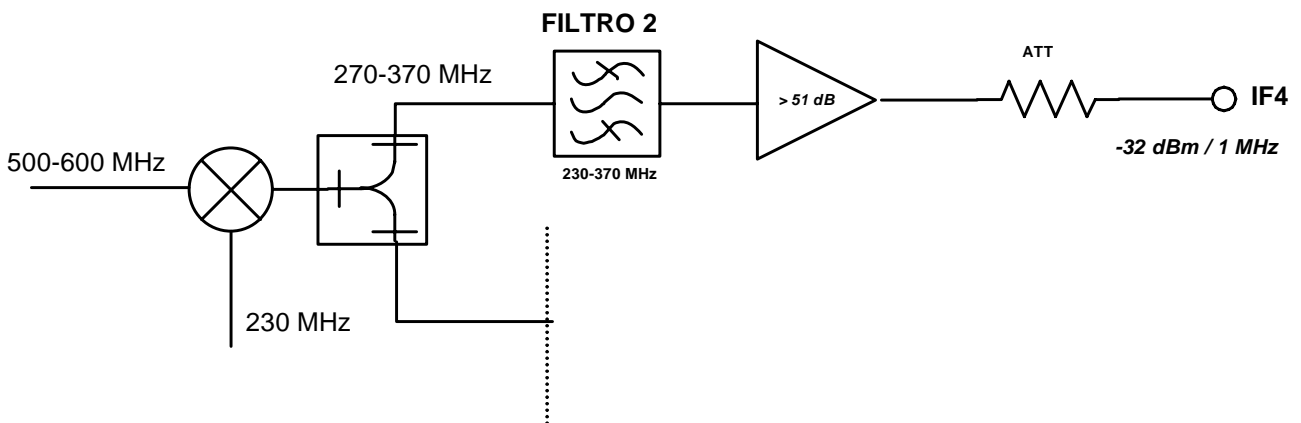


Figura 28

Come si nota dallo schema, la frequenza dell'oscillatore locale è molto vicina alla frequenza minima della banda convertita. Parte della potenza dell'LO, a causa del non perfetto isolamento delle porte del mixer, si presenta fortemente all'ingresso dell'amplificatore rischiando di generare intermodulazioni.

Per evitare ciò si pensa di sostituire il filtro di banda con uno molto più selettivo. Ad esempio può essere impiegato un filtro avente $F_{centr} = 323 \text{ MHz}$, $B = 135 \text{ MHz}$, 12 sez . con esplicita specifica di tagliare -60 dB @ 230 MHz .

TEST SUL CAMPO E PRESTAZIONI DI MAR.I.S.A.

Una volta che MAR.I.S.A. è stato alloggiato fisicamente nel mobile del Mark IV, si è proceduto al test finale del sistema. In particolare si sono adattati i guadagni delle varie catene di utenza in base al segnale reale del ricevitore. Infatti si è aggiunto un attenuatore da 10dB all'uscita del ramo IF4 in quanto il guadagno complessivo era esagerato rispetto al valore medio di IF1 e IF2.

Per quanto riguarda la temperatura di sistema, si è notato, lanciando il comando Tsys da field system, che l'inserzione di MAR.I.S.A. nella catena del ricevitore peggiorava le prestazioni di circa 1K.

Abbiamo notato che usando i videoconverter come oscillatori locali che si generavano delle spurie alle uscite SIV e Pulsar. Ciò è dovuto alla non perfetta purezza spettrale di tali generatori.

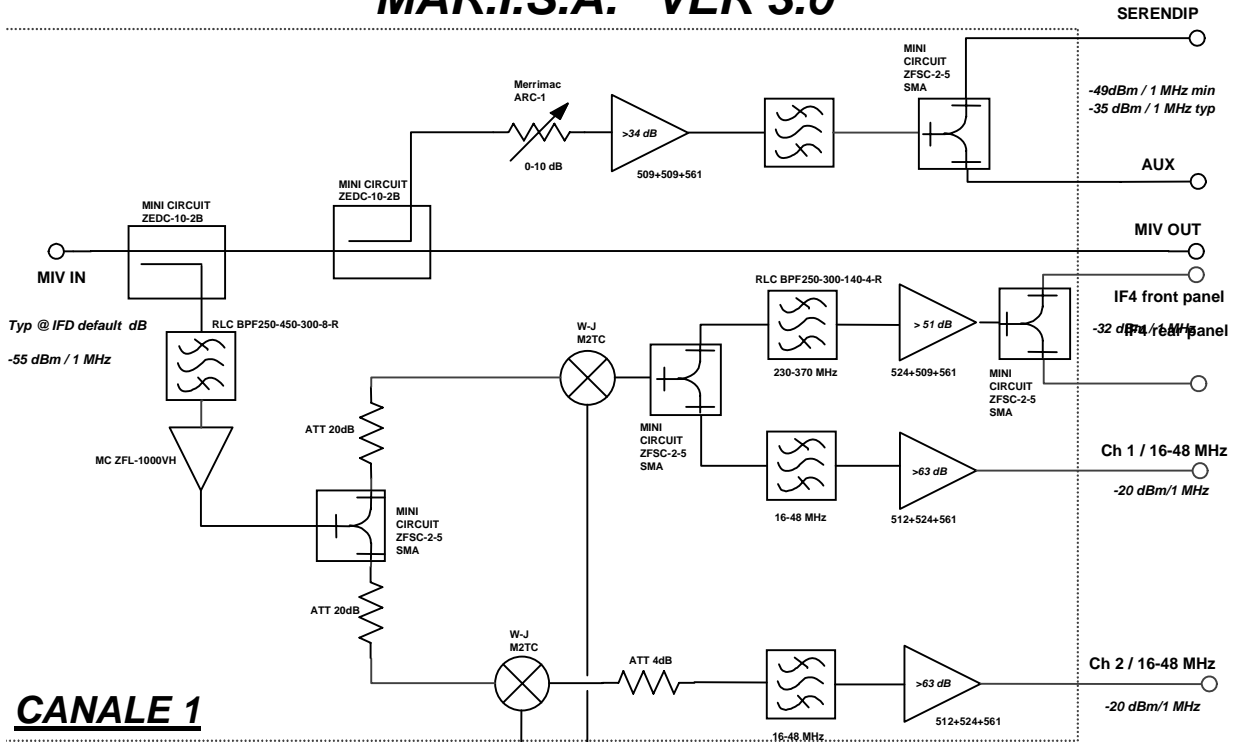
In particolare, nei rami SIV, analizzando la IF1 si è notato che MAR.I.S.A. esaltava un segnale a 3.7MHz, che a causa del non perfetto isolamento dei mixer del Serendip, venivano ad accoppiarsi alla banda base dello spettrometro stesso. Questo problema comunque verrà ovviato aggiungendo un filtro all'uscita del ramo SIV tra 100-500 MHz per eliminare tali componenti.

Mentre per l'utenza Pulsar, l'oscillatore locale dei VCs ha spurie a una distanza inferiore di 32MHz dalla portante a 317MHz e 423MHz. Tali segnali indesiderati vengono convertiti inevitabilmente nella banda 16-48MHz.

A questo problema si può ovviare, se fastidioso, solamente utilizzando un oscillatore locale diverso (ad esempio un sintetizzatore) in quanto l'ingresso LO non si può filtrare in quanto condiviso anche dall'utenza 500-600MHz.

Di seguito riporto lo schema completo aggiornato con le soluzioni ai problemi riscontrati in precedenza e la tabella con le caratteristiche principali misurate.

"MAR.I.S.A." VER 3.0



L. O. s MHz
Pulsar I.F. 4
317 230
423 N/A

Ricevitore L

SKY 1366 1406 1446
IF 330 370 410

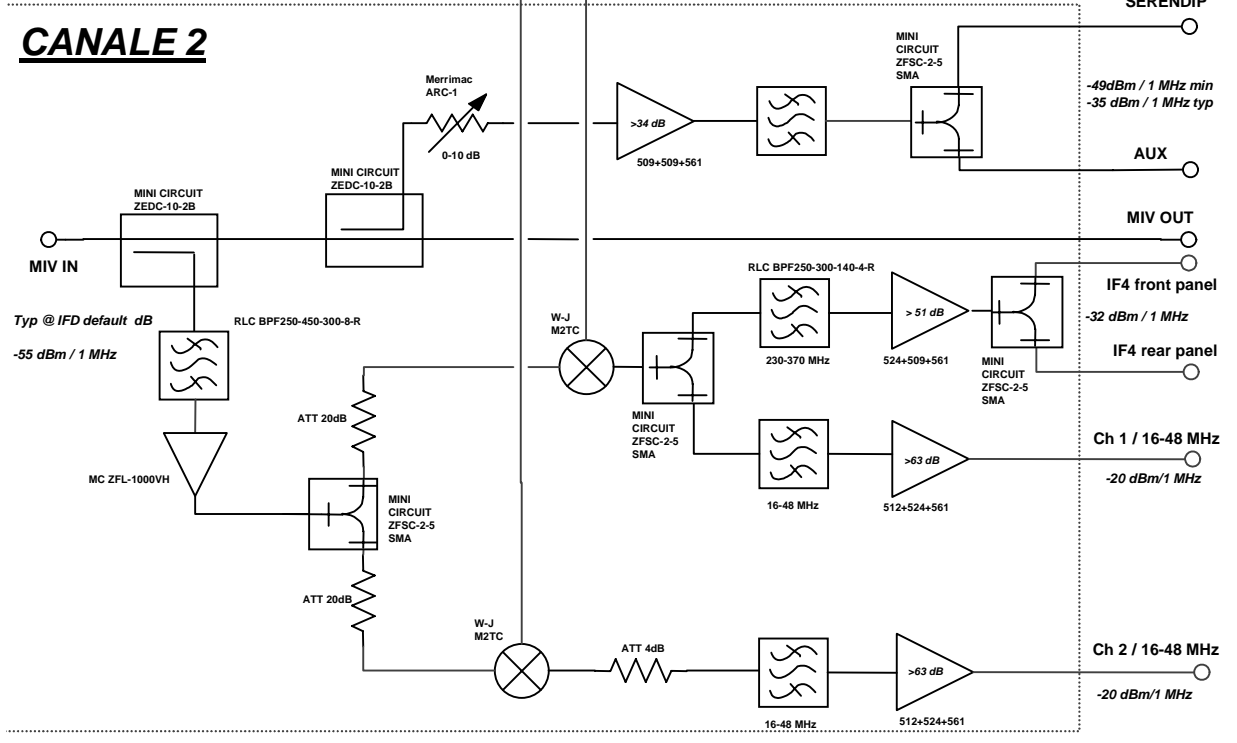
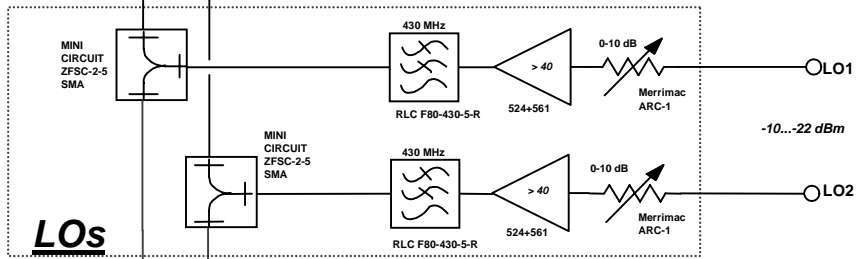


Figura 29

	s_{11} [dB]	Gain [dB]	NF [dB]	IP_3 [dB _m]
500-600	< -20	30 +/- 2	~ 35	+ 33
Pulsar	< -20	37 +/- 3	~ 40	+ 36
SIV	< -20	27 ~ 40	~ 35	+ 32
Ramo diretto	< -20	-2.8 +/- 0.2	< 3	n/a

Tabella 6

DISPOSIZIONE COMPONENTI

DISPOSIZIONE COMPONENTI

Il montaggio meccanico è stato molto curato. Si è cercato di minimizzare il cross-talk fra i componenti utilizzando cavi schermati a doppia calza. Per quanto riguarda le alimentazioni degli amplificatori, tutti i cavi sono stati mantenuti più possibile vicino alla massa con un adesivo schermato. Le sezioni dei cavi sono state oculatamente calcolate in base all'assorbimento dei vari dispositivi, per minimizzare le cadute di tensioni. Il cross-talk fra IF1 e IF2 risulta essere non misurabile e comunque inferiore a -80dB .

Dal momento che i componenti sono stati montati su due piani metallici, non abbiamo problemi di dissipazione termica. Il flusso d'aria all'interno è mantenuto costante da una ventola montato sul lato della scatola. A scatola chiusa, la temperatura del sistema si stabilizza a circa 10°C in più della temperatura ambiente, calcolando che tutto il sistema dissipaW.

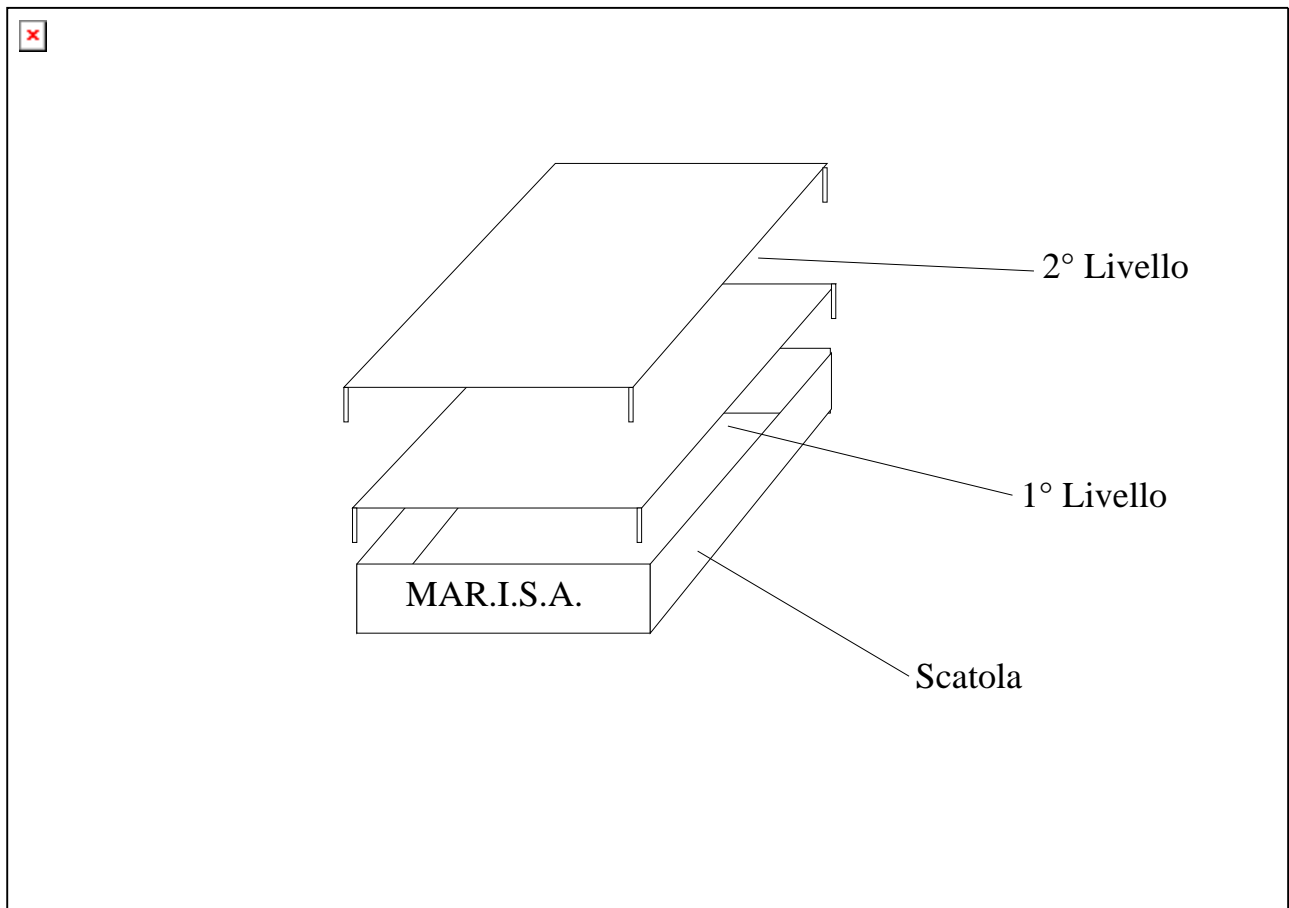


Figura 30

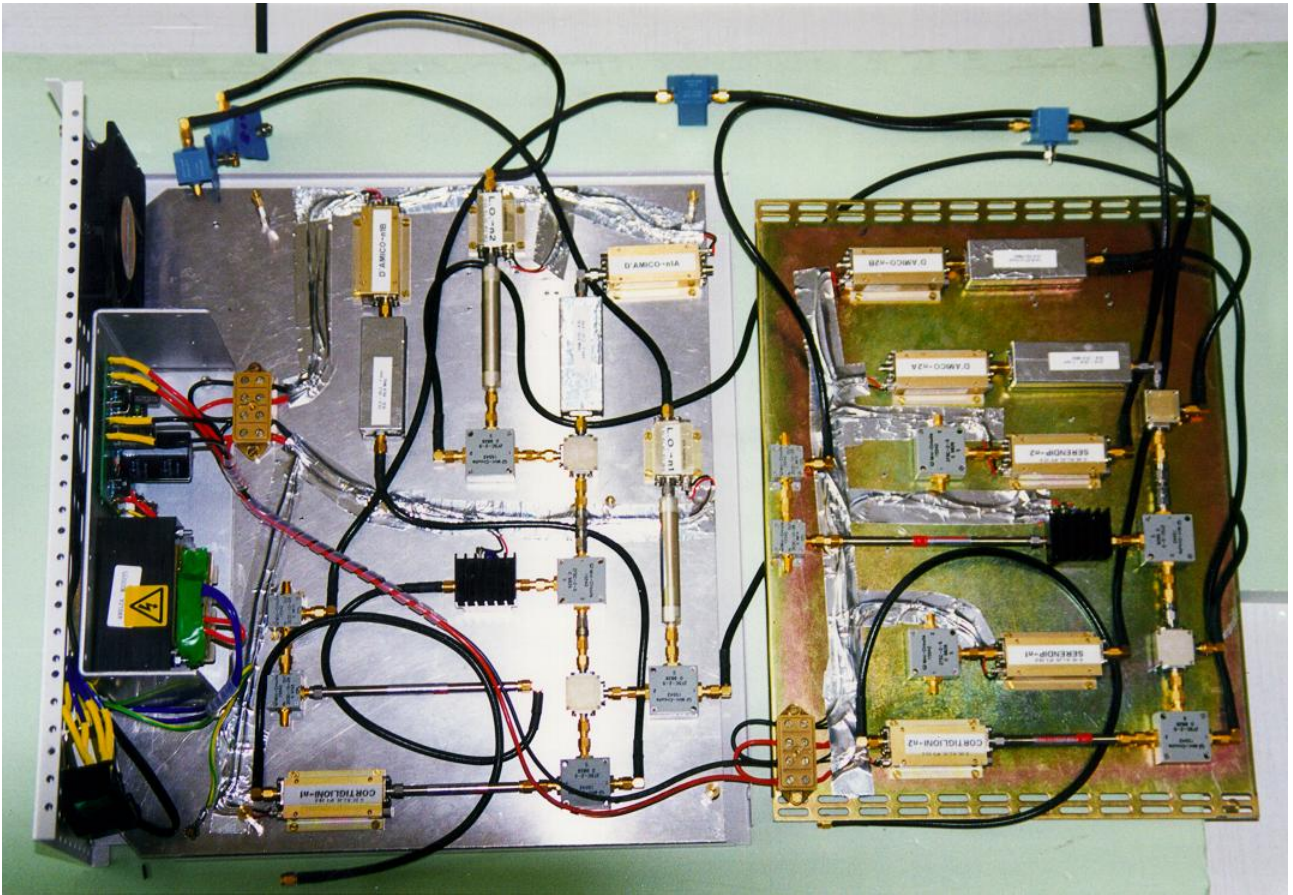


Figura 31

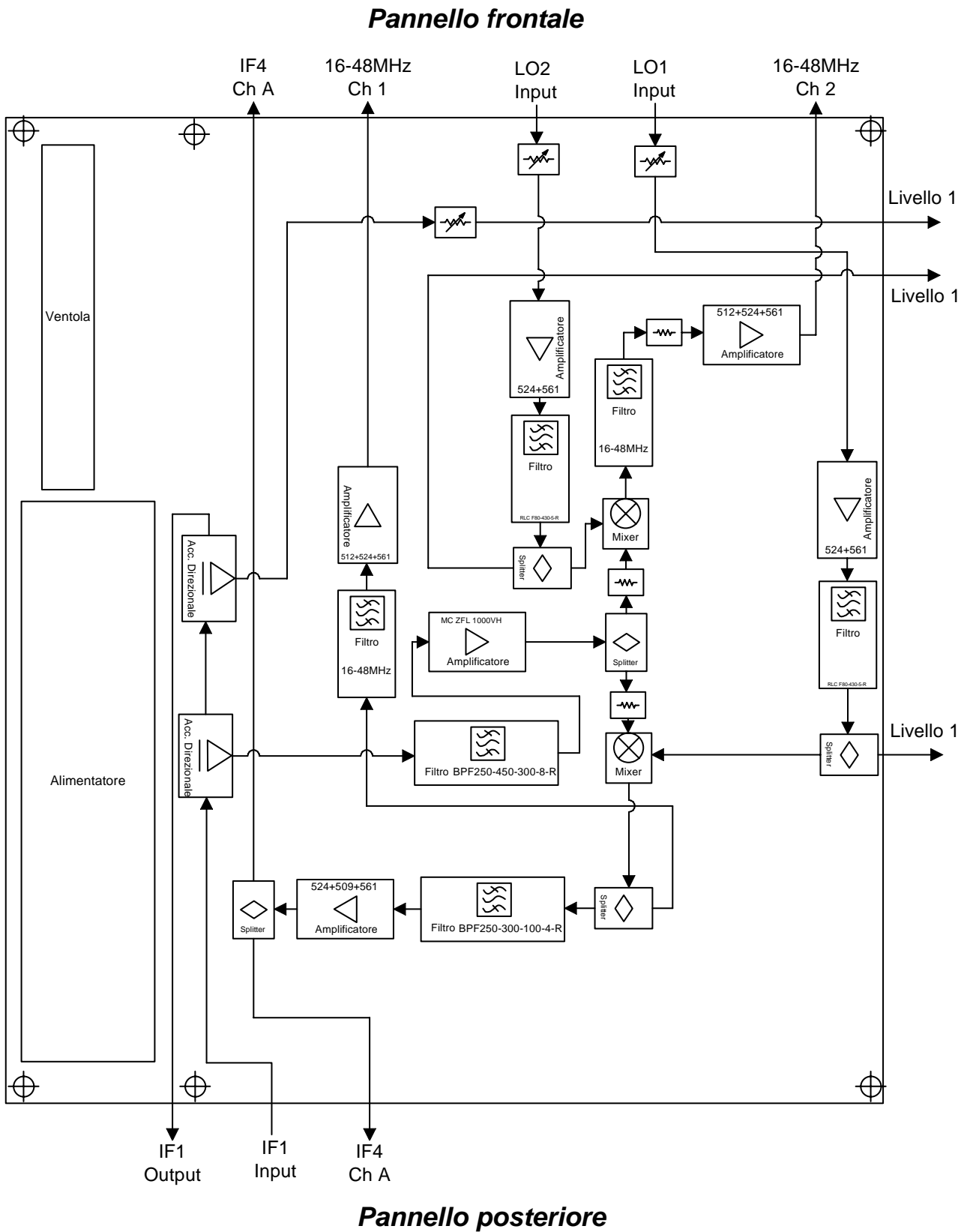


Figura 32

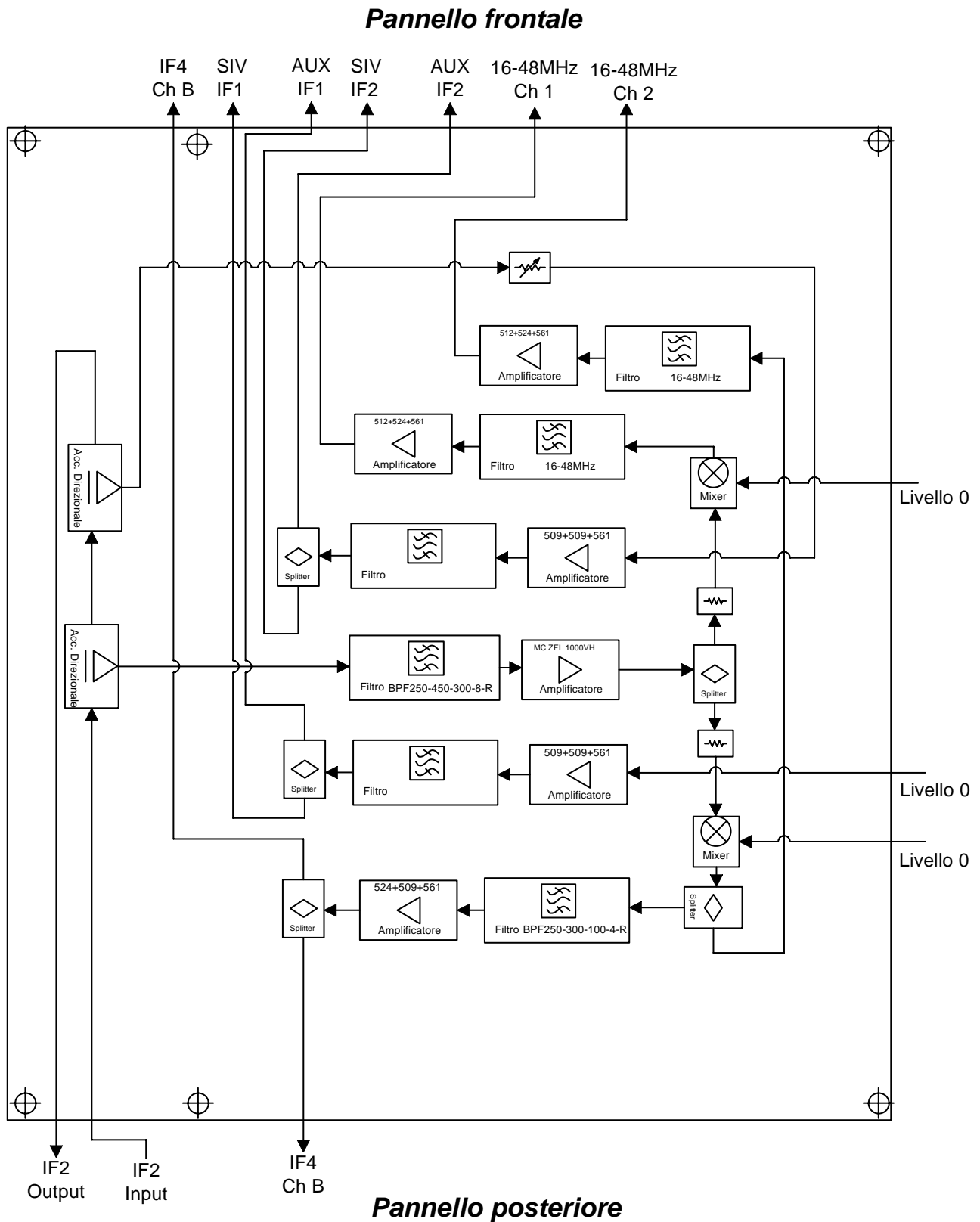


Figura 33

CONNESSIONE DEI CAVETTI

CONNESSIONE DEI CAVETTI PER UTENZA I.F.4 E PULSAR

COLLEGAMENTO BACK-END

L'utenza IF4 ha la possibilità di collegare il proprio back-end (VCs o autocorrelatore) o dal pannello frontale di MAR.I.S.A.(comodo per collegare l'autocorrelatore) o dal pannello posteriore (comodo per collegare i VCs).

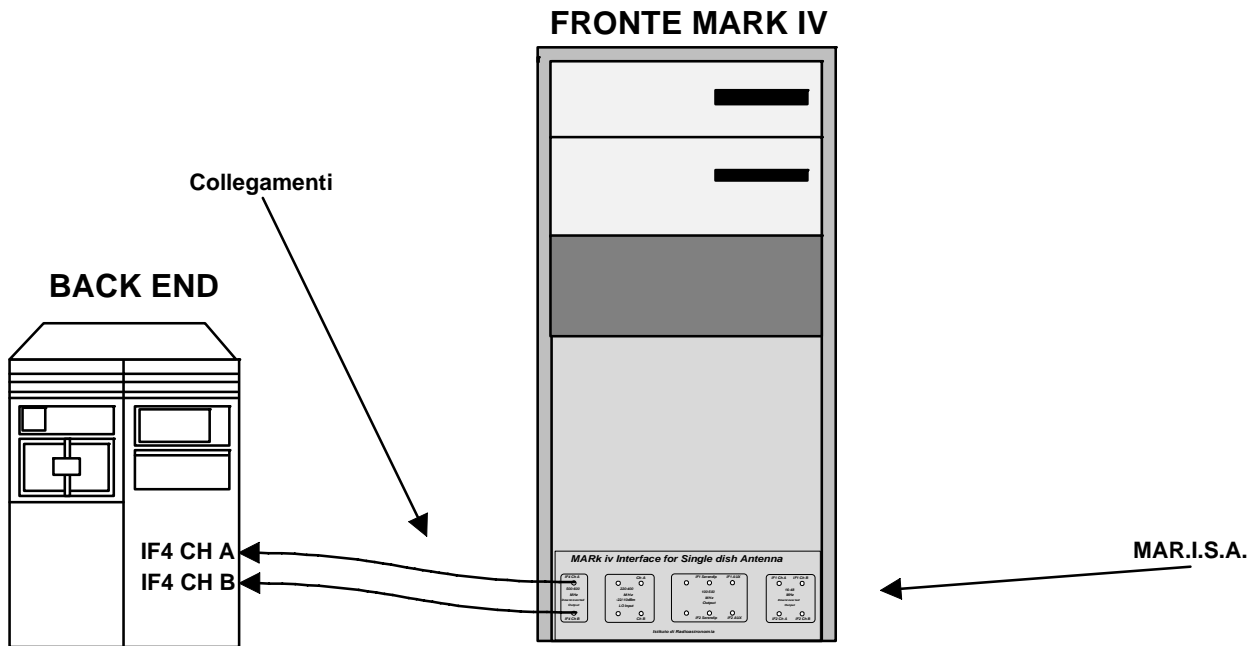


Figura 34

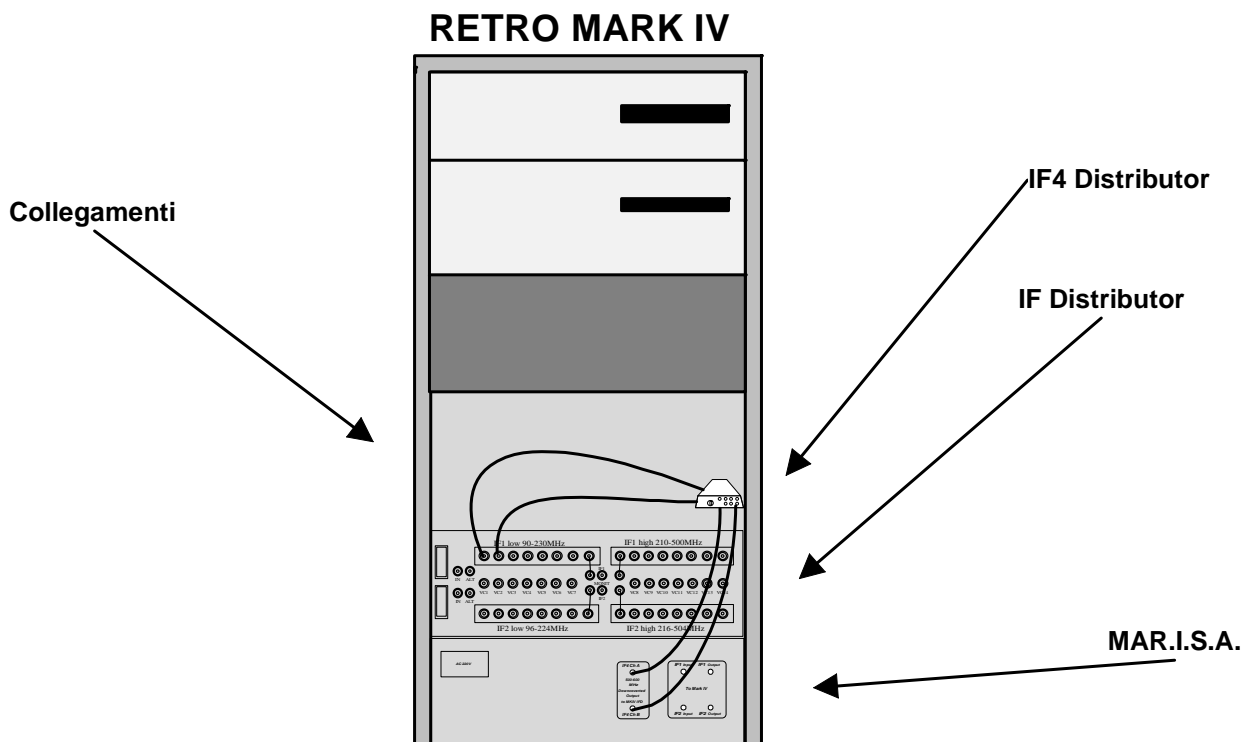


Figura 35

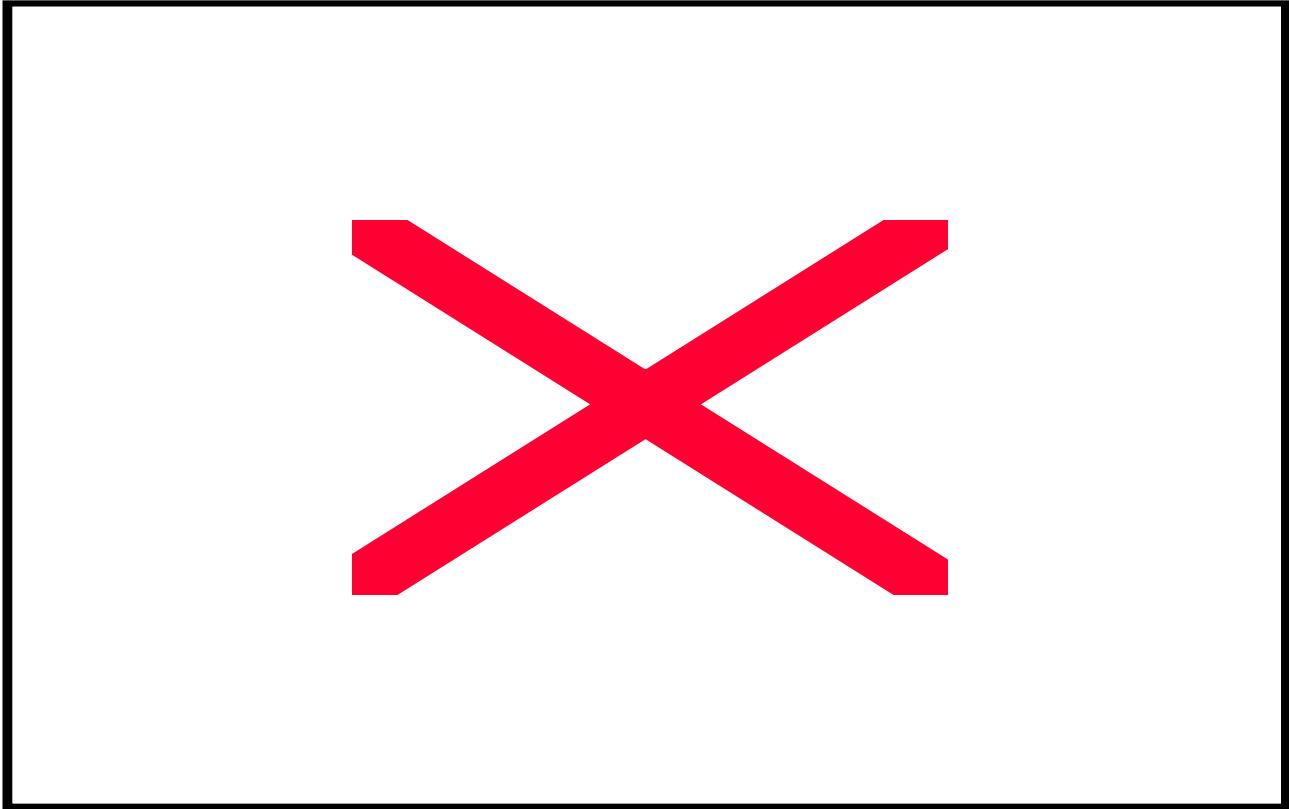


Figura 36

L'utenza Pulsar ha la possibilità di collegare il proprio back-end (banco di filtri) dalla parte anteriore di MAR.I.S.A..

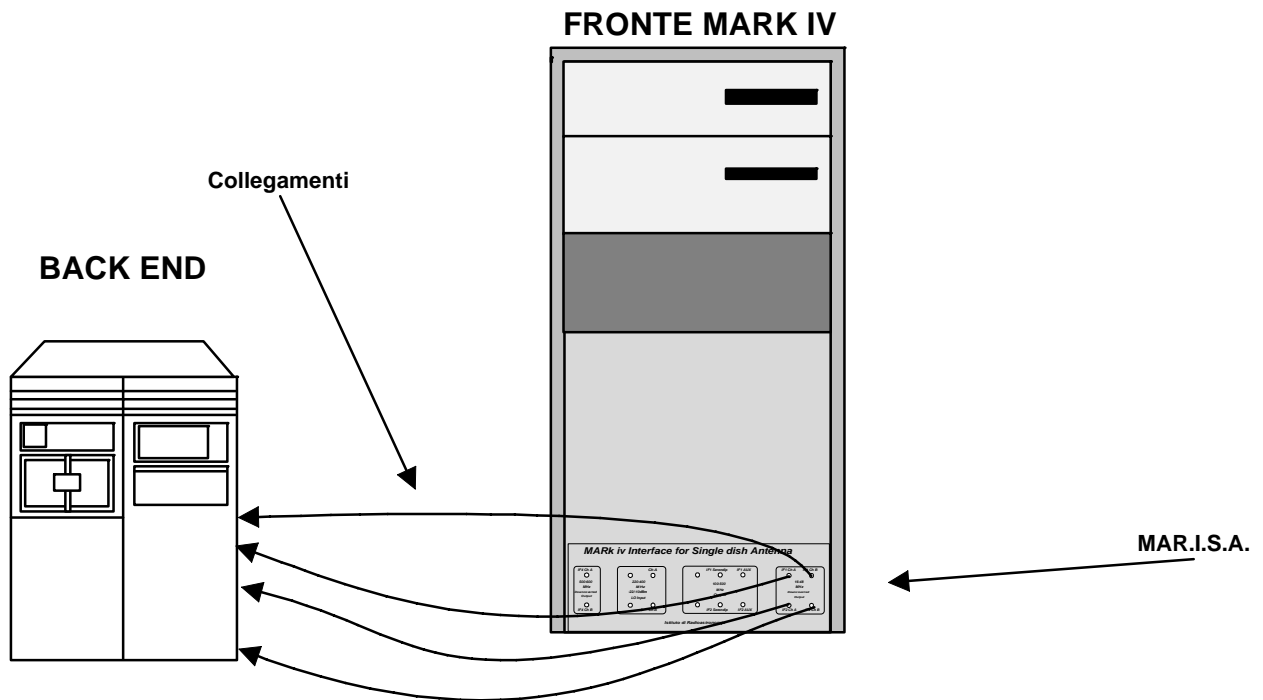


Figura 37

COLLEGAMENTO LOS

Prendere un cavo sufficientemente lungo BNC-BNC e collegare l'oscillatore locale desiderato a LO1/LO2 (n.b. l'utenza 500-600MHz necessita un solo VC e deve collegare solo LO1).

Attenzione al livello di potenza che deve essere compreso nel range -20..-10dBm (tipicamente -16 dBm).

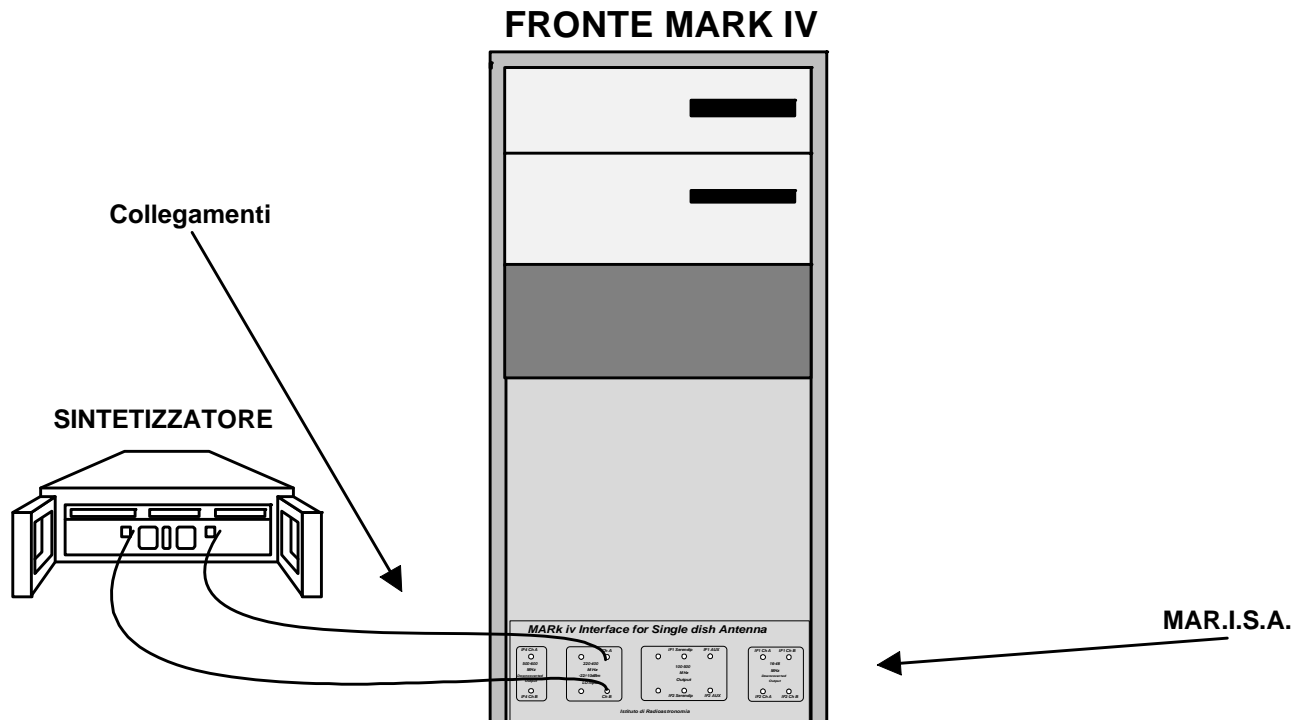


Figura 38

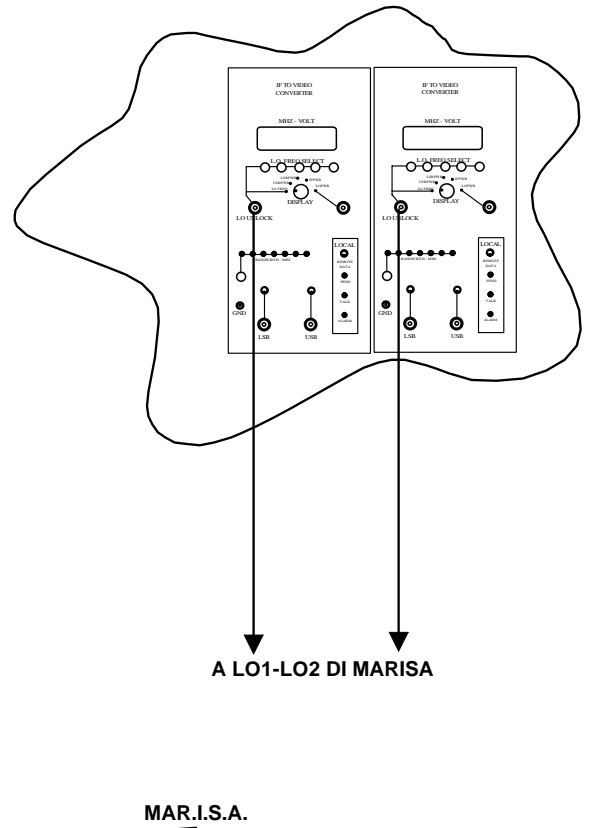
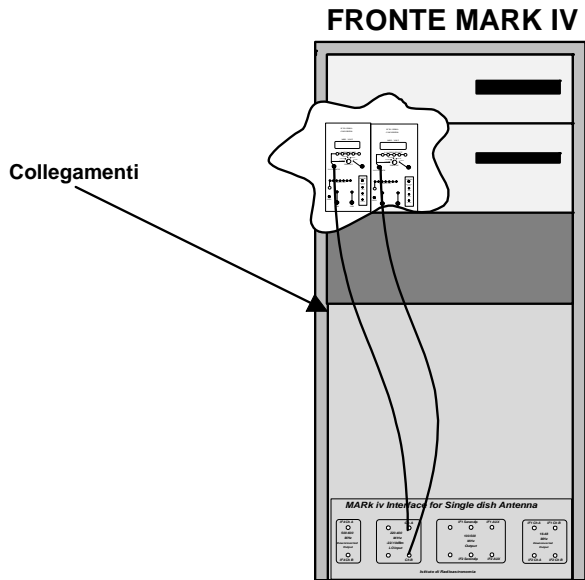


Figura 39

SETTAGGIO FIELD SYSTEM

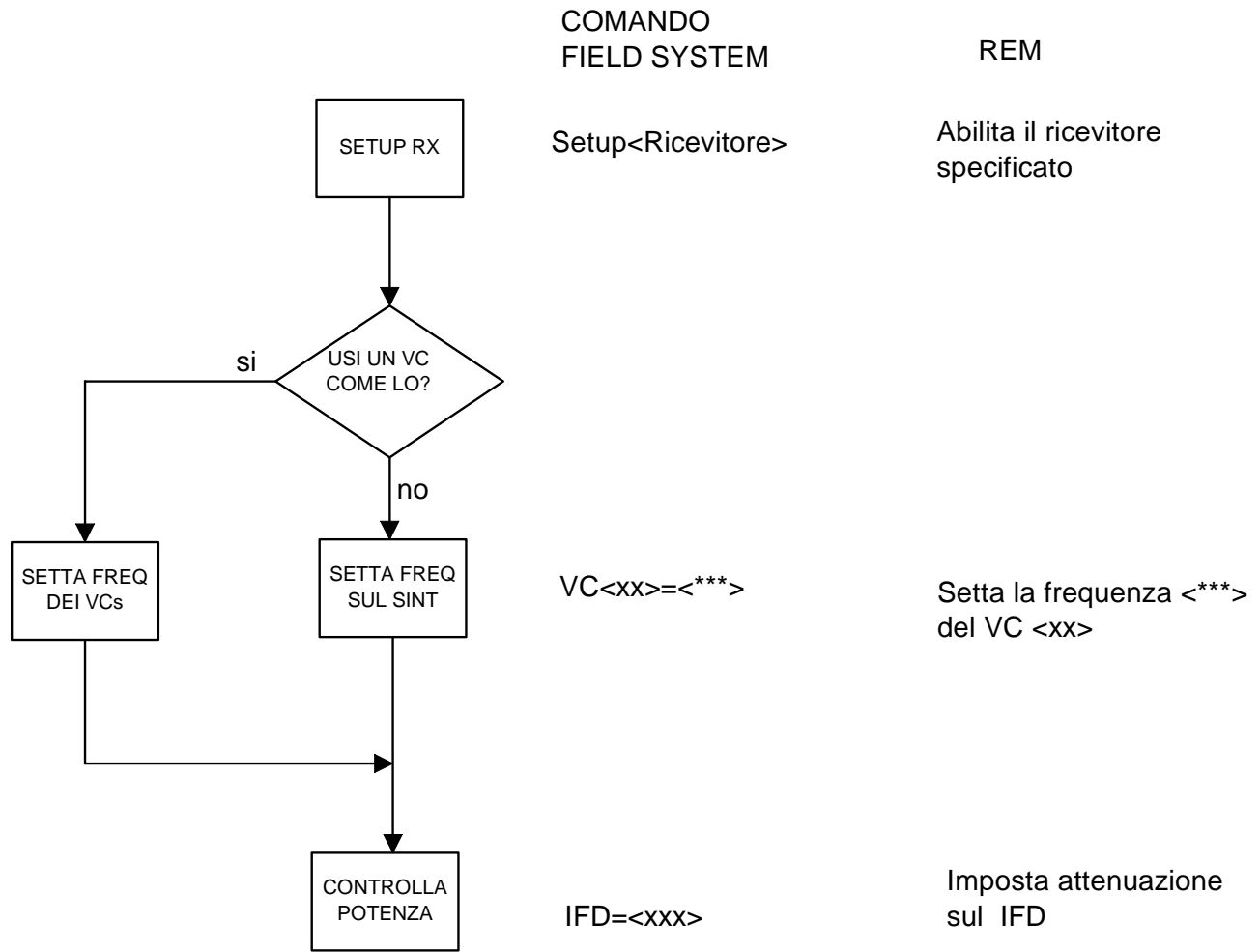


Figura 40

CONCLUSIONI

CONCLUSIONI

APPENDICI

APPENDICI

Filtri passa banda 16-48 MHz

I filtri da utilizzare nel ramo Pulsar hanno una frequenza centrale di 32 MHz e banda passante di 32 MHz. Ciò causa una banda percentuale:

$$BW\% := 100 * BW_{[MHz]} / FO_{[MHz]} = 100\%$$

Tale elevata BW% è piazzata ben oltre il valore fornibile dalla maggior parte delle ditte costruttrici di filtri benchè tale filtro non sia tecnicamente difficile da realizzare.

Una rapida indagine ha mostrato che la realizzazione “in casa” di questi filtri non richiedeva l’acquisto ne di strumenti ne di componenti e l’impiego della manodopera sarebbe stato un investimento nella formazione del personale.

Si è quindi proceduto ad “ordinare” a noi stessi i seguenti filtri:

Q.tà	Descrizione
4	Filtri passa banda 16-48 MHz, 7 sezioni, connettorizzato SMA m – SMA f

L’attività di progetto è partita dalla sintesi con un semplice software (FILTRI.EXE), per poi affinarsi con l’analisi, e l’ottimizzazione al CAD con componenti reali.

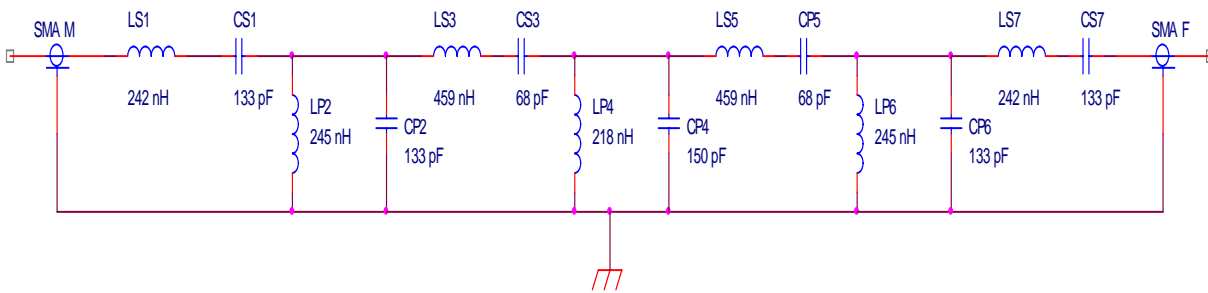
Il classico circuito LC è stato montato su un circuito stampato SMD. L’idea originale risiede nel disegno delle piste di rame; infatti l’unica pista è una linea micro-strip 50 Ohm. Laddove si decide di montare i componenti in serie, la persona che costruisce avrà cura di interrompere la micro-strip con sottile taglio con il cutter.

In tal modo il circuito stampato incontra i criteri realizzativi della RF, dove le piste non servono a collegare con percorsi articolati (quindi inerentemente a banda limitata) componenti ordinatamente piazzati, bensì sono i componenti a trovarsi piazzati a ridosso della linea 50 Ohm e/o a ridosso dell’ottima massa; la banda intrinseca di questa topologia supera i 3 GHz.

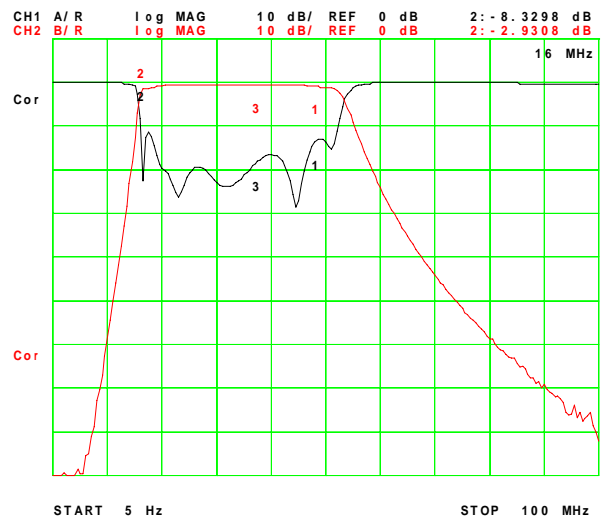
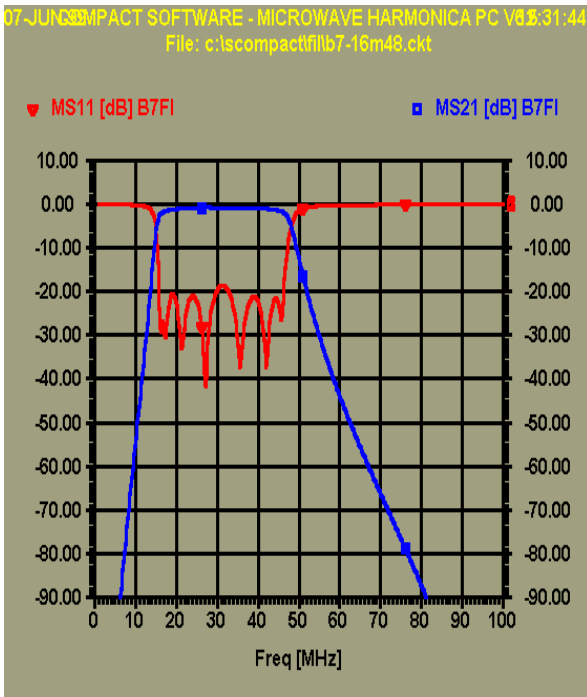
La strategia adottata per il “tuning”, è la stessa che utilizzano i costruttori commerciali di filtri: condensatori chip fissi e bobine autocostruite regolabili “stiracchiando” le spire.

Per la costruzione delle bobine si è impiegato un semplice software di sintesi geometrica, ovvero data l’induttanza si calcola il N° delle spire, il diametro, la spaziatura ecc. (IND.EXE).

Lo schema elettrico del filtro, è il seguente:



La prossima figura mostra il confronto fra risultato modellato con MICROWAVE HARMONICA (sinistra) e un esempio di filtro misurato dell'analizzatore di reti hp 8719 (destra).



AMPLIFICATORI IBRIDI AVANTEK UTO

Vista la cronica situazione interferenze, il livello relativamente elevato del segnale e la sensibilità elevata dei back-end da servire (spettrometri) è stata necessario porre particolare cura nella selezione degli amplificatori al fine di ottenere una dinamica più grande possibile e quindi tale da minimizzare gli effetti di intermodulazione e distorsione nei segnali di uscita.

Dopo un'accurata ricerca sul mercato degli amplificatori ad hoc, si è scelta una soluzione "custom" dove ciascun amplificatore è stato assemblato secondo nostre specifiche con dei moduli "gain-block". Per minimizzare lo sforzo progettuale si sono utilizzati componenti ibridi della HP Avantek con package TO8 denominati UTO xxxx, saldati su un circuito stampato in microstriscia creati per un montaggio modulare dei medesimi. Inoltre esiste un Kit di assemblaggio dedicato completo di ogni parte (scatolino, circuito stampato connettori, feed-throu, viti) per incapsulare e connettere il sistema completo.

Visto la disponibilità degli ibridi per un ampio ventaglio di caratteristiche, è stato molto semplice realizzare un amplificatore custom con il guadagno desiderato. Come dicevo prima per il montaggio è sufficiente sistemare in cascata "n" dispositivi per raggiungere il guadagno e IP_3 desiderato. I vari ibridi, formalmente, non necessitano nemmeno di capacità di disaccoppiamento ne sulla linea RF ne chooke sulla linea DC. In realtà dato l'elevato guadagno richiesto il deleterio fenomeno della auto-oscillazione è in agguato e per prevenirlo e bloccarlo sono stati inseriti filtri LC sulle alimentazioni di ogni stadio e una rete resistiva a π che attenua 3dB fra 2° e 3° stadio. Anche la dissipazione termica è stata curata, la conducibilità termica fra UTOs e proprio contenitore è stata curata con grasso al silicone.

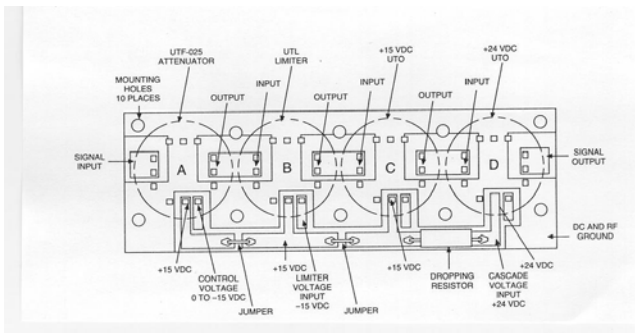


Figura 41

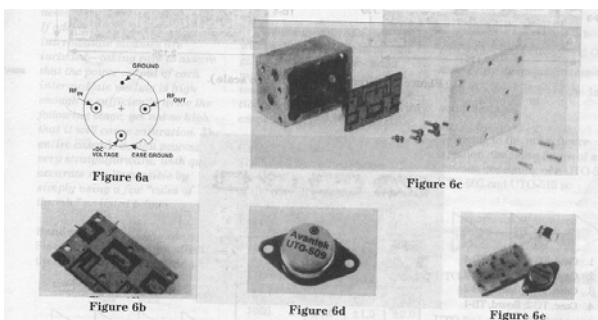


Figura 42

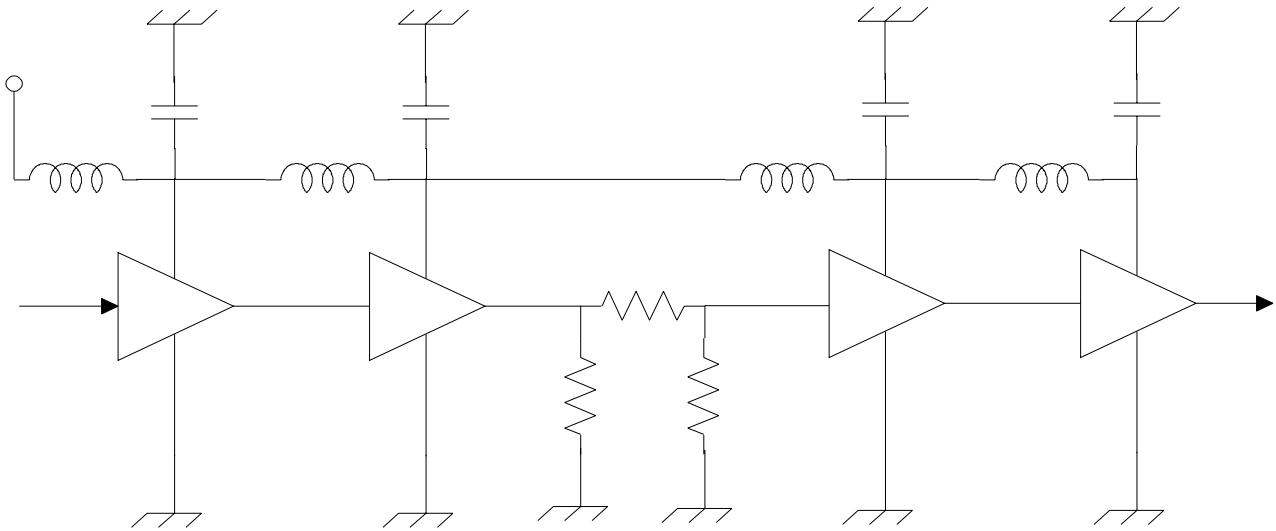
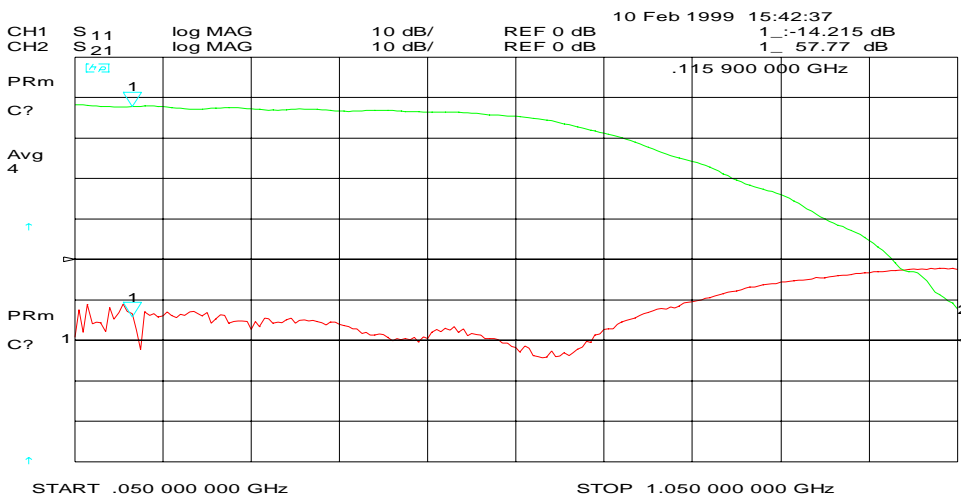
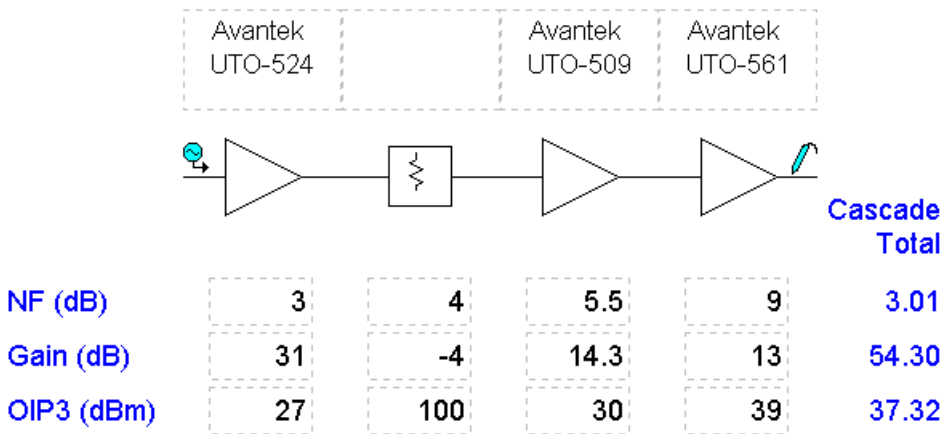
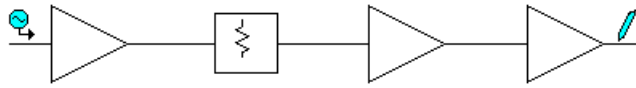
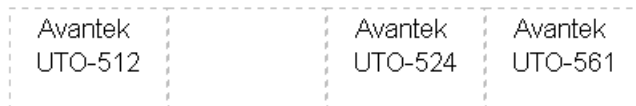


Figura 43

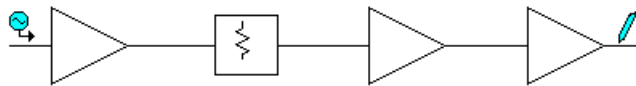
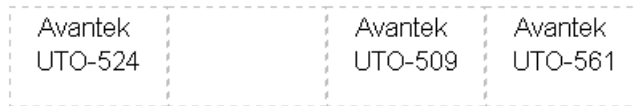
Di seguito si riportano gli schemi RF e le misure di guadagno ed adattamento di ogni singolo amplificatore:





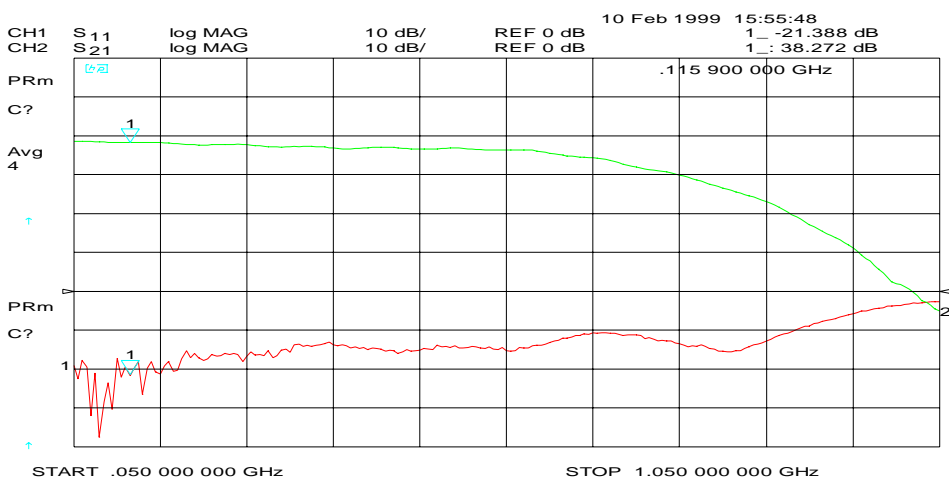
**Cascade
Total**

NF (dB)	3	4	4	9	3.09
Gain (dB)	21	-4	31	13	61.00
OIP3 (dBm)	20	100	27	39	36.44



**Cascade
Total**

NF (dB)	5.5	4	5.5	9	5.87
Gain (dB)	14.3	-4	14.3	13	37.60
OIP3 (dBm)	30	100	30	39	37.43



In tabella riassumo le caratteristiche di ciascun amplificatore

	Gain [dB]	S11 [dB]	NF [dB]	IP3 [dBm]	P [W]	Vdc [V]	Idc [mA]
Amp. 500-600	~ 57	~ -15	< 4	+ 32	5.3	15	350
Amp. Pulsar	~ 64	~ -15	< 3	+ 32	4.2	15	285
Amp. SIV	~ 37	~ -15	< 6	+ 32	5.6	15	370
Amp. LO	~ 43	~ -20	< 4	+ 35	3.9	15	260

Tabella 7

PRODOTTI DI INTERMODULAZIONE, INTERCEPT POINT., SFDR, MDS, DR

A causa della non linearità degli amplificatori, i segnali “armonicamente legati” dovuti alla distorsione degli stessi, vengono generati in qualunque progetto a radiofrequenza e per qualunque livello di potenza, anche in regime di “bassi segnali”, limitando il range dinamico dello strumento. Considerando il valore massimo del segnale armonico ammissibile, l’ampiezza dei relativi prodotti di distorsione possono essere calcolati a seconda del livello del segnale. Come esempio riporto le frequenze dei segnali armonicamente legati del 3° ordine supponendo di applicare due segnali al circuito; essi sono le terze armoniche

$$3 f_1$$
$$3 f_2$$

e le loro intermodulazioni.

$$2f_1 - f_2$$
$$2f_2 - f_1$$
$$2f_1 + f_2$$
$$2f_2 + f_1$$

Analogamente per il 2° ordine, troviamo:

$$f_1 - f_2$$
$$f_1 + f_2$$
$$2 f_1$$
$$2 f_2$$

Un criterio di valutazione dell’immunità delle intermodulazioni è la valutazione dell’Intercept Point (IP).

L’IP sono punti teorici, nei quali la fondamentale e il prodotto di intermodulazione hanno il medesimo livello.

La seguente formula permette di calcolare il valore dell’IP.

$$IP_n = \frac{RdBc_n}{n-1} + SdBm$$

dove RdBc corrisponde quanto l’armonica di distorsione è inferiore alla fondamentale, n risulta essere l’ordine dell’intermodulazione e SdBm è il valore della fondamentale.

IP sarà di input o output a seconda da come si considera il segnale SdBm.

Considerando “x” amplificatori in cascata, il valore dell’IP totale può essere calcolato dalla seguente formula.

$$(IP_T^n)^{\frac{-(n-1)}{2}} = \sum_{i=1}^x [IP_i^n \cdot G_{i+1}]^{\frac{-(n-1)}{2}}$$

Da tale valore può essere valutato il Spurious Free Dynamic Range (SFDR) come quel range tale per cui siamo garantiti che non esistono segnali indesiderati.

$$SFDR(dB) = n \cdot (IP_n - G_{tot} - MDS)$$

MDS risulta essere il Minimum Detectable Signal, cioè il limite inferiore del segnale per essere confuso con il noise a meno di 3dB.

$$MDS = 10 \cdot \log(K \cdot T_{sys} \cdot B) + 3$$

Da tale espressione si può calcolare il dynamic range classico inteso come la differenza fra il MDS e il segnale di ingresso che causa 1dB di compressione rispetto l'uscita teorica.

$$DR = P_d - MDS$$