

Politecnico di Torino

**Realizzazione di un impianto di ricezione per  
ricerca S.E.T.I. e radioastronomia sulla riga  
dell'idrogeno neutro.**

Stefano Bologna

Relatore:  
Prof. Sergio Benedetto

# Indice

<b>INTRODUZIONE .....</b>	<b>4</b>
Stato dell'arte .....	7
Motivazioni.....	10
Descrizione dei capitoli seguenti.....	12
<b>CAPITOLO 1.....</b>	<b>13</b>
<b>1.1 Struttura della stazione ricevente.....</b>	<b>13</b>
<b>1.2 Antenna.....</b>	<b>14</b>
1.2.1 Caratteristiche dell'antenna utilizzata.....	19
1.2.2 Calcolo del guadagno d'antenna.....	19
<b>1.3 Illuminatore.....</b>	<b>21</b>
1.3.1 Misure.....	24
<b>1.4 Struttura di supporto e movimentazione dell'antenna.....</b>	<b>26</b>
<b>1.5 Preamplificatore a basso rumore.....</b>	<b>29</b>
1.5.1 Simulazione al computer.....	31
1.5.2 Realizzazione circuitale.....	33
1.5.3 Misure.....	35
<b>1.6 Ricevitore per 1420 MHz.....</b>	<b>39</b>
1.6.1 Filtro passa-banda d'ingresso.....	41
1.6.2 Post-amplificatore.....	45
1.6.3 Mixer.....	54
1.6.4 Oscillatore locale.....	58
1.6.5 Filtri IF passa basso.....	60
1.6.6 Amplificatore di IF.....	61
<b>CAPITOLO 2.....</b>	<b>63</b>
<b>2.1 Sistema di acquisizione ed elaborazione.....</b>	<b>63</b>
2.1.1 Scelta della scheda di acquisizione.....	64
2.1.2 Il Personal Computer.....	66
<b>2.2 Sentinel V – Software per ricerca SETI.....</b>	<b>67</b>

2.3 Software per ricerca radioastronomica .....	68
<b>CAPITOLO 3.....</b>	<b>71</b>
3.1 Stima delle performance di NF del ricevitore. ....	71
3.2 Misurazione empirica dell'ampiezza del lobo primario d'antenna. ....	74
3.3 Prove di calibrazione del sistema d'antenna. ....	75
3.4 Stima della sensibilità del sistema ricevente. ....	77
3.5 Prime osservazioni. ....	79
3.5.1 Test di funzionamento per la ricerca S.E.T.I. ....	79
3.5.2 Ricezione di segnali da radiosorgenti naturali. ....	83
<b>CONCLUSIONI.....</b>	<b>86</b>
Sviluppi futuri.....	87
<b>INDICE DELLE FIGURE. ....</b>	<b>93</b>
<b>INDICE DELLE TABELLE. ....</b>	<b>94</b>
<b>BIBLIOGRAFIA. ....</b>	<b>95</b>
<b>RINGRAZIAMENTI. ....</b>	<b>96</b>

# Introduzione

Nel panorama delle ricerche astrofisiche e cosmologiche odierne, la radioastronomia ha assunto un ruolo fondamentale ed insostituibile grazie ai rapidissimi progressi tecnologici nel settore delle comunicazioni radio. All'interno di tale disciplina scientifica, nel corso degli ultimi anni, ha acquisito sempre maggiore credibilità e consenso un particolare settore di ricerca: S.E.T.I., Search for Extra Terrestrial Intelligence.

Nato da un'idea dell'astronomo americano Frank Drake<sup>1</sup> negli anni Sessanta, il S.E.T.I. si propone di cercare una risposta ad uno dei più affascinanti quesiti che l'intelletto umano si ponga: *l'uomo è l'unica forma di vita intelligente dell'universo?*

La ricerca S.E.T.I. assume a priori che il processo evolutivo abbia punti in comune per una qualunque forma di vita che acceda ad un livello evolutivo superiore; pertanto è logico supporre che una forma di vita intelligente giunga allo sviluppo di una civiltà tecnologica, padroneggiando strumenti e tecnologie in parte simili alle nostre. Alla luce di queste considerazioni, il S.E.T.I. si propone di cercare tracce della presenza di civiltà tecnologiche nell'Universo, andando a scandagliare il cielo alla ricerca di segnali radio artificiali provenienti dallo spazio profondo.

Una lunga e complessa discussione, ancor oggi in corso, si aprì immediatamente sui temi: *che tipo di segnali cercare, su che frequenze ed in quali direzioni*. Senza scendere troppo nei dettagli, in questa introduzione si tenterà di dare una motivazione valida alle scelte fatte circa i precedenti quesiti, al fine di meglio inquadrare il lavoro svolto.

## *Che tipo di segnale cercare.*

Allo stato attuale delle nostre conoscenze nel settore delle comunicazioni radio su lunghissime distanze, esiste un comun denominatore che consente di ottimizzare l'efficienza di sistemi trasmissivi su portante radio: laddove l'esigenza primaria sia di superare enormi distanze, anziché trasmettere una grossa mole di informazioni, i migliori risultati si ottengono cercando di concentrare tutta la potenza disponibile al trasmettitore nella banda più ristretta possibile. In tal modo si tenta di inviare un segnale radio virtualmente monocromatico, che sarà caratterizzato da un'elevatissima efficienza spettrale tale da generare nel ricevitore remoto il rapporto segnale- rumore (S/N) più elevato possibile.

---

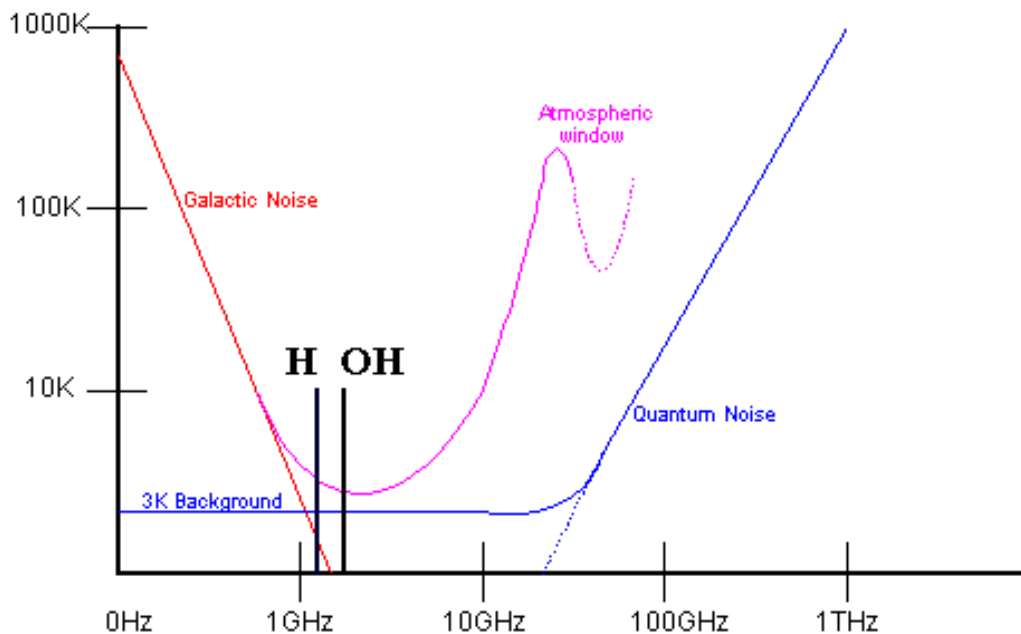
<sup>1</sup> Frank Drake, radioastronomo americano nato a Chicago nel 1930, condusse nel 1960 il progetto Ozma, primo programma di ricerca S.E.T.I. nella storia, al National Radio Astronomy Observatory sito a Green Bank, West Virginia, con una parabola da 28m monitorando la riga dell'idrogeno (1420MHz). [4]

Quest'esigenza fornisce una preziosa indicazione su quale tipologia di segnale radio cercare nello spettro delle onde radio: portanti monocromatiche. Questo genere di segnali si differenzia, inoltre, da ogni emissione radio conosciuta generata da sorgenti naturali. Infatti, oggetti quali stelle, nuclei galattici attivi, pulsar ecc. Emettono su di uno spettro di frequenze amplissimo. Ad oggi non si conoscono fenomeni naturali in grado di generare onde radio caratterizzate da emissione su bande più ristrette di alcune centinaia di Hertz (emissioni di tipo MASER).

*Su che frequenze cercare.*

Non esiste una risposta certa, ma è possibile fare alcune considerazioni legate alle caratteristiche di rumore radio naturale esistente, comune a tutto l'Universo.

La figura seguente illustra quali siano i principali contributi al rumore radio naturale.



**Figura 1 : distribuzione in frequenza del rumore cosmico.**

E' evidente che esiste un intervallo di frequenze nella banda delle microonde, tra 1GHz e 10GHz, ove la somma dei vari contributi al rumore determina un minimo; all'interno di tale regione vanno a collocarsi le frequenze alle quali emettono per meccanismi naturali (inversione di spin) due componenti fondamentali per l'Universo: l'idrogeno (elemento più diffuso) ed il gruppo ossidrilico che, legandosi chimicamente all'elemento precedente, forma la molecola dell'acqua, composto fondamentale per la nascita e lo sviluppo della vita. [4]

L'intervallo compreso tra queste due frequenze (1420MHz e 1660MHz) viene comunemente chiamato *water hole*. Tale regione dello spettro elettromagnetico assume dunque un'importanza particolare sia per l'uomo sia per una qualunque altra forma di vita, posta in una diversa regione dell'Universo.

Alla luce delle precedenti considerazioni la *water hole* rappresenta un interessante punto di partenza sul quale concentrare la ricerca di segnali radio artificiali.

### *In quali direzioni cercare.*

Non ci si soffermerà molto su questo punto per la semplice ragione che, allo stato attuale delle conoscenze astronomiche ed astrofisiche, non emergono elementi che portino a privilegiare una regione del cielo piuttosto che un'altra per una ricerca S.E.T.I.

E' necessario sottolineare che esistono comunque due strategie di ricerca: la *all sky survey*, nella quale si cerca di scandagliare tutto il cielo senza privilegiare alcuna direzione particolare (una tecnica impiegata dai radioastronomi anche per la ricerca di nuove pulsar, stelle collassate che emettono rapide e regolari successioni di impulsi radio e che vennero interpretate inizialmente proprio come segnali artificiali) e la *target search* che prevede di sorvegliare obiettivi particolari, tipicamente stelle vicine e stelle attorno alle quali siano stati scoperti sistemi planetari.

La prima, adatta anche a strumenti con antenne di ridotte dimensioni, risulta più adatta alla rilevazione di segnali inviati intenzionalmente per segnalare la presenza di una civiltà evoluta, una sorta di radio fari, che si suppone possano quindi essere caratterizzati da grandi potenze di emissione.

La seconda, condotta generalmente con antenne di ampia apertura (radiotelescopio di Arecibo, Jodrell Bank ecc.), sarebbe in grado di evidenziare emissioni radio *accessorie* (tipo segnali radiotelevisivi, impulsi radar ecc.) dalle stelle più vicine.



**Figura 2 : antenna del radiotelescopio di Arecibo, Porto Rico.**



**Figura 3 : antenna del radiotelescopio di Jodrell Bank, UK.**

### **Stato dell'arte.**

I significativi progressi nel campo dei semiconduttori per radio frequenza a basso rumore ma, soprattutto, l'incremento enorme della potenza di calcolo dei moderni calcolatori e circuiti per l'elaborazione digitale dei segnali (DSP) ha consentito un'evoluzione considerevole dei sistemi di ricerca S.E.T.I. I calcolatori odierni, infatti, consentono la realizzazione di sistemi per l'analisi automatica dei segnali provenienti dal ricevitore radioastronomico: ciò consente di analizzare un numero elevatissimo di canali, vale a dire di ridotti intervalli di frequenza, compiendo un'analisi spettrale della banda ricevuta con risoluzioni ed efficienze impensate anche solo pochi anni fa. In tal modo eventuali segnali in banda che presentino le caratteristiche ricercate vengono individuati e salvati su files in automatico, con i riferimenti necessari a compiere ulteriori eventuali investigazioni.

Le moderne tecniche di elaborazione DSP permettono inoltre di individuare segnali a banda stretta, nel rumore naturale di fondo, caratterizzati da S/N bassissimi (fino a  $-20\text{dB}$  ed oltre): in tal modo si riescono a realizzare ricevitori con bande relativamente larghe ed in grado, pertanto, di scandagliare ampie porzioni di frequenza simultaneamente.

Dopo la decisione del senato americano che nel 1994 decise di bloccare i fondi al programma di ricerca S.E.T.I., allora condotto dalla NASA, questo settore della radioastronomia ha vissuto notevoli difficoltà: attualmente i più importanti progetti nel settore sono portati avanti su base volontaria all'interno di Università o di Istituti di ricerca privati che si affidano alla buona volontà ed al fervido interesse dei propri membri.

I principali programmi di ricerca attualmente in corso od in fase di allestimento sono i seguenti:

- **BETA:** promosso dall'Università di Harvard a partire dal 1995, utilizza saltuariamente un'antenna parabolica da 26m di diametro, con una strategia target search. [10]

<b>CARATTERISTICHE TECNICHE</b>	
Frequenza osservata	1.4 – 1.7GHz
<b>BANDA DEL RICEVITORE</b>	40MHZ
Numero di canali analizzati	80 milioni (risoluzione = 0.5Hz)
Tempo di scansione massimo per l'intera banda	2s
Tecnologia dei primi stadi di amplificazione RF	HEMT

**Tabella 1 : caratteristiche del progetto BETA.**

• **SERENDIP IV:** è un programma di ricerca dell'Università di Berkeley, il cui punto focale è il concetto di funzionamento *piggyback*. Consiste di un analizzatore di spettro ad alta risoluzione realizzato in hardware ponendo in parallelo 40 schede DSP. Il sistema arriva a compiere 200 miliardi di operazioni al secondo e può essere applicato in parallelo ad una qualunque antenna astronomica senza alterarne il funzionamento. In sostanza si comporta come un *parassita* che sfrutta gli apparati riceventi impegnati nelle consuete osservazioni radioastronomiche senza disturbarne il funzionamento. Con questo stratagemma è possibile disporre di strumenti radioastronomici senza impegnarli esclusivamente per la ricerca S.E.T.I.

Ovviamente la strategia di ricerca non è pianificabile: si è costretti ad osservare nelle stesse direzioni nelle quali l'antenna viene puntata per il suo lavoro di ricerca quotidiano. Un esemplare di analizzatore SERENDIP IV è attualmente in funzione con la parabola da 32m dell'osservatorio radioastronomico del CNR a Medicina (BO). [11]



<b>CARATTERISTICHE TECNICHE</b>	
Frequenza osservata	Non definibile a priori
Banda del ricevitore	100MHz
Numero di canali analizzati	168 milioni (risoluzione = 0.6Hz)
Tempo di scansione massimo per l'intera banda	1.7s
Tecnologia dei primi stadi di amplificazione RF	Non definibile a priori

**Tabella 2 : caratteristiche del progetto SERENDIP IV.**

• **Progetto Argus:** viene promulgato dalla Seti League, associazione privata americana per la ricerca nel settore radioastronomico i cui membri sono prevalentemente radioastronomi professionisti, radioamatori e sperimentatori nei settori delle microonde e dell'elaborazione numerica dei segnali che si propone di realizzare un sistema costituito da numerosissime stazioni riceventi, equipaggiate con parabole di piccole dimensioni (da tre a cinque metri) distribuite in maniera uniforme su tutto il globo terrestre, dedicate a tempo pieno alla ricerca S.E.T.I. In tal modo si tenta di realizzare una vera all sky survey che tenga sotto controllo in tempo reale e senza interruzioni l'intera volta celeste. La realizzazione e gestione delle singole stazioni è affidata, su base volontaria, ai membri dell'associazione. Un sistema del genere si presta, a complemento delle ricerche target search condotte con strumenti professionali di grande apertura, alla ricerca di segnali intenzionalmente emessi da stelle vicine. [4]

<b>CARATTERISTICHE TECNICHE</b>	
Frequenza osservata	1.4 – 1.7GHz
Banda del ricevitore	22kHz sintonizzabile
Numero di canali analizzati	44 mila (risoluzione = 0.5Hz)
Tempo di scansione massimo per l'intera banda	Real time
Tecnologia dei primi stadi di amplificazione RF	GaAs FET, HEMT

**Tabella 3 : caratteristiche del Progetto Argus.**

• **Progetto Phoenix:** condotto dal SETI Institute (Ca, U.S.A.), si avvale dell'uso di due delle maggiori antenne disponibili oggi : Arecibo (305m) e Jodrell Bank (76m). Le antenne vengono dedicate, per una ridotta porzione del loro tempo utile, ad una *target search* mirata a tenere sotto controllo un migliaio di stelle vicine (nel raggio di 200 anni luce). [11]

<b>CARATTERISTICHE TECNICHE</b>	
Frequenza osservata	1 - 3 GHz
Banda del ricevitore	20MHz
Numero di canali analizzati	2 miliardi (risoluzione 1Hz)
Tempo di scansione massimo per l'intera banda	2s
Tecnologia dei primi stadi di amplificazione RF	HEMT raffreddati

**Tabella 4 : caratteristiche del progetto Phoenix.**

### **Motivazioni.**

Obiettivo di questo lavoro è la realizzazione di un sistema di ricezione per la ricerca S.E.T.I. che coniughi due esigenze fondamentali:

1. una complessità realizzativa accessibile ai privati, dotati di un minimo bagaglio di conoscenze tecniche nella progettazione di apparati riceventi per la banda delle microonde;
2. un approccio rigorosamente scientifico, che produca risultati direttamente confrontabili con i dati forniti dalle attuali ricerche condotte in osservatori professionali dotati di analizzatori tipo SERENDIP IV.

Quest'idea nasce da una collaborazione con il gruppo di ricerca dell'osservatorio radioastronomico del CNR sito a Medicina (BO), ove è in funzione l'unico analizzatore multicanale SERENDIP IV in Europa. Nasceva, dunque, l'esigenza di poter disporre di una seconda stazione ricevente che producesse dati nel medesimo formato, per poter direttamente confrontare le osservazioni in modo da operare un'efficace discriminazione delle forti interferenze di origine terrestre che ormai affliggono l'intero spettro elettromagnetico.

Il coinvolgimento nella ricerca scientifica di appassionati non professionisti è una prassi ormai diffusa, specie nell'ambito dell'astronomia, che ha condotto a scoperte significative nella ricerca di supernovae, asteroidi e studio di sciami meteorici. A tale scopo sono state create apposite organizzazioni internazionali di ricerca<sup>2</sup> che stabiliscono i rigidi protocolli da seguire e consentono ad ogni partecipante, grazie ad Internet, di comunicare tempestivamente ogni nuova scoperta, permettendo poi agli astronomi professionisti di seguire l'evolversi del fenomeno con mezzi più sofisticati.

Il S.E.T.I. è un settore della ricerca radioastronomica ove la necessità primaria è di disporre del maggior numero possibile di osservatori attivi, in modo da coprire il più ampio spettro di frequenze e la più vaste regioni di cielo, possibilmente ventiquattro ore su ventiquattro. Per tali ragioni si presta perfettamente a coinvolgere varie categorie di appassionati di diverse discipline. In particolare radioamatori ed associazioni di astrofili dimostrano un crescente interesse verso tale settore di ricerca.

Questo lavoro, pertanto, vuol anche fungere da progetto pilota per future realizzazioni analoghe che pur richiedendo investimenti forse non alla portata del singolo appassionato, sono certamente accessibili a gruppi ed Associazioni che, in tal modo, potrebbero dotarsi di uno strumento di ricerca di concezione professionale. Lo stesso sistema ricevente, inoltre, semplicemente adottando un diverso programma per l'analisi dei dati ricevuti, può trasformarsi in un radiotelescopio convenzionale le cui potenzialità dipendono principalmente dalle dimensioni dell'antenna disponibile, quindi dal suo guadagno. Con un'antenna parabolica simile a quella adottata nel presente impianto (quattro metri di diametro) si dovrebbe già essere in grado di ricevere le principali radiosorgenti celesti.

Vi sono poi alcuni settori di ricerca nei quali l'analisi spettrale ad alta risoluzione e la ricerca automatica di portanti monocromatiche possono trovare impiego. In particolare, l'individuazione e la mitigazione delle interferenze da segnali radio terrestri e lo studio mediante echi radar dei cosiddetti NEO (Near Earth Object), asteroidi su orbite che intersecano quella terrestre e si trovano a transitare a distanze relativamente brevi dal nostro pianeta. Ciò ne fa oggetti potenzialmente pericolosi da tenere sotto costante controllo. Uno dei metodi più efficaci consiste proprio nell'illuminarne la superficie mediante intensi impulsi radar emanati da un'antenna terrestre. Lo studio degli echi prodotti, specie se frutto di osservazioni di stazioni riceventi situate in diverse località, consente di determinarne con precisione caratteristiche morfologiche e dati orbitali.

---

<sup>2</sup> La International Astronomical Union (IAU) coordina le attività di ricerca per la scoperta di nuovi oggetti quali supernovae, asteroidi e comete sia da parte di osservatori professionisti che da astrofili.

## **Descrizione dei capitoli seguenti.**

Nel **capitolo 1** viene illustrato il progetto dell'intero sistema di ricezione, in tutte le sue parti: antenna, illuminatore, preamplificatore a basso rumore e ricevitore. Per ogni componente vengono quindi riportate le misure caratteristiche effettuate.

Il **capitolo 2** descrive il sistema di campionamento ed acquisizione del segnale d'uscita del ricevitore nonché i programmi utilizzati per l'analisi dei dati, sia per la ricerca S.E.T.I. che per impieghi radioastronomici convenzionali. Anche in questo caso vengono indicati i test e le verifiche effettuate sui singoli programmi per verificarne il corretto funzionamento.

Nel **capitolo 3** sono raggruppate le misure effettuate sul sistema hardware complessivo ed i risultati dei primi test osservativi.

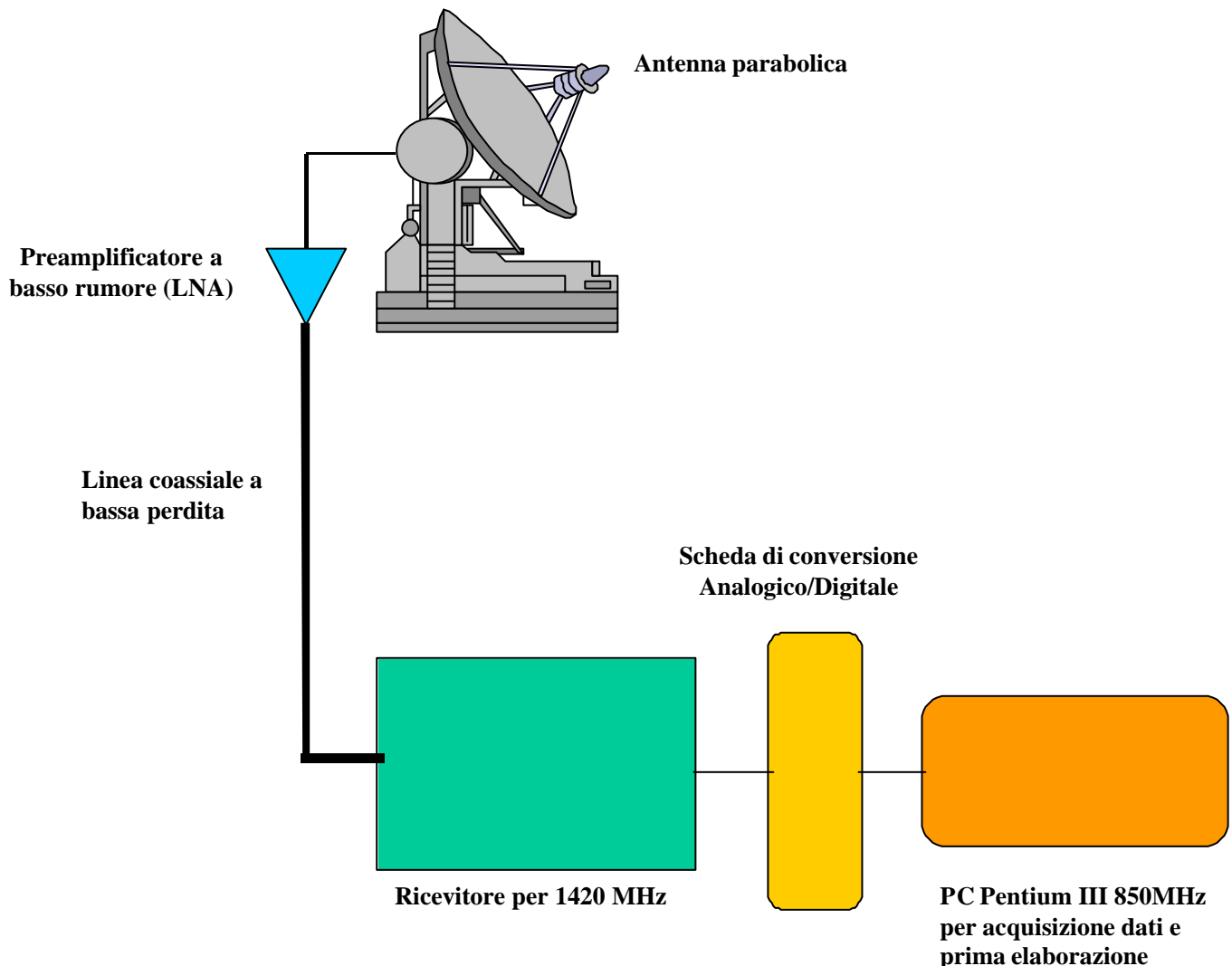
Le **conclusioni** finali danno una valutazione dei risultati conseguiti, in termini di performance dell'impianto, nonché alcune considerazioni sulle migliorie apportabili alla stazione ricevente ed i suoi possibili sviluppi futuri.

# Capitolo 1

## 1.1 Struttura della stazione ricevente.

Un sistema di ricezione e ricerca per il programma S.E.T.I. è piuttosto articolato; la sua progettazione e realizzazione richiede valutazioni ed analisi che spaziano dallo studio ed ottimizzazione del sistema d'antenna, al progetto di un ricevitore a microonde, con caratteristiche dissimili dagli standard commerciali, per giungere all'ideazione di software di acquisizione ed analisi dei dati dedicati alla spettroscopia ad alta risoluzione.

L'impianto oggetto di questo lavoro è illustrato nel seguente schema a blocchi:



**Figura 4 : schema a blocchi del sistema di ricezione.**

Per ciascun componente sono state effettuate precise scelte di progetto che saranno illustrate in dettaglio nei paragrafi seguenti.

## 1.2 Antenna.

L'importanza dell'antenna in un sistema di telecomunicazioni è nota fin dai primi esperimenti di comunicazioni per mezzo di onde radio. D'altro canto anche i non addetti ai lavori possono riscontrare l'enorme diffusione odierna degli impianti d'antenna, nelle più svariate tipologie: antenne filari, a stilo, Yagi o Log periodiche, pannelli o schiere di dipoli, riflettori parabolici per TV via satellite ecc.

Le numerosissime tipologie d'antenna sono caratterizzate da principi di funzionamento spesso molto diversi, che tendono ad ottimizzare l'efficienza dell'antenna stessa e sono fortemente influenzati sia dal suo impiego finale sia dalla banda di frequenza ove dovrà operare.

La suddivisione dello spettro delle onde radio viene effettuata come segue:

<b>Banda di Frequenze</b>	<b>Denominazione</b>	<b>Servizi allocati</b>
3-30 kHz	Very Low Frequency (VLF)	Navigazione, sonar.
30-300kHz	Low Frequency (LF)	Radio fari, supporto alla navigazione.
300-3000 kHz	Medium Frequency (MF)	Radiodiffusione AM, comunicazioni marittime.
3-30 MHz	High Frequency (HF)	Radiodiffusione internazionale ad onde corte, trasmissioni amatoriali, comunicazioni nave-costa e nave-aereo.
30-300 MHz	Very High Frequency (VHF)	Diffusione TV terrestre e radio FM, traffico aereo polizia.
300-3000 MHz	Ultra High Frequency (UHF)	Diffusione TV terrestre, telefonia cellulare, link via satellite, sorveglianza radar.
3-30 GHz	Super High Frequency	Radar aerei, link a microonde terrestri, comunicazioni via satellite.
30-300 GHz	Extremly High Frequency (EHF)	Radar, comunicazioni sperimentali.

**Tabella 5 : suddivisione dello spettro elettromagnetico per le onde radio.**

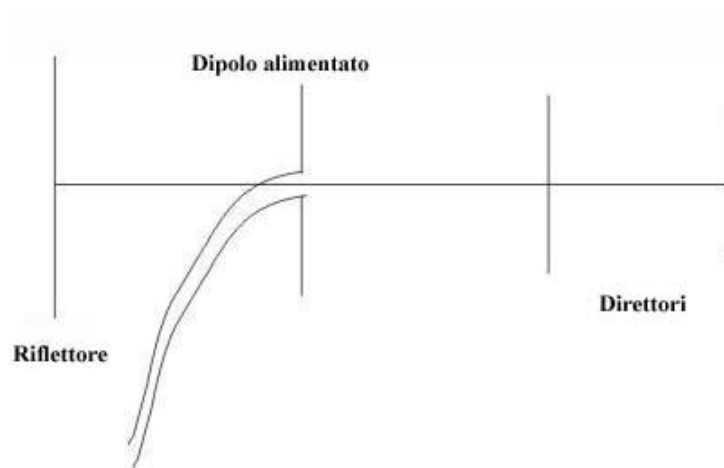
Partendo dalla considerazione che la scelta di progetto deve riguardare un'antenna con funzioni di sola ricezione, si può osservare che per la banda di frequenze entro le quali il sistema in oggetto deve operare (UHF), vengono comunemente impiegate due famiglie di antenne: antenne ad apertura e particolari versioni di antenne a filo.

Per quest'ultima tipologia è necessario precisare che attualmente, fino a frequenze massime di circa 2 GHz, vengono anche utilizzate antenne quali schiere di dipoli (o antenne a pannello), antenne ad elementi parassiti (Yagi) ed antenne elicoidali.

Nel caso delle *antenne a schiera*, un numero più o meno elevato di elementi fondamentali (dipoli a mezz'onda) vengono disposti secondo opportune geometrie. Questo fattore, insieme alla possibilità di avere disponibili separatamente i segnali in uscita da ciascun dipolo, consente di combinare questi ultimi con diverse relazioni di fase in modo da ottenere particolari performance complessive dall'intero array. E' possibile, ad esempio, ottenere antenne omnidirezionali sul piano orizzontale ma caratterizzate da un basso angolo di irradiazione (schiere di dipoli verticali), oppure antenne caratterizzate da spiccata direttività, il cui lobo primario può essere sagomato e la sua direzione fondamentale variata alterando elettricamente (con sfasatori elettronici a diodi o a ferriti, controllati con segnali digitali) le relazioni di fase tra i dipoli fondamentali. [1]

Quest'ultima tipologia di array è ampiamente impiegata in applicazioni radar, perché consente di variare la direzione del lobo d'antenna anche molto rapidamente ma senza la necessità di parti meccaniche in movimento. Negli ultimi anni si sta diffondendo anche nell'ambito radioastronomico, ma presenta alcuni svantaggi legati essenzialmente alla complessità realizzativa sia della parte degli elementi d'antenna veri e propri che del sistema di controllo degli sfasatori elettronici. Le precisioni meccaniche e la rapidità di calcolo del sistema di controllo degli sfasatori, nonché i costi risultanti di tali sistemi, sono ancora elevati per rendere queste soluzioni alla portata di soggetti non professionisti.

Le *antenne ad elementi parassiti Yagi e le antenne elicoidali* presentano caratteristiche simili in termini di performance finali. Sostanzialmente, un'antenna Yagi si presenta sempre come una schiera di elementi conduttori disposti a distanze opportune ma ove solo uno di loro viene alimentato. Gli elementi non alimentati, o parassiti, vengono eccitati per accoppiamento di mutua impedenza con il dipolo alimentato e con gli altri elementi parassiti.



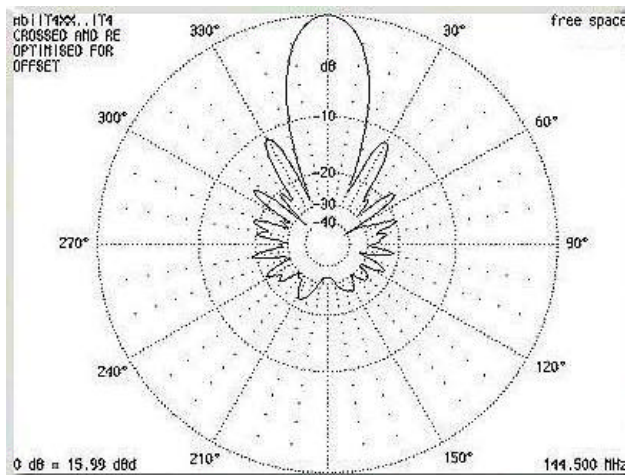
**Figura 5 : struttura di un'antenna Yagi.**

I parametri che determinano le caratteristiche fondamentali di queste antenne (impedenza caratteristica, guadagno, diagramma di irradiazione) sono essenzialmente determinate dalle lunghezze dei vari elementi e della loro spaziatura.

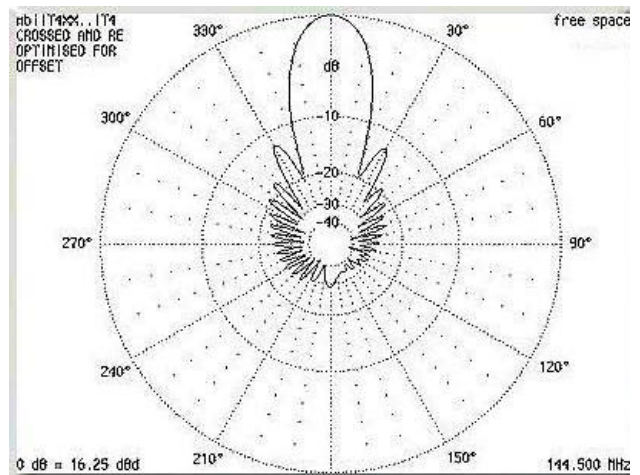
In particolare, se le spaziature tra l'elemento radiante ed i primi elementi parassiti sono inferiori a  $\lambda/4$  (ove  $\lambda$  è la lunghezza d'onda della frequenza di centro banda per la quale viene progettata l'antenna), l'impedenza d'antenna risultante sarà più bassa di quella del singolo dipolo in aria. Ancora più importante risulta la lunghezza degli elementi parassiti rispetto all'elemento (o dipolo) radiante. Quando l'elemento parassita è più lungo della lunghezza risonante (che si può approssimare a  $\lambda/2$  per il semplice dipolo a mezz'onda) presenta una reattanza induttiva mentre per un elemento metallico di lunghezza inferiore risulta una reattanza capacitiva. Questo fa in modo che un elemento più lungo del dipolo risonante agisca da riflettore mentre elementi più corti si comporteranno da direttori. L'uso abbinato di un riflettore, posto posteriormente al dipolo alimentato e di svariati direttori collocati anteriormente, farà sì che l'antenna risultante sia caratterizzata da una spiccata direttività: guadagni d'antenna anche di 14dBi si ottengono già con array di 8-10 elementi. [1]

A causa della criticità delle relazioni tra lunghezze dei vari elementi e della loro spaziatura, questo genere di antenne presenta larghezze di banda piuttosto ridotte, di pochi punti percentuali specie sulle versioni a maggior guadagno. Ma la caratteristica che rende poco adatte all'impiego radioastronomico questo tipo di antenne è la morfologia del loro diagramma d'irradiazione. Infatti, le antenne Yagi e le antenne elicoidali presentano rapporti fronte-retro piuttosto ridotti e lobi secondari del diagramma d'irradiazione abbastanza pronunciati. Qui di seguito vengono riportati, a titolo di esempio, diagrammi polari d'irradiazione tipici di antenne Yagi ad alto guadagno.





**Figura 6 : diagramma d'irradiazione di un'antenna Yagi, piano verticale.**



**Figura 7 : diagramma d'irradiazione di un'antenna Yagi, piano orizzontale.**

Quest'ultima caratteristica si accentua man mano che il numero di elementi parassiti ed il guadagno d'antenna aumenta. Considerando il fatto che un'antenna per impieghi radioastronomici viene impiegata, nella maggior parte del tempo, con elevazioni non nulle, un'antenna con un diagramma d'irradiazione particolarmente "sporco" potrebbe captare numerosi segnali e rumore di origine terrestre dal lobo posteriore e dai lobi secondari con conseguente degrado delle prestazioni del sistema di ricezione.

Le antenne illustrate sino ad ora possono essere analizzate in termini di distribuzione di correnti lungo i bro elementi costituenti. Esiste, invece, un'altra grande famiglia di antenne, dette *antenne ad apertura*, ove l'irradiazione può essere più facilmente interpretata come se fosse generata da una feritoia, secondo dunque un concetto più vicino all'ottica. Le due tipologie più diffuse di questa categoria sono le antenne a riflettore parabolico e le antenne a tromba. [1]

Un'antenna di questa famiglia, per produrre un guadagno elevato rispetto al radiatore isotropico, deve avere delle dimensioni fisiche di svariate lunghezze d'onda. Per tale ragione le antenne ad apertura trovano il loro impiego primario nelle gamme delle microonde, ove le lunghezze d'onda non superano le poche decine di centimetri.

Mentre le antenne a tromba<sup>3</sup> sono caratterizzate da guadagni ridotti e da bande piuttosto ristrette (perché direttamente legate alle dimensioni fisiche principali del trombino stesso), le caratteristiche più interessanti per applicazioni radioastronomiche in UHF vengono certamente offerte dalle *antenne a riflettore parabolico*. La maggior parte delle comunicazioni con collegamento via satellite e i maggiori radiotelescopi del mondo adottano antenne di questo tipo. Il riflettore è normalmente opposto ad un piccolo illuminatore a tromba posto nel punto di fuoco principale. Seguendo un approccio di tipo ottico, si può notare che la superficie parabolica fa in modo che tutti i raggi originati dal fuoco vengano riflessi dalla superficie parallelamente al suo asse. Se l'ottica a raggi fosse un modello esatto, ciò implicherebbe una larghezza del fascio irradiato praticamente nulla. In realtà, tenendo conto delle diffrazioni del campo, tale situazione teorica non è mai verificata. Una procedura alternativa consiste nel determinare le correnti superficiali indotte sulla superficie parabolica, in modo analogo a quanto viene fatto per studiare le proprietà propagative delle antenne a filo. [12]

In alcune applicazioni radioastronomiche il sistema con illuminatore nel fuoco primario non viene utilizzato in quanto il diagramma d'irradiazione dell'illuminatore stesso è tale da non garantire un campo nullo sui bordi del riflettore parabolico; con l'antenna puntata verso il cielo, l'illuminatore sarebbe puntato verso terra e potrebbe ricevere rumore termico dal terreno stesso, nonché segnali terrestri, causando una riduzione della sensibilità del sistema o, peggio ancora in un'applicazione di tipo S.E.T.I., la ricezione di più interferenze da segnali radio terrestri. Per ovviare a tale inconveniente si può ricorrere ad una configurazione *Cassegrain*: l'illuminatore viene posto nel vertice della parabola (il riflettore presenterà una piccola apertura nel centro) e viene usato per illuminare un piccolo riflettore secondario posto nel fuoco e con esso l'intera superficie parabolica.

Questa soluzione consente sicuramente di ottimizzare la sensibilità complessiva del sistema, specie se installato in zone ad elevato inquinamento elettromagnetico, ma presenta lo svantaggio di un guadagno d'antenna complessivo più basso.

---

<sup>3</sup> Questo tipo d'antenna deriva direttamente dal concetto di guida d'onda metallica: al fine di ottenere un lobo d'irradiazione più stretto, dunque un guadagno e direttività maggiori, l'estremo aperto di una guida d'onda rettangolare viene rastremato ed ampliato sui quattro lati fino a formare un vero e proprio trombino, la cui lunghezza sarà, in prima approssimazione, direttamente proporzionale alla direttività ottenuta.

Dato che l'impianto in esame deve poter essere realizzabile da gruppi di amatori, è necessario puntare su antenne di dimensioni non troppo elevate: diametri fino a cinque metri costituiscono una scelta accettabile per la facile reperibilità di antenne commerciali (o la possibile autocostruzione) e la relativa semplicità di installazione meccanica. D'altro canto, diametri così contenuti presentano guadagni d'antenna relativamente ridotti: è per tali ragioni che si è preferito optare per una configurazione classica con illuminatore nel fuoco primario, che garantisca il massimo guadagno d'antenna ottenibile a parità di diametro.

### 1.2.1 Caratteristiche dell'antenna utilizzata.

L'antenna parabolica adottata era impiegata in un link dati funzionante in banda UHF.

Le sue caratteristiche fisiche sono:

Specchio primario realizzato in rete metallica d'acciaio inox su struttura a centine in scatolato d'acciaio.

Diametro del riflettore: 4m

Rapporto focale-diametro:  $F/D = 0.45$

Dimensioni massime della maglia:  $< 1.2\text{cm}$ .

### 1.2.2 Calcolo del guadagno d'antenna.

Per una valutazione del guadagno dell'antenna impiegata, relativamente alla frequenza di 1420MHz, si ricorrerà ad equazioni approssimate<sup>4</sup>.

Per un'antenna ad apertura il parametro principale che ne determina il guadagno è il diametro.

Una relazione che può fornire una buona approssimazione del guadagno d'antenna è la seguente:

$$G = \frac{4 \cdot \rho \cdot A \cdot h}{l^2} \quad \text{oppure} \quad G = \frac{(\rho \cdot D)^2 \cdot h}{l}$$

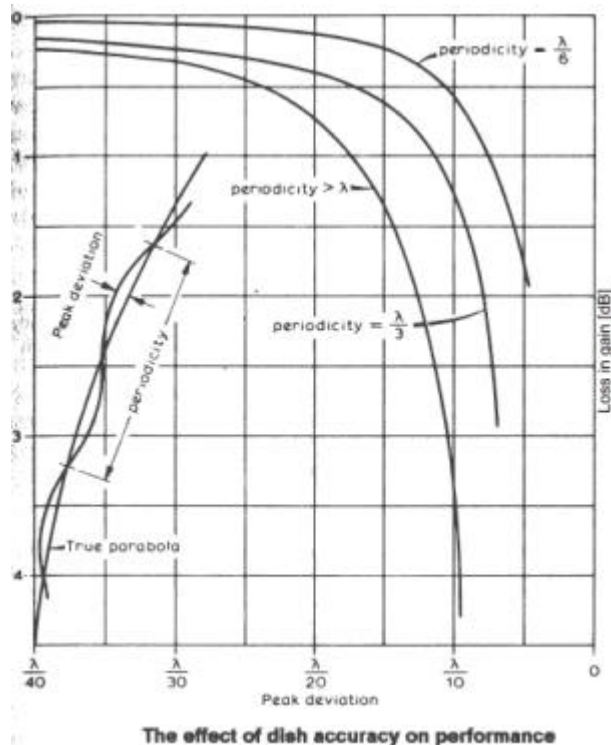
dove  $A$  è l'area frontale della parabola,  $D$  il suo diametro ed  $\eta$  è l'efficienza d'antenna, un parametro che dipende prevalentemente da come lo specchio primario viene effettivamente illuminato dall'illuminatore.

---

<sup>4</sup> Per una trattazione rigorosa si rimanda al cap. 4.6 del testo: "Antennas and radiowave propagation", R.E. Collin, McGraw-Hill, 1988.

Quest'ultimo parametro viene influenzato anche dal *fattore di ostruzione* dovuto al fatto che l'illuminatore e le sue aste di supporto oscurano una parte della parabola determinando una diminuzione di guadagno. Per esempio, quando il diametro dell'ostruzione raggiunge un terzo del diametro dello specchio parabolico la perdita di guadagno è di circa 1dB; per una configurazione classica, con illuminatore nel fuoco primario, caratterizzata da un'ostruzione molto più contenuta, la perdita di guadagno diventa trascurabile.

Un altro fattore che può provocare una diminuzione di  $\eta$  è la precisione con cui è realizzata la superficie dello specchio. Gli effetti dell'inaccuratezza della lavorazione dello specchio, sia in termini di scostamento della superficie dal profilo parabolico teorico sia in fori (maglie della rete) e discontinuità della superficie dello specchio, incidono sulla massima frequenza alla quale l'antenna è utilizzabile con una certa efficienza. Al di sopra di tale frequenza massima, la riduzione del guadagno d'antenna diventa intollerabile. Il seguente diagramma, ove le unità vengono espresse come frazioni di lunghezza d'onda ( $\lambda$ ), fornisce un'indicazione di quali effetti comportino sul guadagno le irregolarità dello specchio; come si può osservare vi è una dipendenza anche dalla periodicità con la quale tali difetti si ripetono sulla superficie. Tale fattore è particolarmente importante nel caso di una parabola realizzata in rete ove il difetto più importante è proprio l'apertura delle maglie stesse che, nel nostro caso, si ripetono con regolarità ogni 1.2 cm ( $\lambda/20$ ) lungo tutta la superficie: possono essere viste come una lavorazione grossolana di uno specchio a superficie metallica piena.



**Figura 8 : effetti dell'accuratezza meccanica nella costruzione di uno specchio parabolico.**

Appare evidente che quando le irregolarità della superficie si susseguono con una periodicità che è una piccola frazione di  $\lambda$ , la loro incidenza sulla perdita di guadagno d'antenna diventa minore. Nel caso dell'antenna impiegata l'effetto stimato alla frequenza d'impiego (corrispondente a  $\lambda=21$  cm) risulta comunque contenuto entro 0.5 dB pertanto può essere trascurato.

Assumendo<sup>5</sup> un  $\eta = 45$  % il guadagno risultante risulta essere pari a:

$$G = \frac{(P \cdot 4)^2 \cdot 0.45}{0.21^2} = 1611.36 = 32 \text{ dBi} \quad ^6$$

### 1.3 Illuminatore.

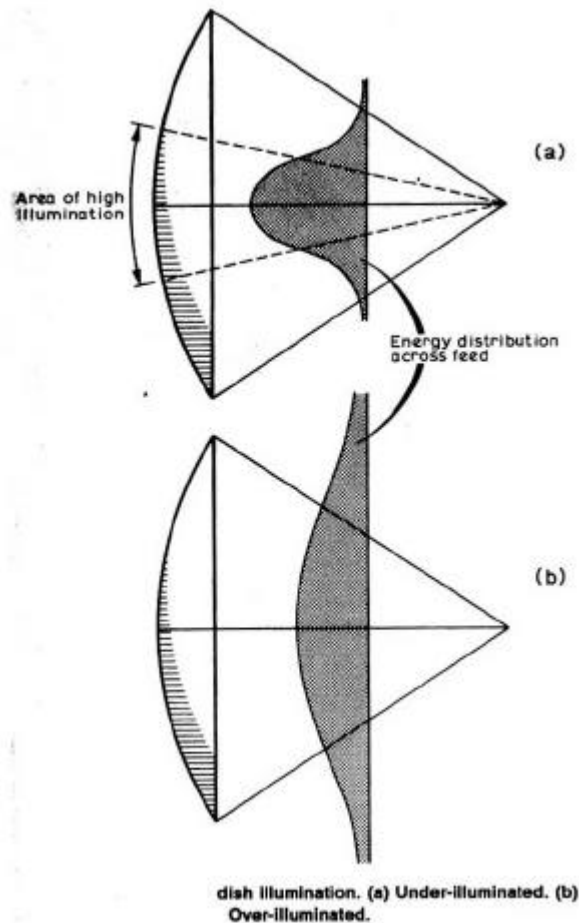
Per un'antenna parabolica ideale, tutta l'energia elettromagnetica appare come generata da una sorgente puntiforme posta nel fuoco e dovrebbe essere confinata all'interno di un cono che interseca esattamente il bordo esterno della parabola. Tutta l'energia dovrebbe quindi essere riflessa dallo specchio parabolico in forma di un'onda piana. Questa situazione ideale è però degradata da alcuni fattori:

Generalmente gli illuminatori più comuni (a trombino, a guida d'onda cilindrica, ecc.) presentano un lobo d'irradiazione piuttosto piatto. La densità di potenza elettromagnetica è massima lungo l'asse principale dell'illuminatore e decresce lungo ciascun lato.

---

<sup>5</sup> Una giustificazione di tale valore verrà data nel paragrafo relativo all'illuminatore scelto.

<sup>6</sup> Il guadagno così calcolato è inteso rispetto al radiatore isotropico ideale.



**Figura 9 : illuminazione di un'antenna parabolica.**

Non è possibile specificare un'ampiezza del lobo ottima per l'illuminatore; e' possibile invece trovare il compromesso migliore, tenendo presenti le esigenze specifiche dell'applicazione, tra le situazioni a) e b) della figura precedente, ove sottoilluminando il riflettore si ottiene un diagramma d'irradiazione finale dell'antenna più pulito, a scapito di una percentuale del guadagno teorico, mentre illuminando l'intera superficie parabolica si raggiunge il massimo guadagno d'antenna ma si produrranno lobi secondari molto pronunciati.

Un secondo fattore da tenere in considerazione nella scelta dell'illuminatore è il cosiddetto *space-loss*. Dato che il bordo della parabola è più lontano dall'illuminatore rispetto al centro, vi è già una perdita intrinseca nel sistema stesso che varia con il rapporto  $F/D$ . All'aumentare della lunghezza focale dello specchio parabolico la perdita ai bordi decresce. Ad esempio, per un  $F/D$  pari a 0.6 lo *space loss* è pari a 1.5dB, mentre per  $F/D$  nell'ordine di 0.3 sale a 10dB.

Nelle applicazioni ordinarie, ove è possibile giocare su altri fattori (potenze trasmissive, diametro e guadagno dell'antenna ecc.), vengono impiegati comunemente illuminatori a guida d'onda cilindrica od a trombino realizzati in modo da ottenere un'illuminazione del bordo della parabola 10dB inferiore al centro; ciò si traduce in un'efficienza d'antenna del 55%.

Nelle applicazioni S.E.T.I. l'intensità del segnale ricevuto è una variabile assolutamente non prevedibile, quindi la sensibilità dei sistemi di ricezione è limitata in primo luogo dal rumore intrinseco del sistema. Pertanto, per massimizzare le capacità di ricezione è necessario ridurre al minimo il rumore d'antenna. Il modo più semplice per ottenere questo risultato consiste nel sottoilluminare deliberatamente l'antenna parabolica. La perdita di guadagno conseguente, se si adottano nei primi stadi di amplificazione a basso rumore, sarà comunque trascurabile rispetto ai vantaggi in termini di sensibilità complessiva del sistema. Si riportano qui di seguito alcune valutazioni quantitative sui vantaggi derivanti da tale tecnica per il sistema in esame.

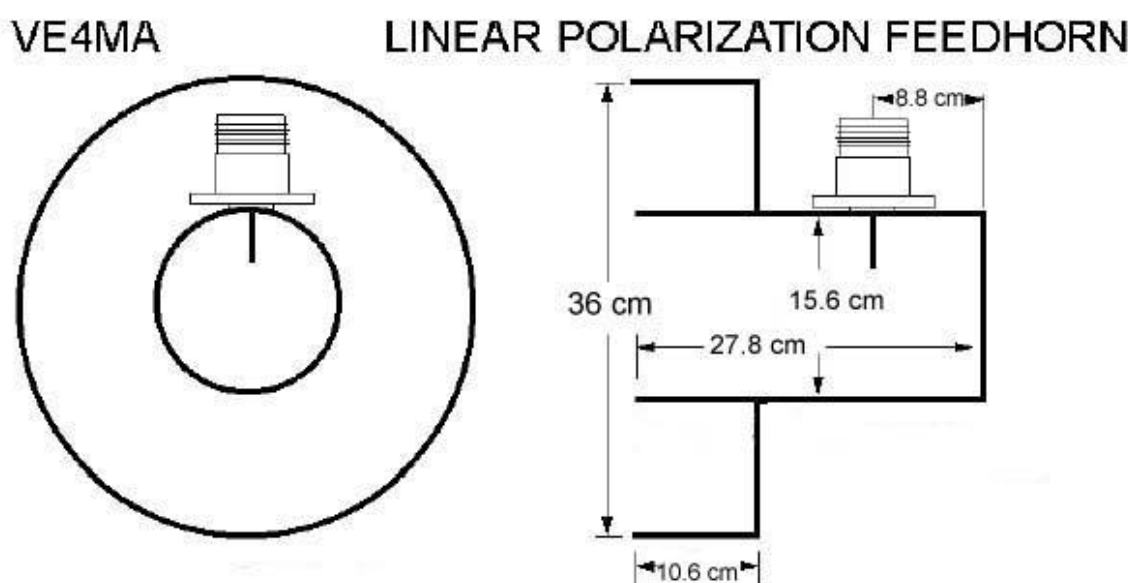
Per la parabola utilizzata (diametro = 4m, F/D = 0.45, G = 32 dBi), considerando di utilizzare un illuminatore che produca una perdita ai bordi di 15dB, si può stimare che il guadagno d'antenna si riduca di circa 0.8dB mentre l'efficienza scende al 45%.

Si ipotizzi di utilizzare un preamplificatore d'antenna<sup>7</sup> con cifra di rumore pari a 50 K. Se il sistema d'antenna fosse progettato per il massimo guadagno, la temperatura di rumore d'antenna, dominata dall'emissione terrestre captata dai lobi secondari, è stimabile come circa 50 K. Trascurando gli stadi successivi (nell'ipotesi che il guadagno del preamplificatore sia sufficientemente elevato), la temperatura di rumore complessiva ammonterebbe a 100 K e la sensibilità complessiva del sistema (assunta una larghezza di canale di 10Hz e tempi d'integrazione di 10s) sarebbe nell'ordine di  $1.3 \times 10^{-22} \text{ W/m}^2$ . Invece, nel caso si sottoillumini l'antenna di 15dB ai bordi, il rumore captato dai lobi secondari risultanti scende a 10 K e con esso la temperatura di rumore complessiva si riduce a 60 K. In questo caso la sensibilità del sistema sale a  $9.4 \times 10^{-22} \text{ W/m}^2$ , con un incremento di 1.4dB. [4]

---

<sup>7</sup> Questo componente della catena di ricezione verrà illustrato nel paragrafo seguente.

Per ottenere un'illuminazione dell'antenna inferiore di 15dB sui bordi è stato adottato un illuminatore cilindrico dotato di un cosiddetto *choke-ring*; si tratta, in pratica, di un secondo cilindro concentrico, di profondità opportuna e diametro maggiore, inserito all'esterno della guida d'onda circolare, sul lato aperto. Con tale artificio si riesce a sagomare il diagramma d'irradiazione dell'illuminatore in modo da renderlo più stretto e più rapidamente digradante agli estremi. Gli schemi costruttivi con le misure di tale illuminatore, progettato da Barry Malowanchuk<sup>8</sup> (VE4MA), radioamatore canadese, sono riportate di seguito:



**Figura 10 : dettagli costruttivi dell'illuminatore realizzato.**

L'illuminatore è stato realizzato in lamierino di rame (spessore 2mm) argentato, per ridurre le perdite per effetto pelle.

### 1.3.1 Misure

Sul sistema d'antenna complessivo, per mancanza di strumentazioni "da campo" adeguate (antenne campione, network analyzer vettoriale portatile, ecc.) non è stato possibile effettuare misure come guadagno d'antenna e diagramma d'irradiazione.

<sup>8</sup> Per maggiori informazioni consultare : [www.setileague.org](http://www.setileague.org)



Sono state effettuate, invece, misure di SWR sia sul singolo illuminatore che sull'antenna completa utilizzando wattmetro direzionale Bird 43, equipaggiato di sensore 1K per la banda 1100-1800 MHz.

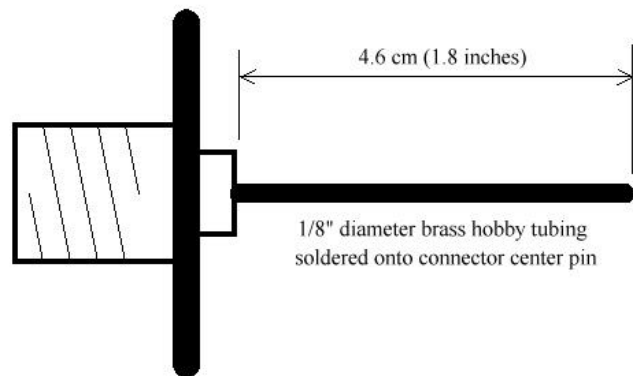
Tali misure hanno evidenziato dei valori inferiori ad 1.5:1 su di una banda di 150 MHz centrata a 1.42 GHz, pertanto risultano accettabili.



**Figura 11 : dettaglio dell'illuminatore e suo supporto.**

**Detail of Monopole Probe for Cylindrical Waveguide Feedhorn**

Insert through side of feed horn  
8.8 cm (3.5 inches) ahead of shorted end



Type N Female Flange Mount Coaxial Connector  
Amphenol P/N 82-368 or equivalent



**Figura 12 : dimensioni e dettagli costruttivi dell'elemento radiante inserito nell'illuminatore.**

## 1.4 Struttura di supporto e movimentazione dell'antenna.

L'installazione di un antenna parabolica per ricerca radioastronomica comporta sempre notevoli problemi meccanici. Infatti, date le dimensioni in gioco ( da pochi metri a diverse decine di metri di diametro), le antenne paraboliche presentano lo svantaggio, rispetto ad altre tipologie d'antenna illustrate precedentemente, di opporre una grande resistenza al vento. La superficie dello specchio primario si comporta come una vela molto efficiente che può portare, per l'antenna del presente impianto (in caso di venti frontali di circa novanta chilometri orari) carichi che arrivano a due tonnellate al metro quadrato. Se si considera che, nella maggior parte dei casi, le antenne radioastronomiche sono orientabili su due assi per mezzo di motori, in modo da poter seguire le sorgenti celesti nel loro moto siderale, si può immaginare la difficoltà di realizzare un sistema meccanico che sia allo stesso tempo estremamente preciso nel movimento e robusto alle sollecitazioni.

Nella maggior parte degli impianti radioastronomici amatoriali, proprio per aggirare i problemi meccanici legati alla motorizzazione dell'antenna, si tende ad operare nel cosiddetto drift scan mode: l'antenna è installata in modo da poter essere semplicemente orientabile in elevazione mentre il puntamento di azimuth è fisso verso il sud. In questo modo, variando l'elevazione è possibile fare in modo che la rotazione terrestre funga da rotore di azimuth semplicemente attendendo che l'oggetto celeste interessato si trovi a transitare sul meridiano del luogo ove è installato l'osservatorio, intersecando il lobo principale della parabola. Praticamente tutti gli oggetti celesti osservabili dalla latitudine ove viene installata l'antenna saranno acquisibili, in determinate stagioni ed orari, senza dover ricorrere a costose e complesse motorizzazioni. L'unico grande svantaggio di tale approccio consiste nel fatto che l'oggetto interessato sarà osservabile per un tempo ridotto in quanto il suo transito durerà un tempo limitato dalle dimensioni stesse del lobo d'irradiazione principale dell'antenna. Naturalmente, maggiore sarà il diametro d'antenna (dunque il suo guadagno) e più stretto sarà il suo lobo d'irradiazione (quindi più breve sarà il tempo impiegato dalla sorgente per entrarne ed uscirne). Per un'antenna parabolica si può stimare l'ampiezza del lobo principale (intesa come apertura dell'angolo sotteso fino ad una perdita di guadagno di  $-3$  dB) come:

$$\vartheta \approx \frac{\lambda}{D}$$

ove  $\lambda$  è la lunghezza d'onda e  $D$  il diametro dell'antenna, entrambe espressi in metri. L'angolo risultante sarà espresso in radianti. Per l'antenna utilizzata, l'ampiezza del lobo risulta pari a circa  $3^\circ$ . Per una tale apertura è possibile calcolare, tenendo conto delle velocità coinvolte nel moto siderale, che alcune sorgenti celesti, poste a declinazioni particolarmente sfavorevoli, transiteranno entro il fascio d'antenna in circa 15 secondi. Questo sarebbe dunque il massimo tempo d'osservazione, per quelle sorgenti, se l'antenna fosse montata senza sistema d'inseguimento.

Lo svantaggio reale di questa condizione operativa consiste nel fatto che, soprattutto per le applicazioni radioastronomiche, una tecnica osservativa efficiente si basa sul concetto di *integrazione del segnale ricevuto*. In breve, operando un'operazione di media (*integrazione*) del segnale si ottiene un significativo miglioramento della sensibilità complessiva del sistema<sup>9</sup>.

Date le ridotte dimensioni dell'antenna, visti i considerevoli vantaggi della tecnica sopra descritta, si è preferito optare per una soluzione meccanica con movimentazione motorizzata sui due assi.

La realizzazione meccanica è stata curata da un valente collaboratore ed esula dal tema centrale della presente trattazione. Ci si limiterà a riportarne alcune fotografie, specificando che i motori adottati sono di tipo passo-passo, accoppiati ad opportuni demoltiplicatori e pilotati da un interfaccia hardware dedicata. Il controllo di posizione viene effettuato per mezzo di un PC; per tale scopo ci si avvale di un *programma planetario*<sup>10</sup>: si tratta di un software entro il quale esiste un vasto data base di oggetti celesti, con le relative effemeridi<sup>11</sup>, che consente al computer di generare costantemente le coordinate di azimuth ed elevazione necessarie ai motori per orientare l'antenna in modo che l'oggetto venga inseguito con precisione.

---

<sup>9</sup> L'effetto della tecnica di integrazione verrà spiegato in dettaglio nel cap. 3.

<sup>10</sup> Si citano, a titolo di esempio: *Sky Map 2000, Distant sun, Starry night ecc.*

<sup>11</sup> Dati fondamentali per calcolarne il moto siderale.



**Figura 13 : antenna e meccanismo di movimentazione, assemblati a terra.**



**Figura 14 : posizionamento del sistema d'antenna su traliccio di quattro metri.**



**Figura 15 : particolare del meccanismo di rotazione di azimuth.**



**Figura 16 : particolare del sistema di elevazione.**

## 1.5 Preamplificatore a basso rumore.

La sensibilità, intesa come capacità di discriminare segnali caratterizzati da un basso S/N, è principalmente determinata, oltre che dalle caratteristiche d'antenna discusse nel capitolo precedente, dal primo elemento della catena di ricezione: *il preamplificatore a basso rumore (LNA)*. L'importanza di tale componente diventa ancora più evidente nelle applicazioni in comunicazioni spaziali per le quali, a differenza delle comunicazioni terrestri ove le antenne rivolte all'orizzonte captano inevitabilmente rumore di fondo di origine terrestre,<sup>12</sup> la temperatura di cielo può essere molto bassa. In tali condizioni diventa ragionevole puntare ad amplificatori caratterizzati dalla figura di rumore più bassa possibile.

Per frequenze superiori alle HF, sino a pochi anni fa la scena era dominata da componenti (FET) basati sulla tecnologia dell'arseniuro di gallio (GaAs), succeduti ai bjt al silicio. Con tali dispositivi si è giunti a realizzare amplificatori che, nella gamma 1000-2000MHz, presentavano figure di rumore (NF) nell'ordine degli 0.8dB. Da circa dieci anni a questa parte, invece, sono andati imponendosi nuovi dispositivi di amplificazione: i PHEMT<sup>13</sup>.

Questi componenti hanno permesso di spingere oltre lo stato dell'arte consentendo la messa a punto di LNA con caratteristiche comparabili a quelle che un tempo, impiegando GaAs FET, potevano essere ottenute solo ricorrendo a complesse operazioni di raffreddamento criogenico del componente<sup>14</sup>. Gli stessi valori di NF (inferiori a 0.5dB) possono ormai essere ottenuti a temperatura ambiente adottando questa nuova famiglia di componenti attivi.

Altra caratteristica fondamentale di un buon LNA per impiego radioastronomico è l'ampio intervallo di linearità e la conseguente resistenza all'intermodulazione. Infatti, dovendo sempre operare in un ambiente caratterizzato da forti emissioni interferenti, specie nella porzione più bassa delle microonde (come per il sistema in oggetto), facilmente l'LNA si troverà ad amplificare insieme al debole segnale dallo spazio profondo anche forti segnali generati da emissioni radio terrestri che potrebbero portarlo fuori linearità, con conseguente generazione di prodotti d'intermodulazione indesiderati.

---

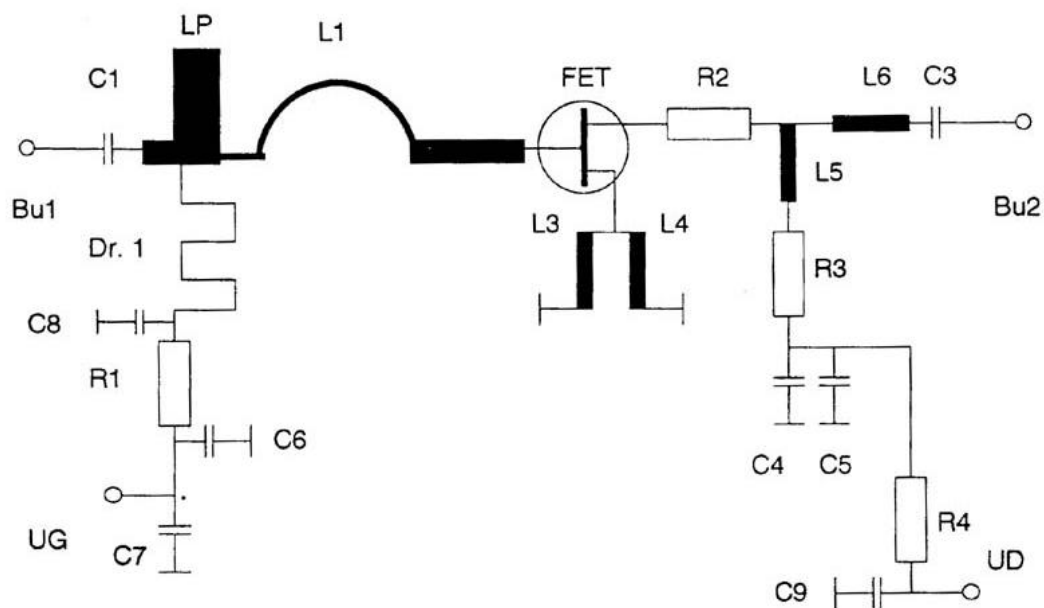
<sup>12</sup> Per tale ragione difficilmente la temperatura d'antenna, dunque la Teq dell'intero sistema ricevente, può scendere al di sotto dei 273 K.

<sup>13</sup> Pchannel High Electron Mobility Transistor.

<sup>14</sup> Questa tecnica, estremamente sofisticata e dispendiosa, è in uso presso osservatori radioastronomici professionali nei quali, con complesse realizzazioni meccaniche, si riesce a mantenere il componente attivo termicamente isolato dal resto dell'amplificatore (ricorrendo ad accoppiamenti capacitivi in aria) in modo da riuscire a raffreddarlo con elio liquido a temperature di pochi gradi sopra lo zero assoluto.

Sulla base delle considerazioni precedenti, per il sistema di ricezione in esame si è messo a punto un preamplificatore derivato dal progetto per i 1296MHz di Reiner Bertelseimer (DJ9BV).<sup>15</sup> Partendo dal progetto originale, ricorrendo al software di simulazione Advanced Design System (ADS) dell'Agilent, e' stato riprogettato lo stadio d'ingresso dell'amplificatore in modo da ottenere un buon adattamento d'impedenza alla frequenza di 1420MHz. Il componente impiegato è il PHEMT Fujitsu FHX35LG. [8]

Lo *schema elettrico* originale è il seguente:



**Figura 17 : schema elettrico del preamplificatore a basso rumore (LNA).**

Il circuito viene realizzato con tecnica microstriscia su di un laminato con dielettrico Teflon di spessore 0.79mm ( $\epsilon_r = 2.55$ ).

<sup>15</sup> Radioamatore tedesco particolarmente attivo nella messa a punto di dispositivi per V-UHF.



## 1.5.1 Simulazione al computer

Le simulazioni condotte su questo circuito con ADS<sup>16</sup> hanno permesso di ricalcolare il valore dei componenti dello stadio d'ingresso (L1, Lp, C1) in modo da ottenere un adattamento d'impedenza accettabile alla nuova frequenza d'uso. Il circuito originale presentava, alla frequenza di progetto di 1296 MHz, un  $S_{11} = -3\text{dB}$ . La simulazione è stata effettuata sul circuito della figura seguente ove vengono rappresentate fedelmente tutte le linee ed i componenti a parametri distribuiti realizzati in microstriscia. Nello schema compaiono anche gli esiti della simulazione dei parametri DC ai singoli nodi.

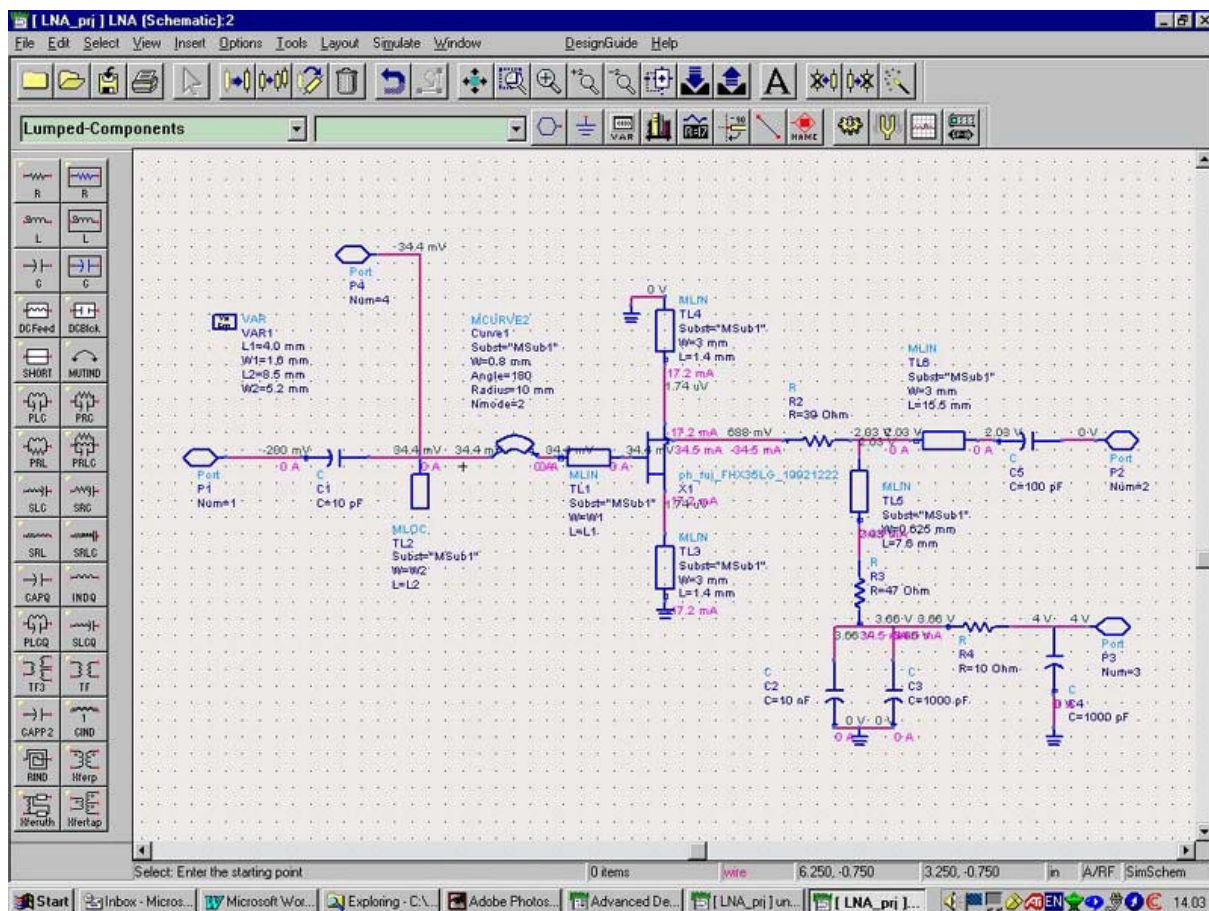


Figura 18 : schema per la simulazione del LNA.

Vale la norma generale che maggiore è la potenza massima gestibile dal componente e più ampio sarà il suo intervallo di linearità, cioè l'amplificatore così realizzato sarà più immune all'intermodulazione da segnali spuri di forte potenza. In tal senso sono dunque da privilegiare dispositivi attivi che, pur garantendo una figura di rumore bassa, siano progettati per gestire potenze RF più elevate.

<sup>16</sup> Advanced Design System, pacchetto software sviluppato da Agilent Technologies per la simulazione di circuiti e componenti a parametri concentrati o distribuiti.

La simulazione a radio frequenza, invece, è stata condotta ponendo come variabili i parametri fisici dei componenti d'ingresso (C1, L1, L2 ed Lp) e selezionando come uscite i parametri scattering del circuito complessivo; il simulatore, inoltre, consente su circuiti relativamente semplici come questo, di operare in modalità *tuning* che permette di variare dinamicamente i valori dei parametri critici, verificandone in tempo reale gli effetti sui diagrammi dei parametri scattering. Al termine di alcuni cicli di simulazione, i componenti sono stati ottimizzati per la nuova frequenza d'utilizzo giungendo ai seguenti risultati teorici:

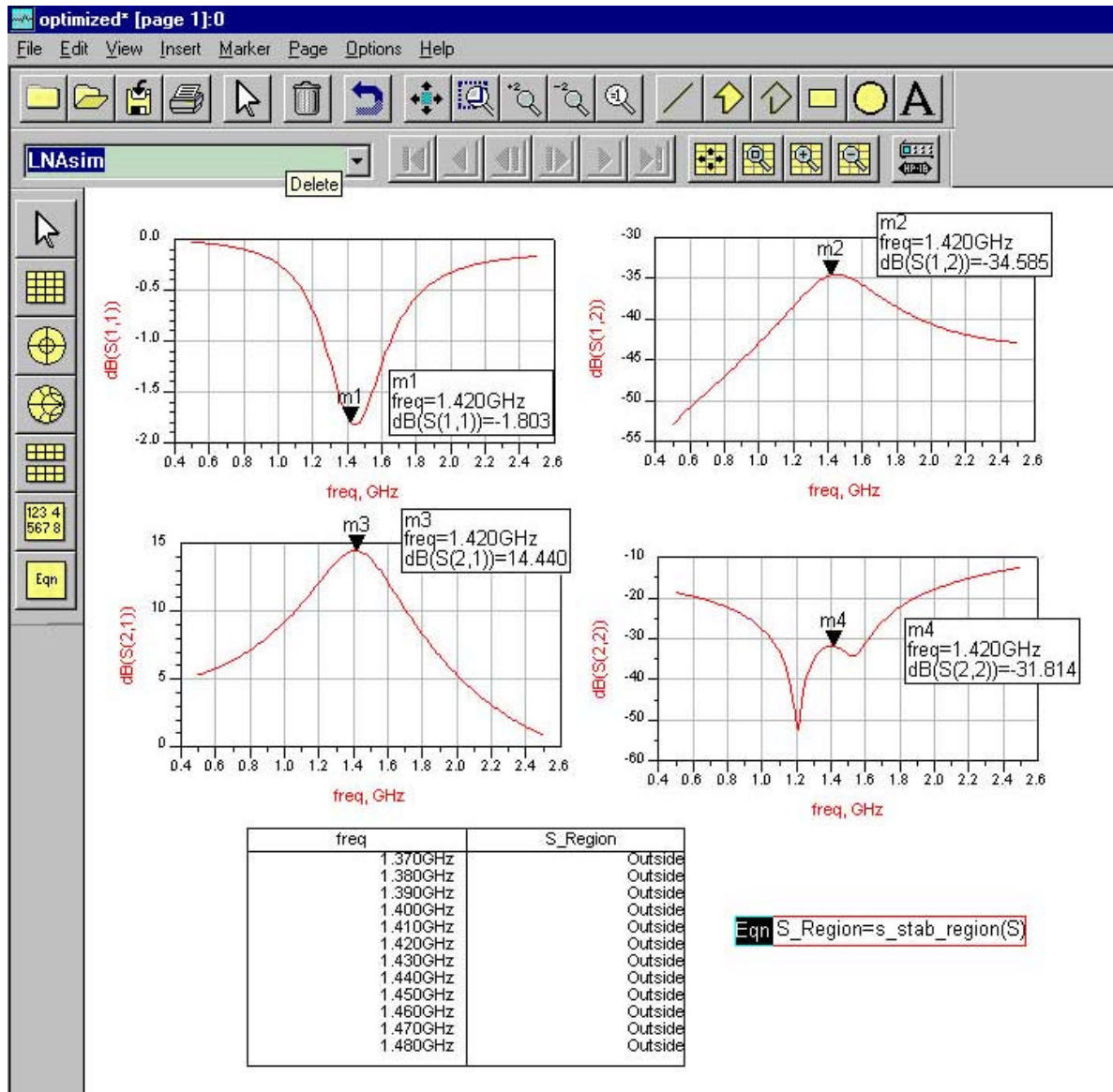


Figura 19 : risultati delle simulazioni del LNA.



Come si può notare, l'adattamento d'impedenza d'uscita, direttamente legato al parametro  $S_{22}$ , potrebbe essere anch'esso ottimizzato per i 1420MHz; dato il valore teorico già ampiamente accettabile, questa ulteriore analisi è stata tralasciata, continuando ad adottare la configurazione circuitale originale. Anche una verifica della stabilità del circuito ha dato esito positivo, mostrando che l'intervallo di frequenze d'interesse si colloca al di fuori della regione (o cerchio) di stabilità.

## 1.5.2 Realizzazione circuitale

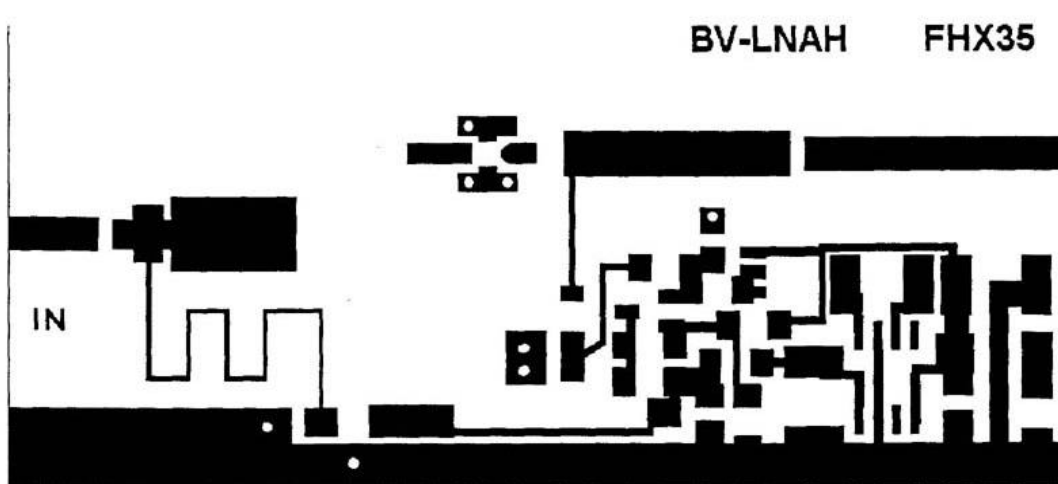
Date le frequenze in gioco, tutti i componenti a parametri concentrati utilizzati (resistori, condensatori, ecc.) sono in versione SMT nei packages 0603 o 0805.

L'elenco componenti finale è il seguente:

Riferimento componente	Valore	Riferimento componente	Valore
C1,8	10 pF	R13	10 k $\Omega$
C2	2.2 pF	R15	15 k $\Omega$
C3	100 pF	R16,17	22 k $\Omega$
C4,6,9	1000 pF	P1	100 $\Omega$ pot. SMD
C5,7	0.01 $\mu$ F	Dr.1	Realizzata su PCB
C10,12,17	0.1 $\mu$ F	L1	Semicerchio in filoCuAg 0.8mm, raggio 10mm, distanziato dal PCB di 1.5 mm
C13	1 $\mu$ F	D1	1N4007
C11,14,15	10 $\mu$ F	FET	FHX35LG
C16	1000 pF passante	T1	BC807
R1	270 $\Omega$	IC1	$\mu$ A7805A
R2,14	39 $\Omega$	IC2	LTC1044SN8
R3	47 $\Omega$	Bu1,2	Connettori N a flangia
R4	10 $\Omega$		
R12	4.7 k $\Omega$		

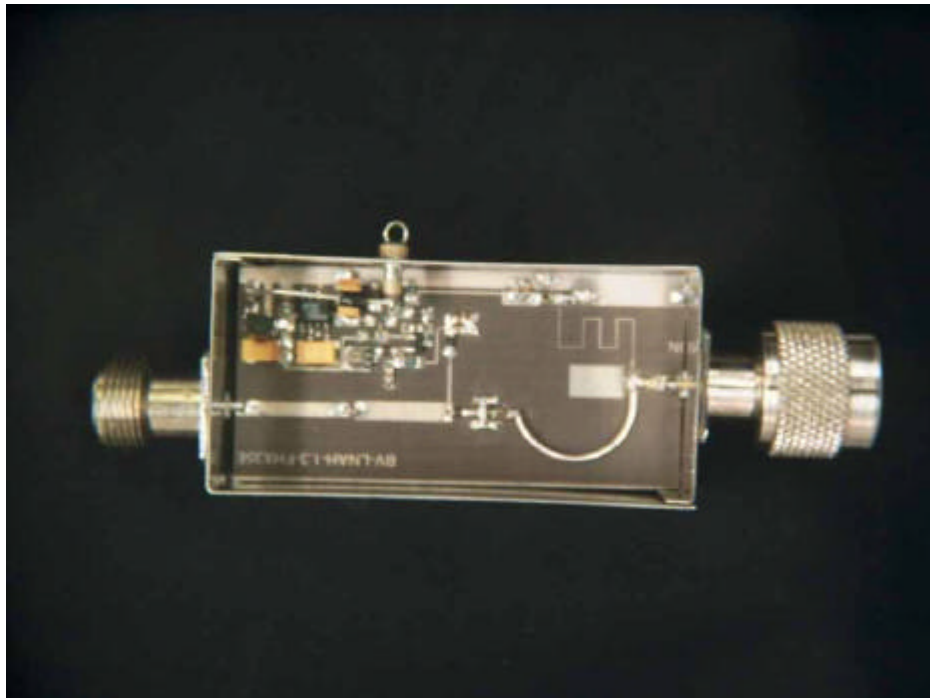
**Tabella 6 : elenco componenti del LNA.**

Il layout del PCB finale viene riportato nella figura seguente<sup>17</sup>:



**Figura 20 : layout del PCB del LNA.**

Il circuito è montato entro un contenitore metallico di dimensioni 35x74x30 mm, equipaggiato di connettori coassiali di tipo N. Il dispositivo assemblato appare nella foto seguente:



**Figura 21 : foto del LNA assemblato.**

<sup>17</sup> L'immagine riportata non è in scala 1:1.

### 1.5.3 Misure.

Sul preamplificatore a basso rumore illustrato, sono state effettuate alcune misure per verificare i valori teorici di progetto.

Il valore della corrente di drain del PHEMT è stato fissato, mediante il potenziometro P1, a 20mA come da specifiche Fujitsu.

⇒ Parametri scattering.

Le misure sono state effettuate nell'intervallo 1 - 2 GHz mediante HP 8703A Lightwave/RF Component Analyzer.

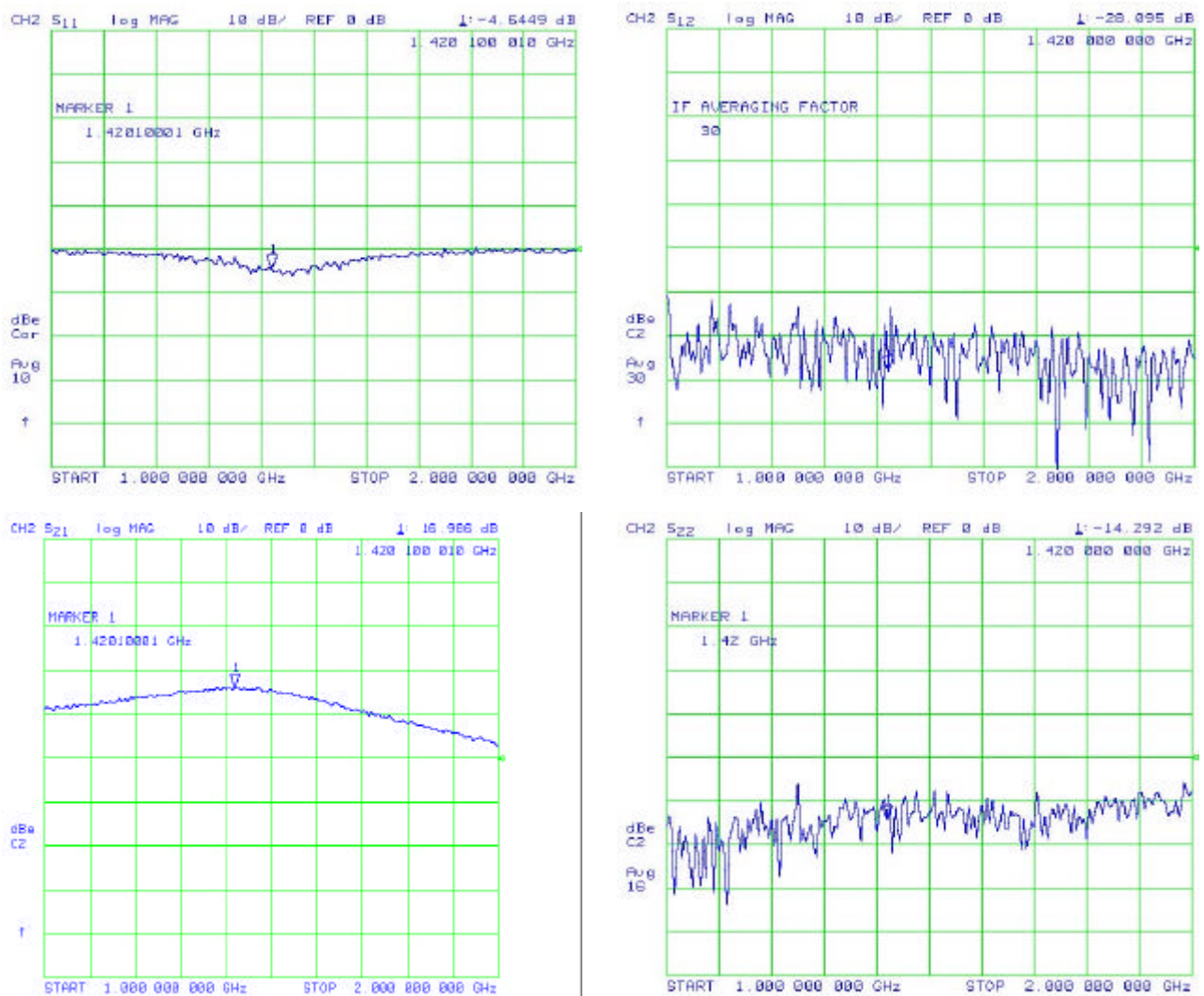


Figura 22 : misure dei parametri scattering del LNA.

I risultati sperimentali sono in buon accordo con gli esiti della simulazione per i parametri  $S_{21}$  ed  $S_{12}$  mentre si discostano, in certa misura, nei parametri  $S_{11}$  e  $S_{22}$ . Ciò è imputabile in parte alla semplicità del modello del PHEMT fornito dalla casa costruttrice<sup>18</sup>, in altra misura anche dalle necessarie semplificazioni adottate, per creare un modello accettabile al software di simulazione, dei componenti degli stadi di ingresso ed uscita. Particolarmente complesso da modellizzare è l'induttanza in aria  $L_1$ , che si comporta in parte come induttore classico a parametri concentrati ed in parte come linea a parametri distribuiti.

La curva di guadagno ( $S_{21}$ ) risulta piuttosto piatta. Infatti, per non compromettere la figura di rumore dell'amplificatore, fortemente influenzata dai componenti presente tra antenna e gate del PHEMT, si è preferito adottare una configurazione priva di filtro passa banda di ingresso: tale funzione viene comunque svolta in maniera adeguata già dalla stessa guida d'onda cilindrica che costituisce l'illuminatore dell'antenna.

Dopo una verifica con analizzatore di spettro HP 8561B, l'amplificatore realizzato non ha mostrato fenomeni di instabilità evidenziabili come assorbimenti anomali dall'alimentazione, generazione di righe spettrali spurie, distorsioni spettrali, ecc.

⇒ Cifra di rumore.

La misura della cifra di rumore (NF) e del guadagno dell'amplificatore è stata effettuata per mezzo di un EATON 2074 Noise-gain analyzer.

Per una frequenza di 1420 6 50 MHz la misura ha dato valori di NF compresi entro gli 0.45 dB con un guadagno di 17dB.

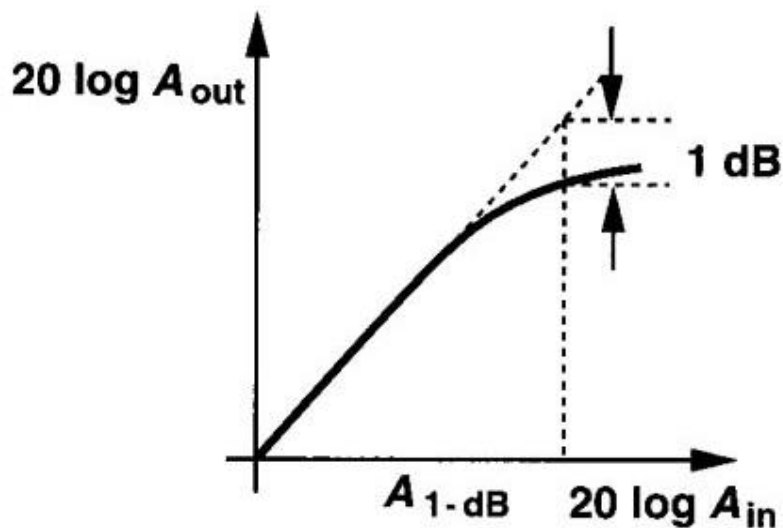
⇒ Linearità

Per stabilire le caratteristiche di linearità di un amplificatore a radio frequenza, la misura più semplice da effettuare è quella del *punto di compressione a -1dB*. [2]

Il primo parametro è espresso solitamente rispetto al livello del segnale d'uscita dell'amplificatore ed individua il valore al quale il guadagno del dispositivo diminuisce di 1dB a causa dell'uscita dalla zona lineare della curva di guadagno. Il diagramma seguente riporta chiaramente il concetto legato a tale parametro:

---

<sup>18</sup> Disponibile sul sito Internet Fujitsu: <http://www.fcsi.fujitsu.com/products/MWSelectionGraphs/HEMTs.htm>



Definition of the 1-dB compression point.

**Figura 23 : definizione di punto di compressione a -1 dB.**

ove per  $A_{out}$  ed  $A_{in}$  si intendono rispettivamente le ampiezze del segnale in uscita ed in ingresso dell'amplificatore espresse in dB.

In tabella si riportano i valori delle misure effettuate sull'amplificatore realizzato con FHX 35LG, prendendo come riferimento le ampiezze del segnale posto in ingresso all'amplificatore ( $V_{in}$ ) e quello ottenuto in uscita ( $V_{out}$ ). Per comodità di lettura si riportano anche i valori delle potenze di tali segnali, espresse in dBm, in modo da evidenziare la diminuzione del guadagno in potenza dell'amplificatore dovuta a perdita di linearità.

$V_{in}$ [mV]	$P_{in}$ [dBm]	$V_{out}$ [mV]	$P_{out}$ [dBm]
4.5	-100	31.6	-83
14.2	-90	50.6	-73
44.8	-80	158.3	-63
70.7	-70	500.6	-53
223.6	-60	$1.6 \cdot 10^3$	-43
707.1	-50	$5 \cdot 10^3$	-33
$2.2 \cdot 10^3$	-40	$15.8 \cdot 10^4$	-23
$7 \cdot 10^3$	-30	$5 \cdot 10^4$	-13
$2 \cdot 10^4$	-20	$15.8 \cdot 10^4$	-3
$7 \cdot 10^4$	-10	$44.6 \cdot 10^4$	6

Strumentazione utilizzata: generatore sintetizzato HP8660C e Power meter HP435B equipaggiato con sonda HP8481A.

**Tabella 7 : misure di linearità sul LNA.**

Come si può notare, per un segnale d'ingresso di 70mV (-10 dBm) l'amplificatore fornisce un guadagno di soli 16dB, 1 dB al di sotto di quanto mostrato nei casi precedenti. Pertanto il punto di compressione a -1dB risulta essere pari a :

$$P_{out -1dB} = 446mV (+ 6 dBm)$$

Pertanto si può concludere che il dispositivo utilizzato permette di operare in linearità, senza distorsioni rilevanti, con segnali d'ingresso la cui potenza *complessiva* non raggiunga i +6 dBm.

## 1.6 Ricevitore per 1420 MHz.

I segnali captati dall'antenna, sono sottoposti ad una prima amplificazione per mezzo dell'LNA (direttamente connesso all'illuminatore per non introdurre ulteriori fattori di perdita, che degraderebbero rapidamente la figura di rumore complessiva del sistema); vengono quindi trasportati nell'ambiente che ospita le altre apparecchiature per mezzo di una linea coassiale a bassa perdita. Date le frequenza in gioco e la tratta da coprire (circa 18 metri) è stato utilizzato un cavo coassiale con dielettrico espanso tipo Cellflex con diametro 7/8 di pollice. E' un tipo di cavo ampiamente utilizzato nelle installazioni civili tipo link dati a microonde o ripetitori per telefonia cellulare, dunque di facile reperibilità.

A questo punto, il segnale RF necessita di ulteriori manipolazioni al fine di poter essere trattato in modo da estrarvi le caratteristiche ricercate. Questo compito è assolto dal *ricevitore*.

Per applicazioni S.E.T.I., le caratteristiche richieste ad un buon ricevitore sono le stesse che vanno curate nella progettazione di un ricevitore radioastronomico:

- SENSIBILITA'
- STABILITA'
- RUMOROSITA'
- LARGHEZZA DI BANDA

Nel perseguire tali obiettivi, devono essere tenuti in conto alcuni schemi di base che, nel corso degli anni, sono ormai divenuti d'uso comune in radioastronomia ed in generale nelle applicazioni radioelettriche: *i ricevitori supereterodina*. L'idea che sta alla base di questa tecnica è la *conversione di frequenza*, operata al fine di abbassare la frequenza del segnale ricevuto, in modo da poterla trattare più efficacemente con circuiti elettronici adeguati. [3]

Nel ricevitore supereterodina, infatti, la frequenza del segnale incidente viene convertita sfruttando il principio del battimento tra due frequenze per generarne una terza ad esse legata da una precisa relazione. Ciò si realizza applicando due segnali con frequenza differente agli ingressi di un dispositivo non lineare detto *mixer*.<sup>19</sup> Questa operazione di conversione di frequenza può essere ripetuta più volte, generalmente (nel caso di un ricevitore) verso frequenze inferiori, in modo da trattare più agevolmente i segnali RF così ottenuti. Ricevitori realizzati con tale tecnica vengono chiamati *a doppia conversione, tripla conv. ecc.* a seconda del numero di stadi impiegati.

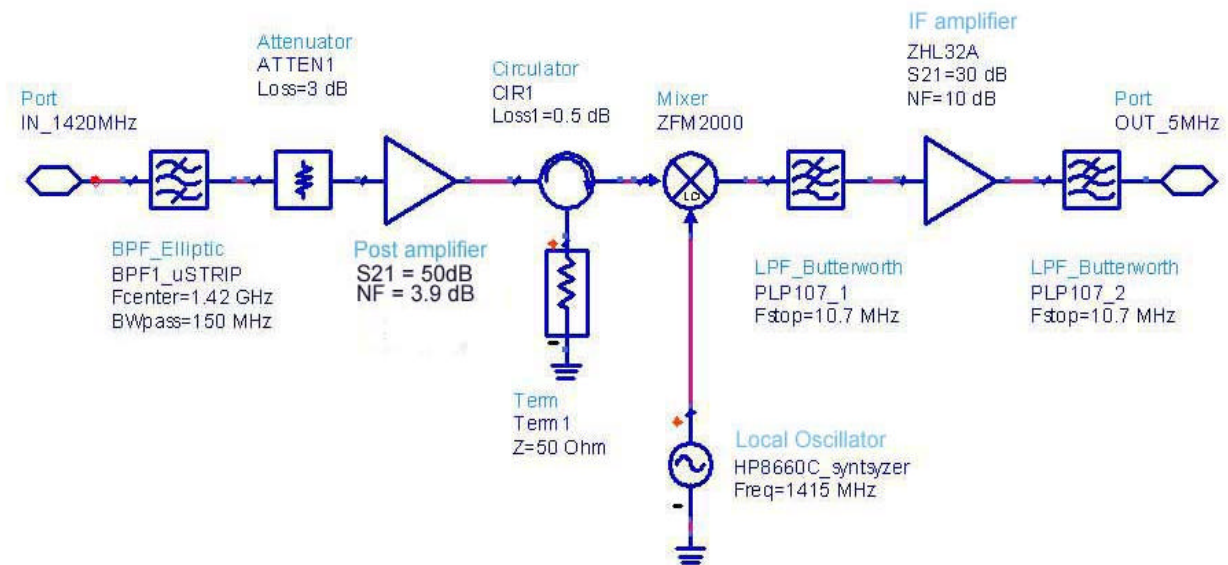
---

<sup>19</sup> Il principio di funzionamento di tale componente verrà chiarito in dettaglio più avanti, nel relativo paragrafo.

Il ricevitore adottato per questa applicazione appartiene alla tipologia più semplice dei supereterodina precedentemente descritti; infatti è essenzialmente un ricevitore a *conversione diretta*.

La sua progettazione e realizzazione è stata portata avanti con la collaborazione di alcuni membri dell' Istituto di Radioastronomia del CNR di Bologna, che lavorano presso la stazione radioastronomica di Medicina (BO).

Il suo schema circuitale è il seguente:



**Figura 24 : schema a blocchi del ricevitore radioastronomico.**

Il segnale proveniente dalla radiosorgente, a frequenza  $f_{RF} = 1420$  MHz, è captato dall'antenna ed adattato all'ingresso del LNA posto direttamente all'illuminatore. Da qui, mediante la linea coassiale, applicato al primo stadio del ricevitore (*Front-end*). Esso è costituito da un *filtro passa-banda* centrato a 1420 MHz, che provvede ad attenuare segnali indesiderati al di fuori della banda d'interesse, nonché da un *post amplificatore* (*postamp*) che provvede ad una seconda amplificazione del segnale ancora in alta frequenza. Tra i due è interposto un *attenuatore* resistivo da 3dB che migliora l'adattamento d'impedenza tra l'uscita del filtro e l'ingresso del postamp. Il segnale amplificato viene applicato al *mixer* seguente mediante un *circolatore*. L'adozione di questo componente, che separa lo stadio di post amplificazione da quello di conversione, si rende necessaria data la natura intrinseca del mixer passivo utilizzato, caratterizzato da disadattamenti di ingresso spesso rilevanti, con conseguenti problemi derivanti dalle riflessioni multiple che si generano tra postamp e mixer stesso. Il circolatore fa in modo che la potenza in uscita dal postamp venga trasferita per intero al mixer, mentre la potenza parzialmente riflessa da quest'ultimo è reindirizzata verso un carico a  $Z = 50\Omega$  ove verrà interamente dissipata.



Al mixer giungono il segnale RF da convertire ed il segnale dell'*oscillatore locale*, generato mediante un sintetizzatore, di frequenza pari a  $f_{LO} = 1415$  MHz; all'uscita del mixer, mediante un *filtro passa basso* verrà selezionato il segnale IF<sup>20</sup>  $f_{IF} = |f_{RF} - f_{LO}|$ .<sup>21</sup> Il segnale così ottenuto viene ulteriormente amplificato da un *amplificatore di IF* e nuovamente filtrato da un secondo passa basso identico al precedente. Le due operazioni di filtraggio compiute a valle del mixer determinano, in maniera preponderante, *la larghezza di banda del ricevitore*. In questa applicazione, scegliendo due filtri con frequenza di taglio da 10 MHz, il ricevitore presenterà un ampiezza di banda a  $-3$ dB di valore analogo.

In breve, il ricevitore a conversione diretta fa in modo che una banda di frequenze ampia 10MHz, centrata attorno alla riga dell'idrogeno (1420 MHz), venga amplificata e convertita in un intervallo di frequenze di ampiezza analogo che va dalla DC<sup>22</sup> a 10MHz.

Uno dei maggiori svantaggi del ricevitore a conversione diretta consiste nel non poter eliminare la cosiddetta *frequenza immagine*. Questo aspetto verrà analizzato nel sottocapitolo relativo al mixer di ricezione.

Le caratteristiche principali del ricevitore realizzato, elencate all'inizio del sottocapitolo, vengono determinate dalle scelte progettuali compiute per i singoli elementi e saranno discusse nei paragrafi seguenti ove, per ciascun componente, si fornirà una descrizione dettagliata.

### 1.6.1 Filtro passa-banda d'ingresso.

L'adozione di un filtro passa-banda all'ingresso del ricevitore si rivela necessaria per due ragioni: attenuazione dei segnali interferenti su frequenze adiacenti la banda d'interesse (segnali da satelliti GPS a 1.575 GHz e 1.227 GHz, downlink di telemetrie da satelliti, segnali da link radio terrestri, emissioni spurie da ripetitori per telefonia cellulare, ecc.); limitazione in banda del segnale amplificato dal preamplificatore d'antenna.

---

<sup>20</sup> Intermediate Frequency: il termine deriva dai ricevitori supereterodina a conversioni multiple ove vengono generate, appunto, diverse frequenze di conversione intermedie. Per semplicità, si è preferito continuare ad adottare il termine, anche se non del tutto appropriato nel caso di un ricevitore a singola conversione.

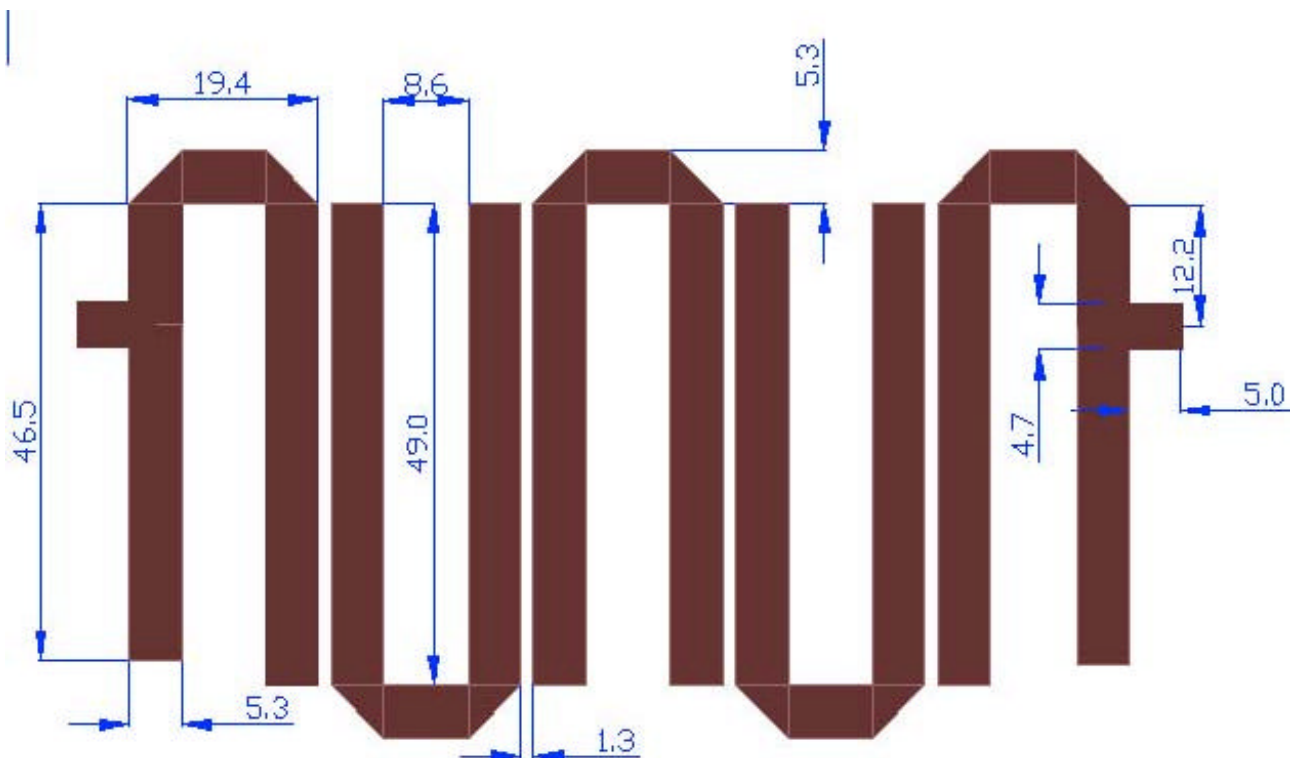
<sup>21</sup> In tal modo un segnale radio alla frequenza di 1420 MHz viene convertito, conservandone inalterate tutte le altre caratteristiche, alla nuova frequenza di 5 MHz.

<sup>22</sup> Cioè dalla componente continua ( $f = 0$  Hz).

Per lunghezze d'onda inferiori ai 70 cm circa, le tipologie di filtri comunemente utilizzate spaziano dai filtri a cavità risonante, ai filtri elicoidali ed ai filtri su microstriscia. Per ragioni di semplicità costruttiva e di facile simulazione e progetto al calcolatore, si è optato per l'ultima tipologia. I *filtri in microstriscia*, pur offrendo prestazioni inferiori ai loro parenti più nobili realizzati in cavità risonanti, sono estremamente facili da analizzare al simulatore ed altrettanto facili da costruire su basette in circuito stampato doppia faccia con piano di massa. Lo svantaggio è che sono caratterizzati certamente da maggiori perdite in banda e da attenuazioni fuori banda che hanno pendenze sicuramente più contenute rispetto, ad esempio, ai filtri elicoidali. [2]

In ogni caso, per una prima implementazione del sistema ricevente, possono garantire prestazioni più che sufficienti. [4]

Il filtro in esame deriva da un progetto presentato alla Microwave Update Conference nel 1995<sup>23</sup>. La tipologia di filtro prende il nome di *edge-coupled microstrip*. Il progetto originale era studiato per la frequenza amatoriale dei 1296 MHz pertanto, ricorrendo sempre al programma di simulazione e progetto ADS, si è reso necessario un riaggiustamento in fase di simulazione delle misure fondamentali delle linee in microstriscia al fine di ottimizzarlo per la nuova frequenza d'impiego. La topologia del filtro e gli esiti delle simulazioni sono riportati di seguito:



**Figura 25 : layout e dimensioni del filtro passa-banda.**

<sup>23</sup> Ad opera di Rick Campbell e Jim Davey. [4]

### 1.6.1.1 Simulazione al computer.

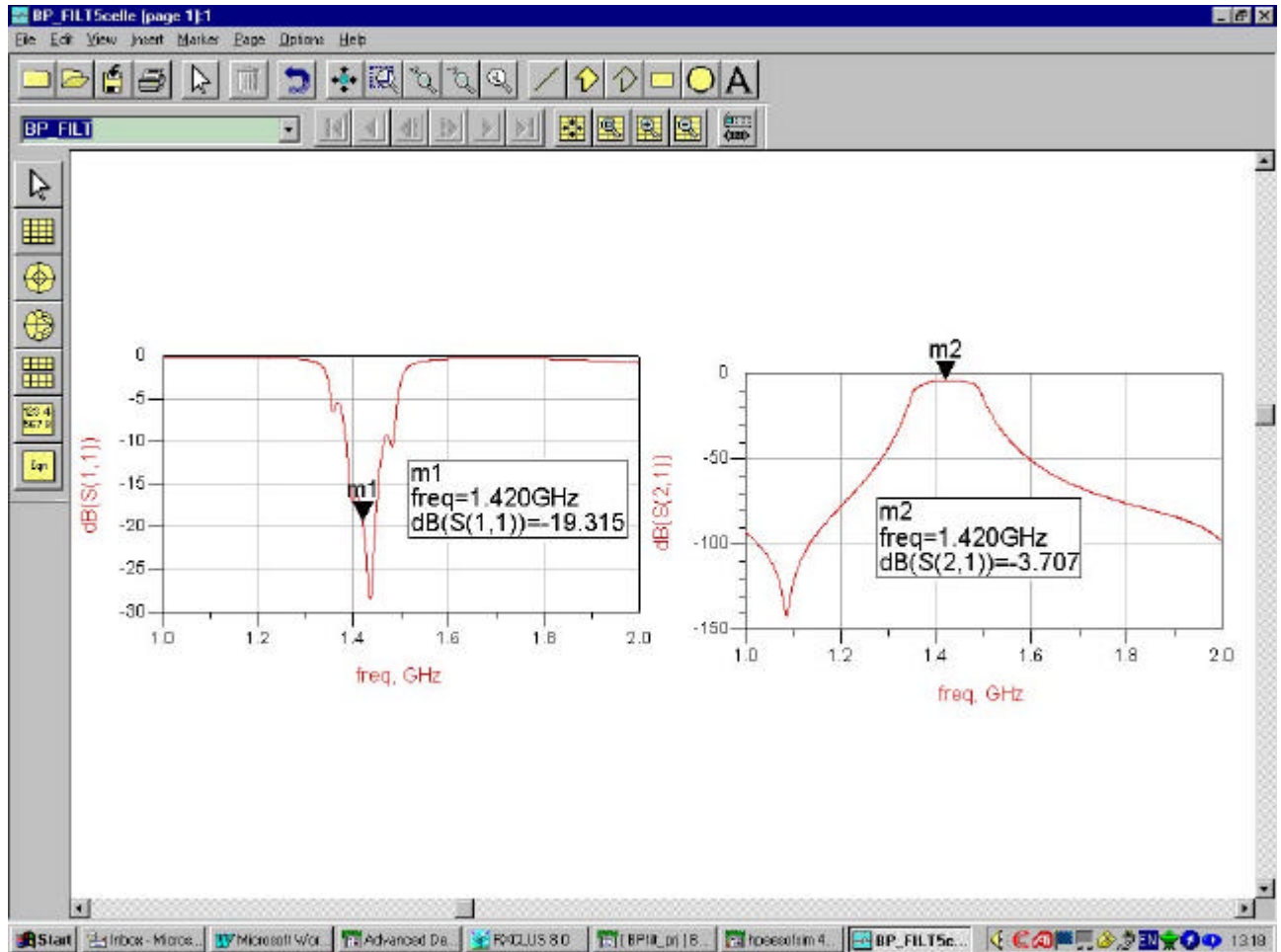
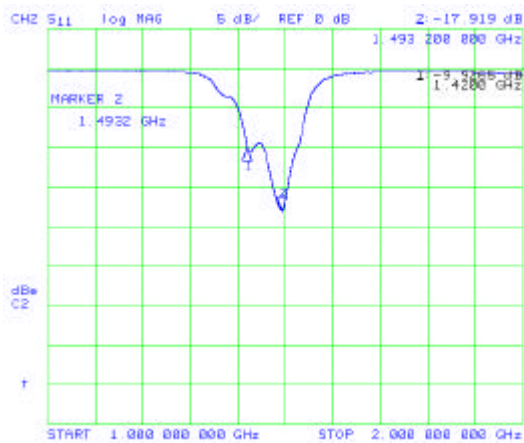


Figura 26 : risultati delle simulazioni del filtro passa-banda.

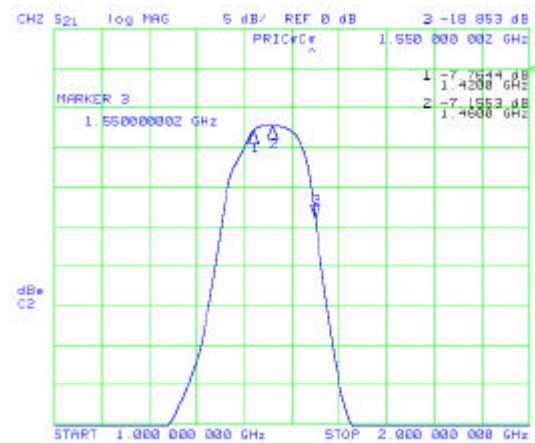
Il filtro è stato realizzato su circuito stampato bifaccia con dielettrico FR4 ( $\epsilon_r = 4.6$ ) e dotato di connettori SMA

### 1.6.1.2 Misure.

Utilizzando un HP 8703A Lightwave/RF Component Analyzer, sono stati misurati i parametri scattering del filtro ottenendo i seguenti risultati:



$S_{11}$



$S_{21}$

**Figura 27 : misure dei parametri scattering del filtro passa-banda.**

Dato che la struttura del filtro è assolutamente speculare, rispetto alle sue porte d'ingresso ed uscita, la misura dei parametri  $S_{22}$  ed  $S_{12}$  risulta superflua in quanto fornirebbe risultati del tutto analoghi.

Come si può osservare, il filtro realizzato presenta una non trascurabile attenuazione in banda: circa 7.7 dB. Le simulazioni davano risultati con attenuazioni più contenute: il simulatore, peraltro non tiene conto delle perdite intrinseche nel dielettrico. Inoltre la realizzazione pratica del filtro ha determinato un leggero spostamento della frequenza di centro banda rispetto alle simulazioni; pertanto la frequenza di maggior interesse (1420MHz) viene a trovarsi piuttosto vicino ai limiti della banda utile. Ciò è imputabile principalmente alle imprecisioni nello spessore del dielettrico e del laminato in rame del circuito stampato, che determinano scostamenti non trascurabili nelle caratteristiche elettriche delle linee costituenti il filtro stesso.

In ogni caso, considerata l'estrema semplicità di realizzazione, l'ampiezza della banda passante del filtro e della banda utile del ricevitore, tali imprecisioni possono essere tollerate .

Il MARKER 3, posizionato alla frequenza di una delle principale fonti di segnali interferenti (satelliti GPS), mostra che il filtro presenta già un'attenuazione di 18.85dB, cioè di circa 11dB rispetto alla banda passante. Ciò significa che le emissioni di un satellite GPS che venga a transitare entro il lobo principale d'antenna, verranno attenuate di 10 volte rispetto al segnale di una radiosorgente alla frequenza della riga dell'idrogeno.

## 1.6.2 Post-amplificatore.

Prima di abbassare di frequenza il segnale ricevuto è necessario innalzarne il livello ulteriormente, al fine di compensare le perdite introdotte dagli stadi seguenti. A tale scopo si è reso necessario progettare ex novo un amplificatore che fosse in grado di operare alla frequenza della banda ricevuta, garantendo un buon livello di guadagno (nell'ordine dei 40-50dB), una figura di rumore non eccessiva, ma soprattutto una buona resistenza all'intermodulazione. Infatti, essendo l'elemento della catena di ricezione, nella parte pre-conversione, con il maggior guadagno, diventa anche il componente più critico nei confronti di eventuali forti segnali interferenti presenti nell'intorno dei 1420 MHz (della cui natura si è già accennato in precedenza). Pertanto nella progettazione del circuito, al fine di non ritrovare all'uscita del ricevitore segnali spuri generati dal post-amplificatore come prodotti di intermodulazione tra segnali interferenti, è necessario impiegare componenti di media potenza che garantiscano un buon margine di linearità e, di conseguenza, buona resistenza all'intermodulazione.

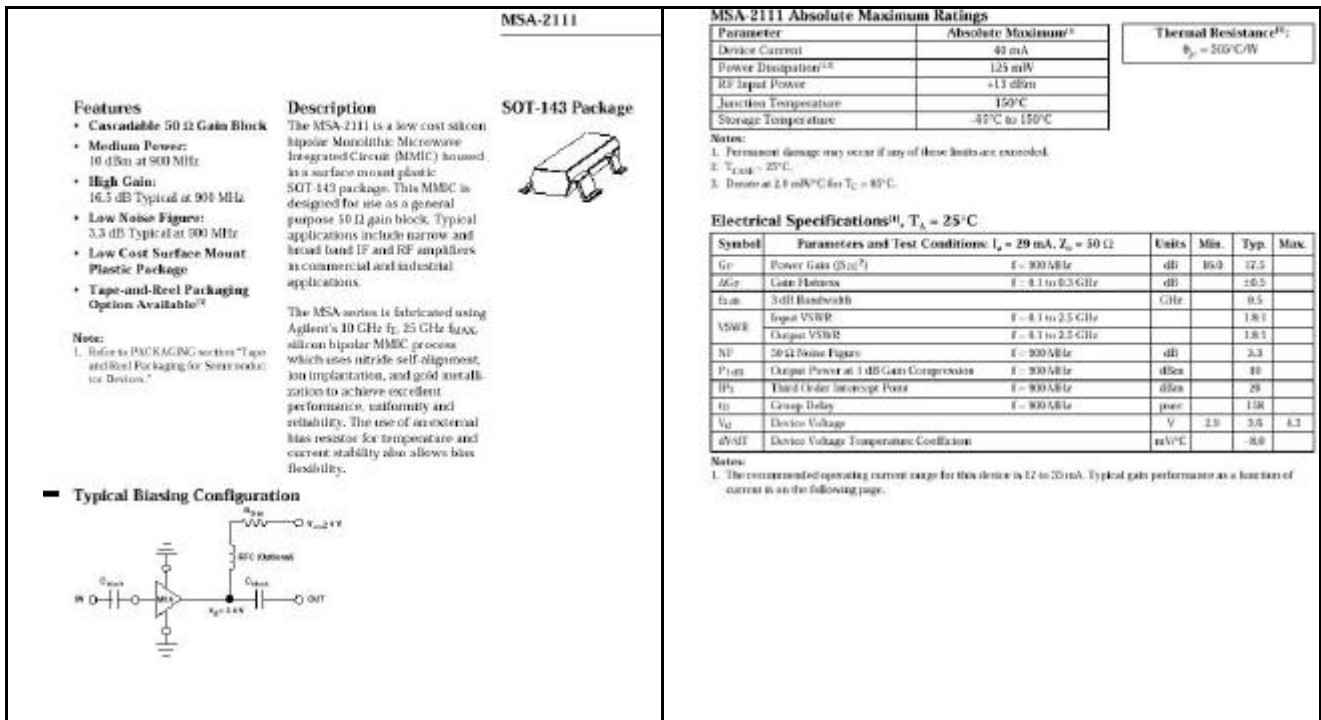
Tenendo presente queste esigenze, la scelta dei componenti attivi da utilizzare è stata influenzata da diversi altri fattori: facile reperibilità del componente e delle sue caratteristiche elettriche necessarie a crearne un modello al calcolatore sufficientemente preciso, costo contenuto, semplicità d'uso, buona stabilità intrinseca, buona tolleranza ai carichi disadattati (dato che il post-amplificatore si affaccerà al filtro passa basso ed al mixer, due componenti che presentano impedenze piuttosto lontane dai 50Ω puramente resistivi desiderati).

Sono stati individuati, alla fine, i dispositivi di amplificazione MMIC<sup>24</sup> MSA2111 prodotti dall'Agilent Technologies. [6]

I dispositivi MMIC presentano caratteristiche conformi alle esigenze sopra elencate: richiedono pochi componenti esterni aggiuntivi (due condensatori di disaccoppiamento ed un resistore per determinare la corrente di bias del componente), presentano impedenza d'ingresso e d'uscita costante (vicina ai 50Ω puramente resistivi), curva di guadagno piuttosto piatta e figura di rumore costante su di un ampio intervallo di frequenze ed infine un costo molto contenuto (normalmente inferiore ai 5 €). Le caratteristiche più importanti del componente sono riportate di seguito:

---

<sup>24</sup> Monolithic Microwave Integrated Circuits.



**Typical Biasing Configuration**



**Figura 28 : caratteristiche principali degli MMIC MSA2111.**

Un'ulteriore caratteristica interessante degli MSA2111 consiste nella possibilità di collegarli in cascata, in modo da raggiungere guadagni più elevati.

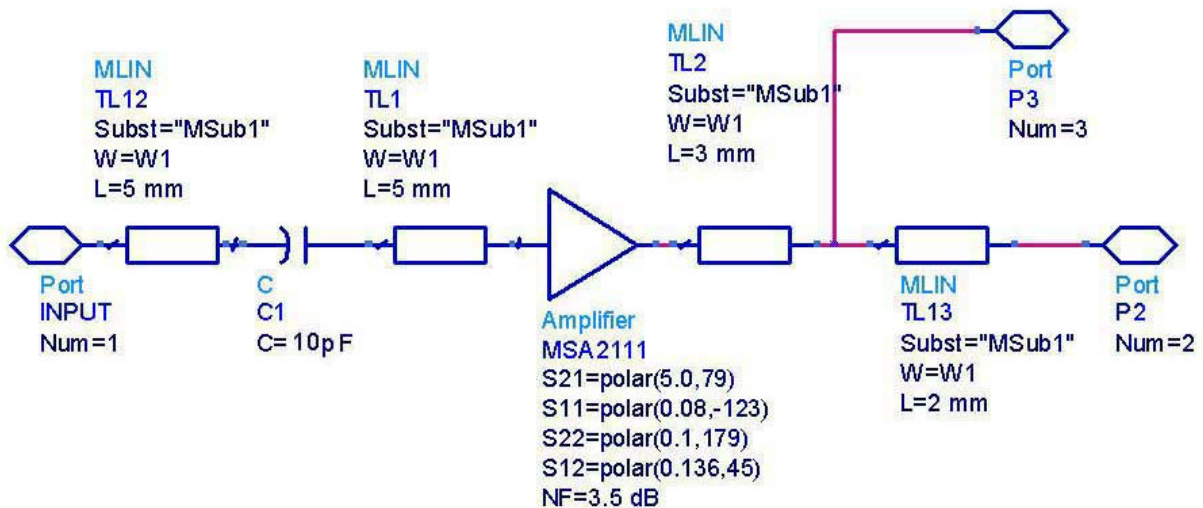
Nella presente applicazione si è scelto di realizzare un amplificatore composto da quattro stadi in modo da raggiungere un guadagno complessivo  $\geq 45$  dB.

Il circuito è stato realizzato con linee in microstriscia da  $50 \Omega$  su substrato FR4 da 1.6mm di spessore. Data l'entità della figura di rumore del componente, si è preferito ricorrere alla meno nobile vetronite, anziché al substrato in teflon impiegato per il LNA, per ovvi vantaggi di costo, facile reperibilità e semplicità di lavorazione.

I risultati ottenuti dimostrano, comunque, che laddove non siano richiesti dei fattori di perdita molto bassi oppure dei circuiti caratterizzati da figure di rumore finali molto basse (le due cose sono comunque strettamente correlate) la realizzazione di circuiti stampati su FR4 è accettabile, perlomeno fino a frequenze entro i 2 GHz.

L'aspetto più critico del progetto consiste senza dubbio nel realizzare una disposizione dei componenti e delle linee di connessione tra essi sul PCB<sup>25</sup> tesa a minimizzare la possibilità che si inneschino autoscillazioni. Infatti, dato gli elevati guadagni in gioco, una catena di amplificazione del genere potrebbe facilmente autoscillare a causa di rientri di radiofrequenza sugli ingressi dei singoli stadi. A tal proposito, si è rivelata di grande aiuto la nota applicativa S001<sup>26</sup> rilasciata dal costruttore dell' MMIC, sulla quale sono riportate raccomandazioni ed esempi di layout di componenti in cascata quali: disposizione degli RF chokes sulle alimentazioni dei singoli componenti, piazzamento dei condensatori di by-pass di alimentazione, realizzazione di aree in rame connesse a massa intorno alle linee in microstriscia (*piste di guardia*). [6]

Il circuito elettrico del singolo blocco di amplificazione è il seguente:



**Figura 29 : schema circuitale di un singolo blocco del post-amplificatore.**

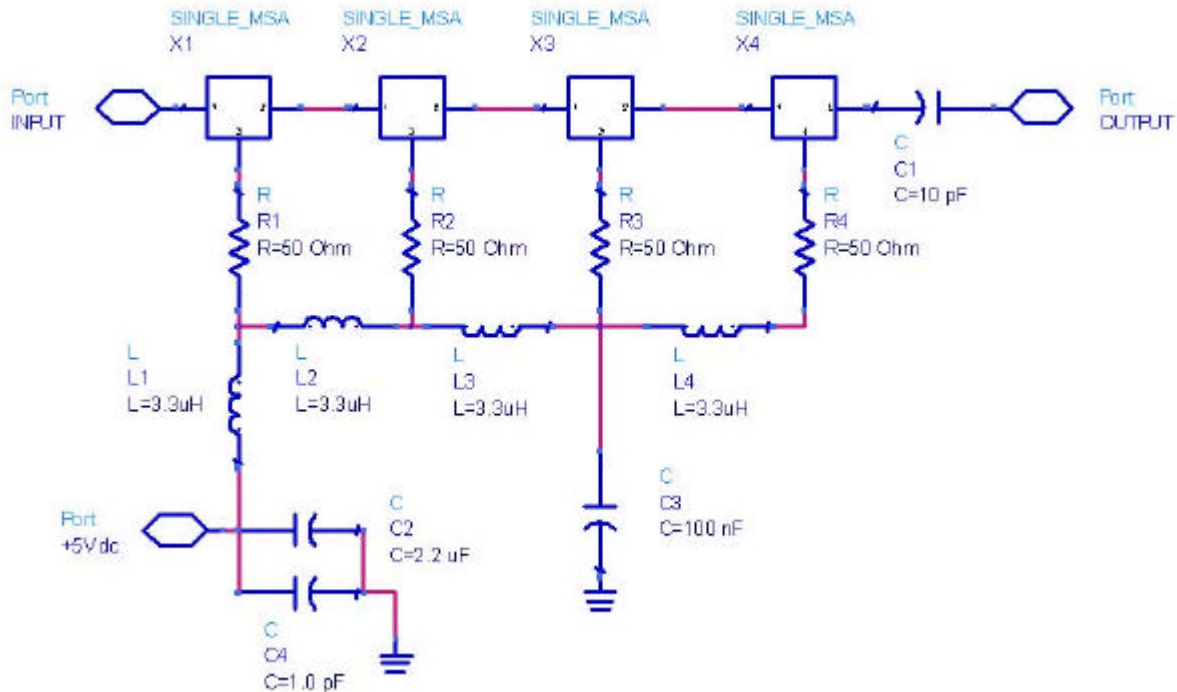
I componenti MLIN rappresentano le linee di interconnessione in microstriscia con impedenza caratteristica pari a  $50\Omega$ .

Il post-amplificatore risulta composto da quattro stadi come il precedente connessi in cascata, ognuno dei quali è dotato del proprio resistore di bias per settare correttamente la corrente di alimentazione del MMIC.

<sup>25</sup> Printed Circuit Board o circuito stampato.

<sup>26</sup> Disponibile sul sito [www.semiconductor.agilent.com](http://www.semiconductor.agilent.com) nella sezione relativa a RF & Microwave.

Il *circuito complessivo* è il seguente:



**Figura 30 : circuito elettrico complessivo del post-amplificatore.**

L'alimentazione a 5V è generata da un regolatore interno in package SMD del tipo KF50BD. Il regolatore può essere alimentato, avendo cura di disaccoppiarne l'alimentazione con condensatore passante da 1000pF, con tensioni continue comprese tra 7 e 10V. La necessità dell'ulteriore capacità di disaccoppiamento C3 verrà discussa più avanti. [7]

Anche in questo caso si è ricorsi allo studio al CAD su PC per l'ottimizzazione del circuito, in particolare delle dimensioni delle linee e della capacità d'ingresso C1, che determina il taglio dell'amplificatore alle basse frequenze<sup>27</sup>. L'MSA 2111 è infatti un componente larga banda, in grado di lavorare con guadagni apprezzabili da 50 MHz a 2 GHz.

---

<sup>27</sup> L'MSA 2111 è infatti un componente larga banda, in grado di lavorare con guadagni apprezzabili da 50 MHz a 2 GHz.



### 1.6.2.1 Simulazione al computer.

Gli esiti della simulazione con ADS sono riportati qui di seguito:

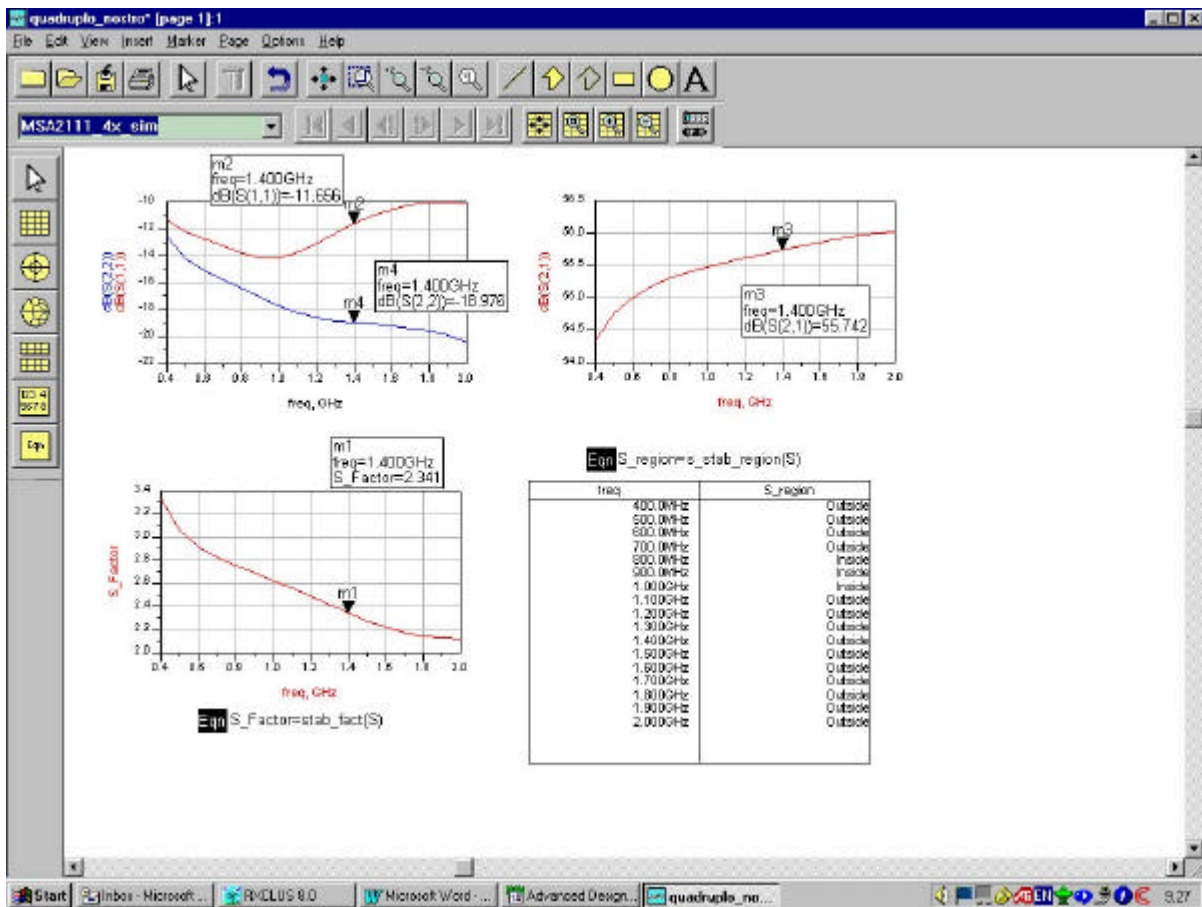
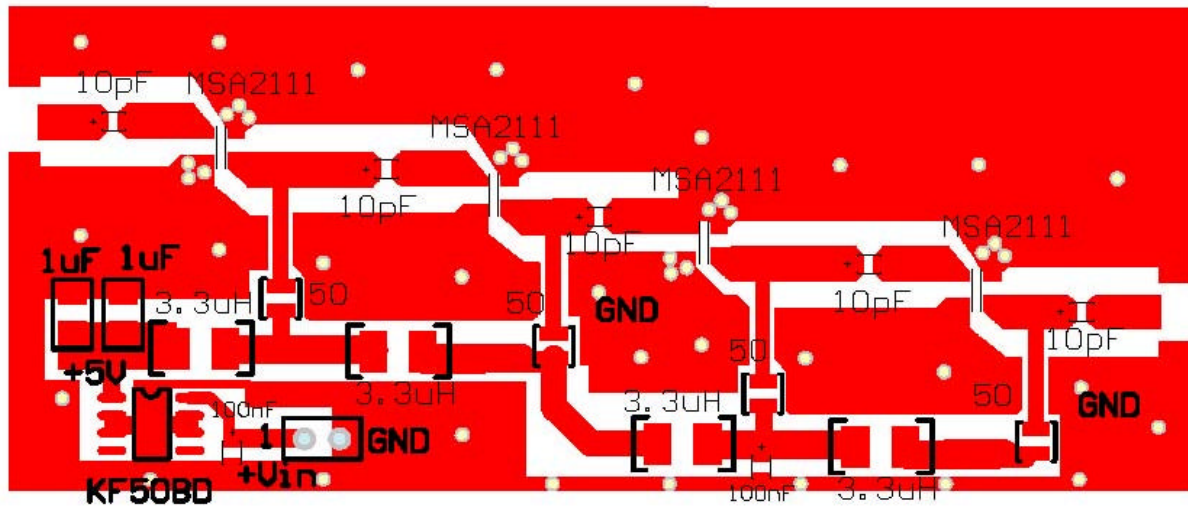


Figura 31 : risultati delle simulazioni del post-amplificatore.

I risultati teorici raggiunti, nel complesso positivi, hanno portato alla realizzazione del circuito su circuito stampato bifaccia con spessore dell'FR4 pari a 1.6mm. Date le frequenze elevate, per ridurre al minimo i parametri parassiti, tutta la componentistica utilizzata è SMD ed i componenti passivi sono in package 0804.

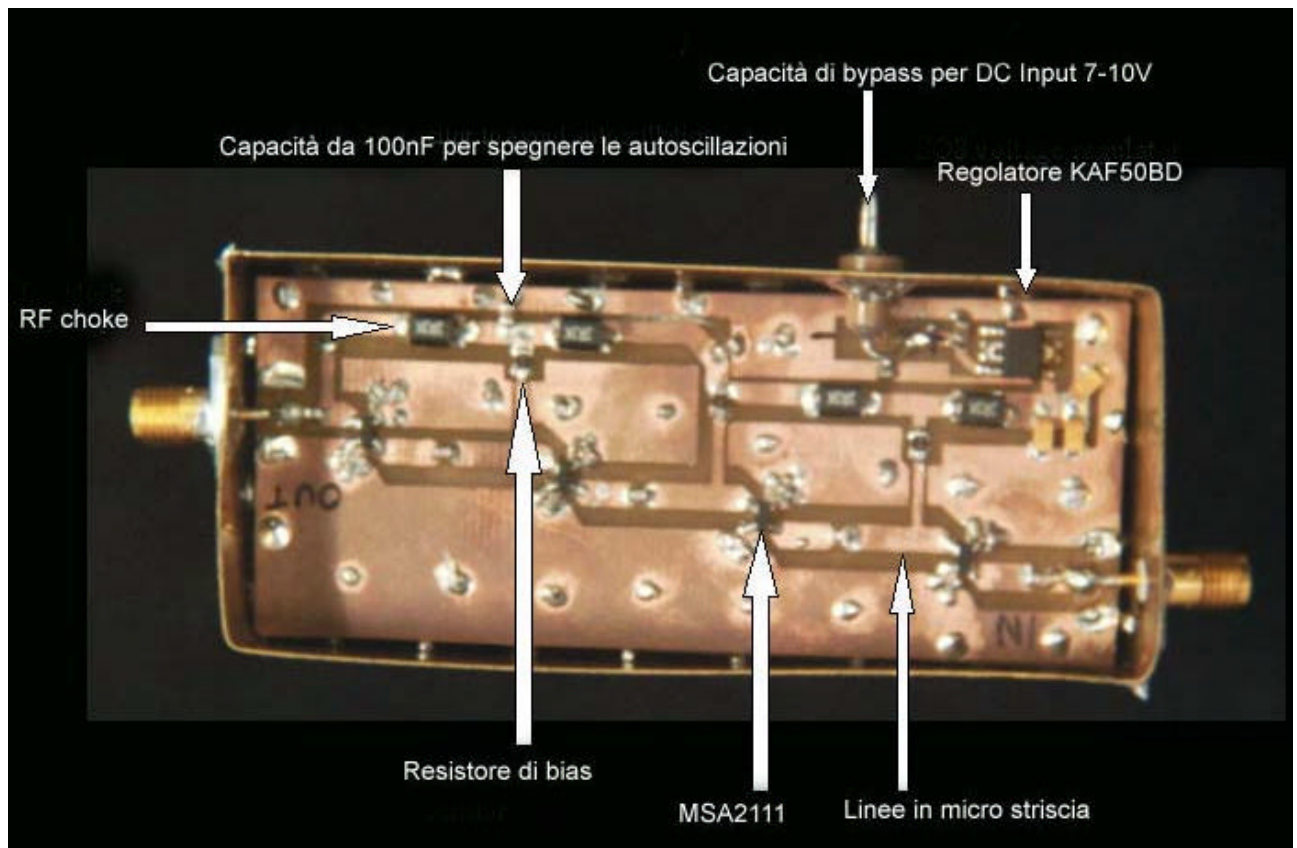
Il *layout* del circuito stampato è il seguente:



**Figura 32 : layout del circuito stampato del post-amplificatore.**

Il circuito è stato poi alloggiato in un contenitore in lamiera d'ottone dotato di connettori SMA.

Si riporta di seguito un'immagine del post-amplificatore assemblato, con indicati i componenti principali:



**Figura 33 : foto del post-amplificatore assemblato.**

Da notare le cosiddette *cuciture di massa*, ovvero connessioni saldate tra piano di massa superiore ed inferiore e tra piano di massa e pareti del contenitore. Queste punti di connessione elettrica devono susseguirsi a distanze non superiori ai 2 cm, ovvero a distanza trascurabile rispetto a

$\lambda = 21$  cm, in modo che le diverse aree di massa del circuito restino saldamente equipotenziali anche alle alte frequenze.

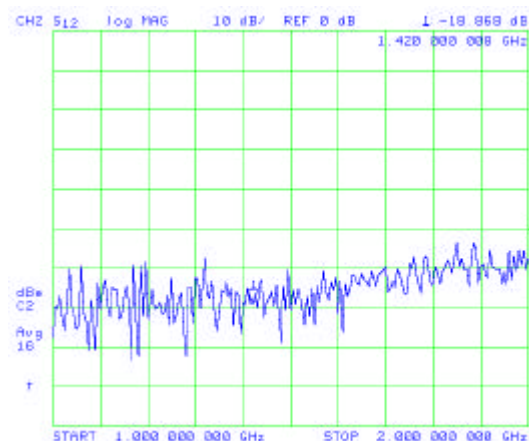
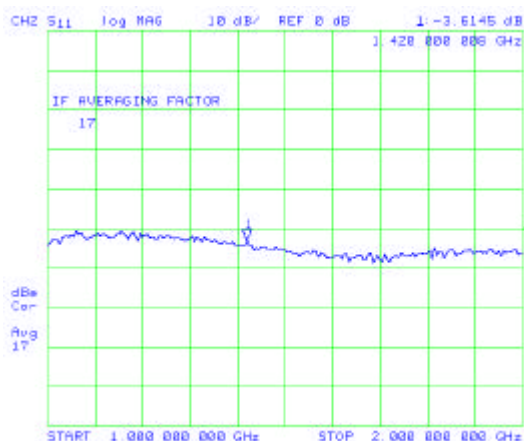
Nel corso delle prime verifiche strumentali risultava subito evidente una residua autoscillazione del circuito. Dopo alcuni tentativi sperimentali, il problema veniva risolto da un'ulteriore capacità di disaccoppiamento ( $C3 = 100\text{nF}$ ) connessa in un punto preciso della catena di alimentazione<sup>28</sup>. Questa soluzione risolve completamente il problema, pur introducendo un minimo di perdita nel guadagno complessivo dell'amplificatore a causa del disadattamento di impedenza provocato dalla sua introduzione tra terzo e quarto stadio.

### 1.6.2.2 Misure.

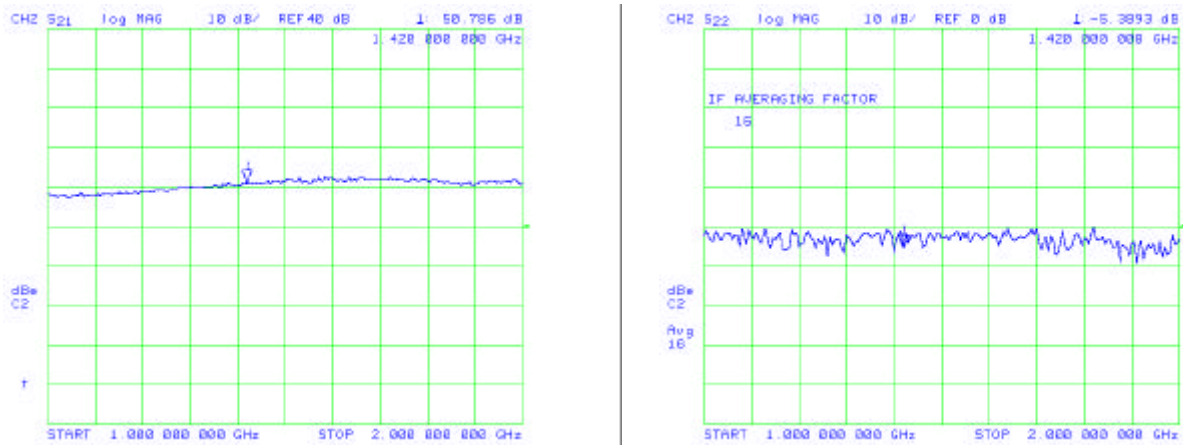
Verificata l'assenza di fenomeni di autoscillazione, mediante analizzatore di spettro HP8559A, si procedeva ad eseguire le misure necessarie ad evidenziare le prestazioni dell'oggetto realizzato.

⇒ Parametri scattering.

Le misure sono state effettuate nell'intervallo 1 - 2 GHz mediante HP 8703A Lightwave/RF Component Analyzer.



<sup>28</sup> Vedi indicazione nella foto precedente del post-amplificatore.



**Figura 34 : misure dei parametri scattering del post-amplificatore.**

Dalle misure effettuate si evince, dunque, che il guadagno complessivo del post-amplificatore realizzato è pari a:  $G = 50.8 \text{ dB}$ .

Anche il disadattamento di ingresso e quello d'uscita (legati ai parametri  $S_{11}$  e  $S_{22}$ ) risultano sufficientemente contenuti.

Nel confrontare i risultati delle simulazioni con le misure ottenute appare evidente, ancora una volta, come il simulatore fornisca risultati teorici migliori di quelli che poi possono essere riscontrati in pratica. Ciò è imputabile alla difficoltà di includere nei modelli adottati tutti i parametri parassiti che sono presenti nel circuito realizzato. In ogni caso il ricorso a priori alla simulazione al computer costituisce sempre un ottimo punto di partenza per progettare ed ottimizzare il circuito RF da realizzare.

Dato il valore del parametro  $S_{11}$  non così elevato, considerato che l'ingresso dell'amplificatore sarebbe collegato al filtro passa banda (anch'esso caratterizzato da un  $S_{22}$  non particolarmente buono), si potrebbe verificare un eccessivo disadattamento d'impedenza tra i due, con conseguenti problemi di degrado del segnale derivanti dall'insorgere di rilevanti riflessioni multiple. Per minimizzare il problema è stato interposto un attenuatore resistivo da  $-3 \text{ dB}$  e  $50\Omega$  d'impedenza caratteristica. La sua funzione è di ridurre l'entità delle riflessioni multiple tra filtro ed ingresso del post-amplificatore, migliorando l'adattamento d'impedenza tra i due componenti.

⇒ Cifra di rumore.

La misura della cifra di rumore (NF) e del guadagno dell'amplificatore è stata effettuata utilizzando nuovamente un EATON 2074 Noise-gain analyzer.

Per una frequenza di  $1420.6100 \text{ MHz}$  la misura ha dato valori di NF compresi entro i  $3.9 \text{ dB}$  con un guadagno di  $50\text{dB}$ .

Considerando che i dati forniti dal costruttore del componente indicano un guadagno teorico di 13dB a 1400 MHz ed un figura di rumore pari a 3.3 dB a 900 MHz, l'amplificatore a quattro stadi presenta caratteristiche apprezzabili rispetto ai due parametri analizzati.

⇒ Linearità.

Anche in questo caso, per la semplicità d'esecuzione della misura, ci si è limitati ad individuare *il punto di compressione a -1 dB*. La strumentazione e la procedura di misura seguita è la stessa del preamplificatore a basso rumore:

Generatore sintetizzato HP8660C.

Power meter HP435B con sonda HP8481A.

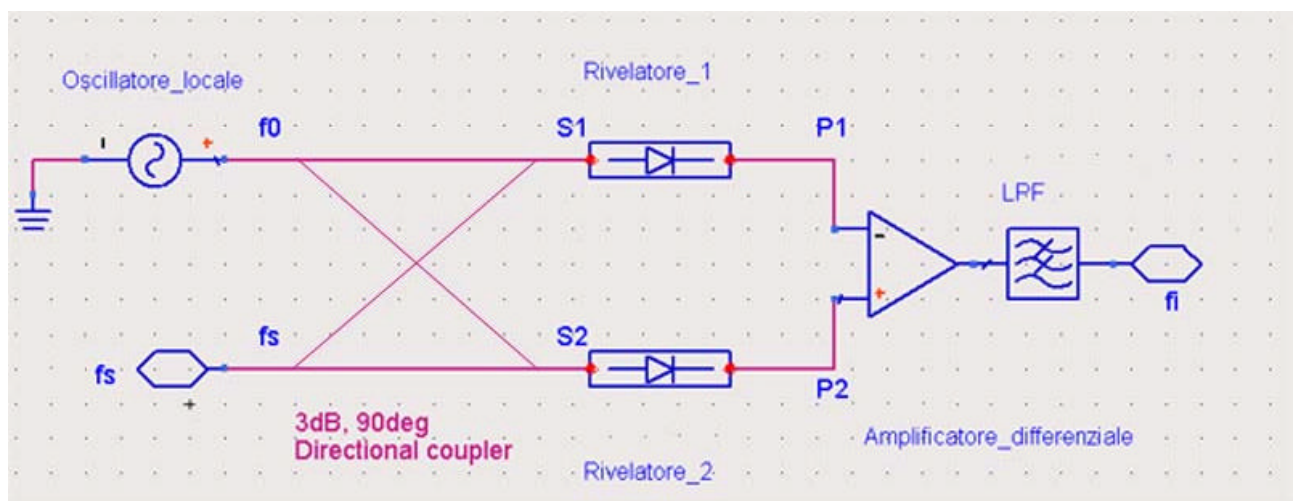
La misura ha fornito il seguente risultato:  $P_{\text{out } -1\text{dB}} = 630\text{mV } (+ 9 \text{ dBm})$

I vantaggi offerti a priori dall'adozione di un dispositivo di media potenza vengono, dunque, confermate dalle misure: i valori relativamente elevati di  $P_{\text{out } -1\text{dB}}$  garantiscono un intervallo di linearità sufficientemente ampio ed una buona resistenza all'intermodulazione dell'amplificatore.

### 1.6.3 Mixer.

Nei ricevitori supereterodina uno degli elementi fondamentali è senza dubbio *il mixer*. Con esso si realizza la conversione di frequenza del segnale radio, concetto base di questa tipologia di ricevitori. Il principio di funzionamento di questo componente sfrutta gli effetti di una non linearità, generalmente realizzata mediante componenti attivi (transistori, FET, ecc.) o più semplicemente con diodi, per ottenere un innalzamento o un abbassamento di frequenza del segnale utile.

Un possibile schema di mixer bilanciato, della tipologia adottata nel presente progetto, è il seguente: [13]



**Figura 35 : schema di principio di mixer bilanciato.**

Il rivelatore a diodo, dato un segnale d'ingresso con potenza  $P_i$  dà un segnale d'uscita con potenza  $P_0 = k \cdot P_i$ , proporzionale dunque al quadrato dell'ampiezza del segnale d'ingresso.

Per una corretta analisi del funzionamento di questo componente è necessario rappresentare i segnali sinusoidali con la loro notazione completa, dato che si deve trattare una non linearità.

$$\text{Segnale generato dall'oscillatore locale}^{29} : f_0 = \sqrt{2} \cdot a_0 \cdot \cos \varpi_0 t$$

$$\text{Segnale radio da convertire} : f_s = \sqrt{2} \cdot a_s \cdot \cos (\varpi_s t + \omega_s)$$

ove, per le precedenti relazioni, il termine  $\sqrt{2}$  rappresenta un semplice fattore di potenza,  $a_s$  ed  $a_0$  sono le ampiezze dei due segnali,  $\varpi_s$  ed  $\varpi_0$  le rispettive pulsazioni, mentre  $\omega_s$  un generico fattore che tenga conto dell'eventuale sfasamento tra i due. Il segnale  $P_1$  sarà pari a :

<sup>29</sup> Le caratteristiche dell'oscillatore locale verranno illustrate in seguito, nel capitolo relativo.

$$P_1 = [a_0 \cdot \cos \varpi_0 t + a_s \cdot \cos (\varpi_s t + \omega_s + \frac{P}{2})]$$

(l'ulteriore sfasamento di  $\frac{P}{2}$  è introdotto dall'accoppiatore direzionale)

La potenza ad esso associata, ricavata dopo il rivelatore, sarà data dall'espressione:

$$P_1 = a_0^2 \cdot \cos^2 \varpi_0 t + a_s^2 \cdot \cos^2 (\varpi_s t + \omega_s + \frac{P}{2}) + 2 a_0 a_s \cos \varpi_0 t \cdot \cos (\varpi_s t + \omega_s + \frac{P}{2})$$

Tenendo presente che :  $\cos^2 \theta = \frac{1 + \cos 2\theta}{2}$  e  $\cos \alpha \cdot \cos \beta = \frac{\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)}{2}$  si perviene

ad una relazione ove, considerato il filtro passa basso in uscita e il fattore in continua<sup>30</sup>, si può esplicitare il solo termine rilevante:

$$P_{01} = \text{termine in continua} + \text{termine in } 2\nu + a_0 a_s \cos [(\varpi_s - \varpi_0)t + \omega_s + \frac{P}{2}] \text{ dunque}$$

$$P_1 = \text{termine in continua} + \text{termine in } 2\nu - a_0 a_s \sin [(\varpi_s - \varpi_0)t + \omega_s]$$

Allo stesso modo, sull'altra porta si otterrà un segnale di potenza analoga ove, però, il termine di sfasamento  $\frac{P}{2}$  si presenta associato al segnale dell'oscillatore locale. Perciò l'espressione della potenza del segnale  $S_2$  risulta:

$$P_2 = \text{termine in continua} + \text{termine in } 2\nu + a_0 a_s \sin [(\varpi_s - \varpi_0)t + \omega_s]$$

Il segnale d'uscita  $f_I$ <sup>31</sup> è dato dalla relazione:

$$f_I = ?P_1 - P_2 ? = k \cdot a_0 a_s \sin [(\varpi_s - \varpi_0)t + \omega]$$

ove la costante k ingloba le costanti di proporzionalità dei rivelatori, perdite dell'accoppiatore, ecc.

---

<sup>30</sup> Verranno eliminati da capacità in serie poste all'ingresso dello stadio seguente del ricevitore.

<sup>31</sup> Spesso viene utilizzato il pedice I per indicare il segnale di *media frequenza* (Intermediate Frequency), cioè il segnale ottenuto dopo la conversione. Lo stadio del ricevitore che segue un mixer di conversione viene spesso indicato proprio con *IF* o *media frequenza*.



Il risultato ottenuto è interessante perché l'uscita del circuito è un segnale di ampiezza proporzionale ad  $a_s$  (del segnale RF da trattare) ma a frequenza d'oscillazione inferiore. Inoltre, giocando sui fattori  $a_0$  e  $k$  è anche possibile introdurre un guadagno nell'operazione di conversione di frequenza.

La breve trattazione matematica precedente rende evidente quale sia lo svantaggio più importante nella realizzazione di *ricevitori a conversione diretta*, ovvero di ricevitori ove si operi una sola conversione direttamente dalla frequenza di ingresso a quella finale, sulla quale verranno poi effettuate le operazioni successive tese ad estrarre le informazioni utili associate al segnale in alta frequenza. Si tratta del problema della eliminazione della cosiddetta *frequenza immagine*, che nasce quando all'ingresso del ricevitore si trovano più segnali ad alta frequenza<sup>32</sup>. Osservando che il segnale convertito è direttamente proporzionale al modulo della differenza tra il segnale d'ingresso d'interesse ( $f_s$ ) ed il segnale generato dall'oscillatore locale ( $f_0$ ), il seguente esempio illustrerà il problema della *reiezione della frequenza immagine*. [13]

Si supponga che all'ingresso del ricevitore siano presenti due segnali:

segnale d'ingresso (1) a  $f_1 = f_s = (f_0 + \Delta_f)$  e segnale d'ingresso (2) a  $f_2 = (f_0 - \Delta_f)$

I due segnali verranno convertiti dal mixer, operante con un oscillatore locale a frequenza  $f_0$ , rispettivamente come:

$$f_{I1} = |f_1 - f_0| = |f_0 + \Delta_f - f_0| = \Delta_f \quad \text{e} \quad f_{I2} = |f_2 - f_0| = |f_0 - \Delta_f - f_0| = \Delta_f$$

Entrambi i segnali di ingresso verrebbero convertiti alla stessa frequenza intermedia pertanto non sarebbe possibile discernere quale dei due ha generato il segnale IF. Oppure, in presenza di un segnale convertito in IF non si è in grado di dire se esso sia stato generato dal segnale a frequenza  $f_0 + \Delta_f$  oppure dalla sua immagine a frequenza  $f_0 - \Delta_f$ .

---

<sup>32</sup> Questa rappresenta certamente la normale condizione operativa di un qualunque ricevitore radio, indipendentemente da quale sia l'impiego per il quale è stato progettato, perlomeno a causa del fatto che si troverà certamente ad operare in un ambiente soggetto ad *inquinamento elettromagnetico*.



Nei ricevitori supereterodina convenzionali, ove a seconda della frequenza d'ingresso, vengono operate più conversioni a IF via via decrescenti, la frequenza del segnale da convertire e quella dell'oscillatore locale sono sempre sufficientemente distanti da consentire l'interposizione di un filtro passa-basso che attenui di varie decine di dB le eventuali frequenze immagine, risolvendo il problema.

Nell'applicazione presente ciò non è tecnicamente fattibile. Infatti, volendo lavorare con segnali radio a frequenza  $f_s = 1420$  MHz convertiti ad una IF pari a 5 MHz l'oscillatore locale deve essere a  $f_0 = 1415$  MHz. La distanza tra  $f_s$  e la sua immagine risulta essere di soli 10 MHz ed è impensabile realizzare filtri a queste frequenze con pendenze tali da garantire un'attenuazione sufficiente.

Per aggirare il problema si dovrà ricorrere ad un piccolo artificio, evidenziato nel seguente esempio.

$f_i$  del segnale ricevuto = 5 MHz ,  $f_0 = 1415$  MHz  $\rightarrow$  Il segnale radio potrebbe avere una frequenza  $f_s = 1420$  MHz oppure  $f_s = 1410$  MHz

Aumentando la frequenza dell'oscillatore locale di 1 MHz si possono verificare due casi:

Se la frequenza del segnale radio ricevuto era 1420 MHz  $\rightarrow f_i = |1420 - 1416| = 4$  MHz.

Se la frequenza del segnale radio ricevuto era 1410 MHz  $\rightarrow f_i = |1410 - 1416| = 6$  MHz

Osservando dunque se al crescere della frequenza dell'oscillatore locale, il segnale in uscita dal ricevitore aumenta o diminuisce di frequenza, è possibile stabilire rapidamente ed in modo piuttosto semplice quale sia esattamente la frequenza del segnale radio fornito all'ingresso del ricevitore.

Per il ricevitore in esame, la scelta è ricaduta su di un mixer bilanciato a diodi della Mini Circuits, modello ZFM2000. Le sue caratteristiche elettriche principali sono riportate di seguito:



+7 dBm LO, up to +1 dBm RF

MODEL NO.	FREQUENCY MHz		CONVERSION LOSS dB				LO-RF ISOLATION, dB					LO-IF ISOLATION, dB					CASE STYLE	CONNECTION	PRICE \$		
	LO/RF $f_l$ - $f_u$	IF	Mid-Band		Total Range	L	M	U	L	M	U	L	M	U	Note B						
			$\bar{x}$	$\sigma$												Max.				Max.	Typ.
ZEM-2B	10-1000	DC-1000	5.74	.07	7.0	8.5	55	50	30	25	25	20	55	45	30	20	25	20	V37	ad	59.95
ZEM-4300	300-4300	DC-1000	6.65	.06	—	9.5	40	20	—	—	30	17	15	8	—	—	15	8	V37	af	79.95
ZFM-1W	10-750	DC-750	5.42	.14	7.0	8.0	50	45	45	30	35	25	45	40	40	25	27	20	K18	ad	51.95
ZFM-2	1-1000	DC-1000	5.72	.06	7.5	8.5	50	45	40	25	30	25	45	40	35	25	25	20	K18	ad	53.95
ZFM-3	0.04-400	DC-400	4.78	.03	7.0	8.0	60	50	50	35	35	25	55	40	45	30	35	25	K18	ad	61.95
ZFM-4	5-1250	DC-1250	5.70	.34	7.5	8.5	50	45	40	30	30	25	45	40	35	25	25	20	K18	ad	61.95
ZFM-5X	1-1500	1-1000	5.9	.10	7.0	9.0	60	40	40	20	28	17	60	45	45	25	38	20	K18	ae	59.95
ZFM-11	1-2000	5-600	7.03	.17	8.5	9.0	50	45	35	25	25	20	45	40	27	20	25	20	K18	ad	89.95
ZFM-12	800-1250	50-90	5.67	.12	—	7.5	35	25	35	25	35	25	30	20	30	20	30	20	K18	ad	79.95
ZFM-2000	100-2000	DC-600	7.49	.20	9.5	9.5	—	—	37	20	—	—	—	—	—	30	20	K18	ad	71.95	
ZFM-4212	2000-4200	DC-1300	5.44	.088	—	8.5	—	—	25	17	—	—	—	—	18	10	—	—	K18	ad	54.95
ZAM-42	1500-4200	DC-500	5.67	.11	—	8.5	25	14	25	14	25	14	18	10	18	10	18	10	F14	af	54.95

L = low range [ $f_l$  to  $10 f_l$ ]

M = mid range [ $10 f_l$  to  $f_u/2$ ]  
m = mid band [ $2f_l$  to  $f_u/2$ ]

U = upper range [ $f_u/2$  to  $f_u$ ]

Figura 36 : caratteristiche del mixer bilanciato utilizzato.

E' stato scelto un mixer a diodi, piuttosto che realizzarne uno con un componente attivo (dual gate GaAsFET o simili), volendo privilegiare la maggior resistenza all'intermodulazione di questa categoria di mixers, anche pagando una certo livello di attenuazione (cioè di perdita) sul segnale radio convertito. [14]

### 1.6.4 Oscillatore locale.

Compito di questo componente del ricevitore è di generare un segnale sinusoidale di potenza opportuna da inviare al mixer. La caratteristica di maggior interesse, nel caso di un'applicazione in un ricevitore radioastronomico che debba effettuare spettroscopia ad alta risoluzione, è senza dubbio la *stabilità in frequenza*. La banda in uscita dal ricevitore, infatti, viene scomposta in frequenza in fettine ampie 20 Hz, ciascuna delle quali subisce poi un'analisi alla ricerca di portanti monocromatiche stabili in frequenza o caratterizzate da determinate derive<sup>33</sup>.

<sup>33</sup> Si rimanda al capitolo riguardante il software di analisi dei dati.

Dalle relazioni riportate nella sezione dedicata al mixer, risulta evidente come il segnale fornito in uscita dal ricevitore sia fortemente influenzato anche dalle caratteristiche del segnale di oscillatore locale; se quest'ultimo dovesse essere affetto da deriva in frequenza, ciò si ripercuoterebbe in eguale misura sul segnale d'uscita e non vi sarebbe modo di discernere se ciò che si sta osservando è un segnale che deriva in frequenza per cause proprie o se a cause dell'instabilità dell'oscillatore stesso. Naturalmente tutti gli oscillatori, per quanto sofisticati, sono caratterizzati da una variazione della propria frequenza nel tempo. E' necessario, però, che tale variazione sia di entità trascurabile rispetto alle caratteristiche dell'analisi spettroscopica che si vuole effettuare e principalmente alla larghezza di canale adottata.

Il generatore sintetizzato impiegato come oscillatore locale (8660C con opzione 001: alta stabilità) utilizza un oscillatore di riferimento OCXO<sup>34</sup>. La stabilità in frequenza del segnale d'uscita del generatore è sostanzialmente la stessa garantita dall'oscillatore di riferimento. Le caratteristiche di quello utilizzato sono le seguenti:

$f = 10\text{MHz}$ , stabilità:  $\pm 3$  parti in  $10^8$  per 24 ore dopo 72 ore di accensione,  $\pm 3$  parti in  $10^9$  per 24 ore dopo 30 giorni di accensione. [5]

Alla frequenza di osservazione di 1420MHz ciò si traduce in una stabilità intrinseca del ricevitore di  $\pm 3$  Hz in 24 ore (dopo 30 giorni d'accensione). Questo valore, lavorando con larghezze di canale di 20 Hz risulta accettabile. Qualora si volesse aumentare la risoluzione dell'analisi spettrale, riducendo la larghezza di canale, bisognerebbe ricorrere ad oscillatori locali caratterizzati da maggior stabilità sul lungo termine, come gli oscillatori al rubidio o gli oscillatori stabilizzati da segnali di riferimento esterni GPS<sup>35</sup>.

Date le caratteristiche del mixer adottato, che accetta segnali di oscillatore locale fino a +7 dBm, il livello di potenza del segnale generato dal sintetizzatore è stato fissato a +3 dBm.

---

<sup>34</sup> Oven Controlled Crystal Oscillator : un oscillatore a quarzo con cristallo racchiuso in un fornetto di stabilizzazione che lo mantiene ad una temperatura costante.

<sup>35</sup> Per maggiori dettagli si rimanda al capitolo sugli sviluppi futuri.

## 1.6.5 Filtri IF passa basso.

La funzione del primo filtro passa basso è stata illustrata nel paragrafo precedente. Esso provvede ad eliminare i prodotti di intermodulazione di frequenza elevata generati nel mixer, selezionando il solo segnale di frequenza più bassa determinando, dunque, una conversione verso il basso del segnale d'antenna. Per tale funzione è stato utilizzato un filtro commerciale della Mini Circuits le cui caratteristiche elettriche sono riportate di seguito. [14]

# FILTERS

50 & 75 Ω

Plug-In

Low Pass DC to 1000 MHz



MODEL NO.	PASSBAND, MHz (loss < 1 dB)	f <sub>c0</sub> , MHz Nom. (loss 3 dB)	STOP BAND, MHz		VSWR		CASE STYLE Note B	CONNECTION	PRICE \$ Qty. (1-9)
			(loss > 20dB)	(loss > 40 dB)	Passband Typ.	Stopband Typ.			
PLP-1.9**	DC-1.9	2.5	3.4-4.7	4.7-200	1.7:1	18:1	A01	cr	13.95
PLP-2.5**	DC-2.5	2.75	3.8-5.0	5.0-200	1.7:1	18:1	A01	cr	14.95
PLP-5	DC-5	6	8-10	10-200	1.7:1	18:1	A01	cr	11.45
■ PLP-7-75	DC-7	8	11-15	15-200	1.7:1	18:1	A01	cr	12.95
→ PLP-10.7	DC-11	14	19-24	24-200	1.7:1	18:1	A01	cr	11.45
■ PLP-10.7-75	DC-11	14	19-24	24-200	1.7:1	18:1	A01	cr	12.95
PLP-15	DC-15	17	23-32	32-200	1.7:1	18:1	A01	cr	11.45
■ PLP-15-75	DC-15	17	23-32	32-200	1.7:1	18:1	A01	cr	12.95
PLP-21.4	DC-22	24.5	32-41	41-200	1.7:1	18:1	A01	cr	11.45
■ PLP-21.4-75	DC-22	24.5	32-41	41-200	1.7:1	18:1	A01	cr	12.95
PLP-30	DC-32	35	47-61	61-200	1.7:1	18:1	A01	cr	11.45
■ PLP-30-75	DC-32	35	47-61	61-200	1.7:1	18:1	A01	cr	12.95

Figura 37 : caratteristiche dei filtri passa basso a 10MHz impiegati.

Lo stesso tipo di filtro viene interposto tra l'amplificatore IF e l'uscita stessa del ricevitore in modo da limitare la banda complessiva del ricevitore stesso e filtrare ulteriormente eventuali segnali residui a frequenze superiori a 10 MHz.

## 1.6.6 Amplificatore di IF.

Dopo l'operazione di abbassamento di frequenza è opportuno, anche per compensare le perdite intrinseche del mixer passivo a diodi, amplificare ulteriormente il segnale prima di renderlo disponibile in uscita.

Questa operazione viene effettuata sull'intera banda che va dalla DC a 10 MHz. Dato che in tale intervallo di frequenze è relativamente facile che siano presenti forti segnali interferenti (emissioni broadcasting AM, oscillatori di apparecchiature domestiche, ecc.) bisogna aver cura di impiegare un amplificatore molto resistente ai fenomeni di intermodulazione provocati da tali segnali interferenti che, nonostante le precauzioni di schermatura e filtraggi precedenti adottate, possono a volte entrare direttamente in media frequenza causando distorsioni dannose.

E' per tale ragione che si è optato per l'amplificatore ZHL32 della Mini Circuits. Esso garantisce un guadagno costante su tutta la banda d'interesse associato ad una grande resistenza all'intermodulazione, senza perdere troppo in termini di figura di rumore.

Le sue caratteristiche sono riportate di seguito: [14]

# AMPLIFIERS

Coaxial

## MEDIUM HIGH POWER 50 kHz to 8 GHz



✦ ZVE



ZHL-case T34



ZHL-case S32



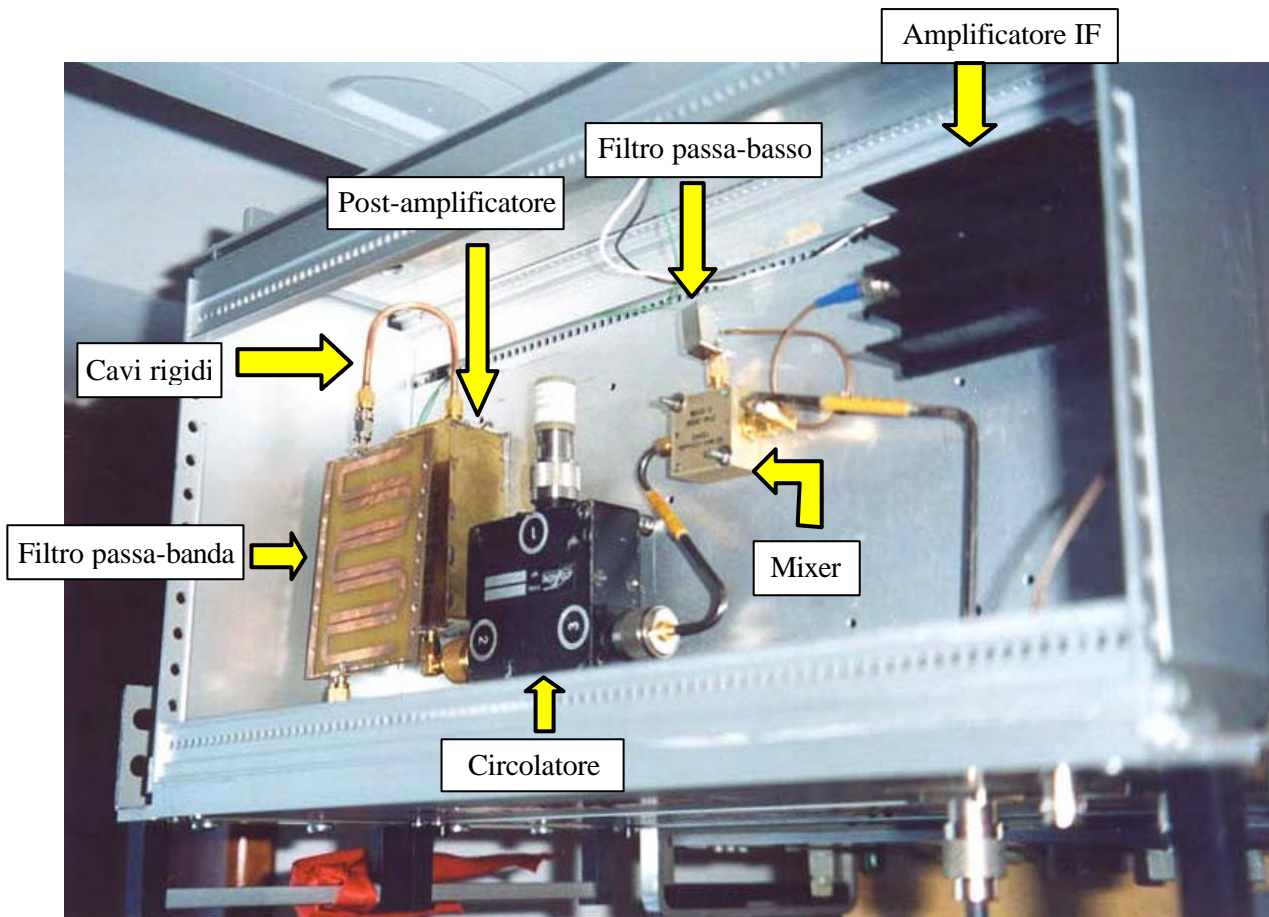
ZHL-42

up to 1W (+30 dBm) output

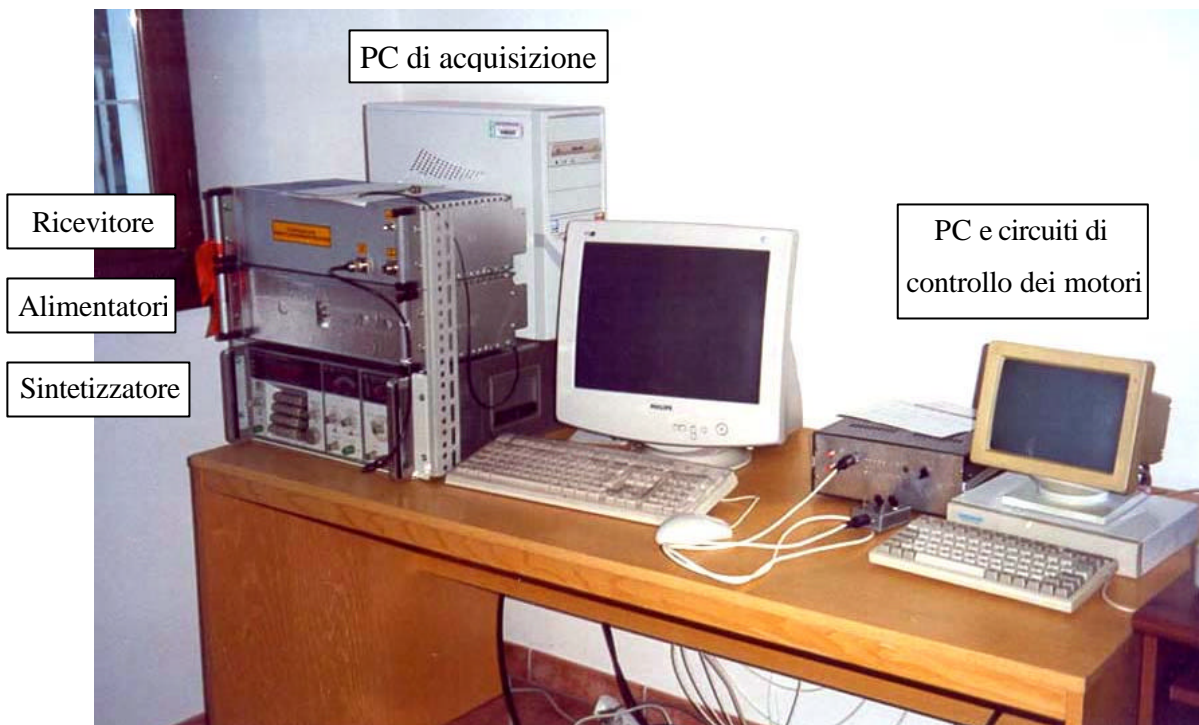
MODEL NO.	FREQ. (MHz) $f_c - f_h$	GAIN (dB)		MAXIMUM POWER (dBm)		DYNAMIC RANGE		VSWR Max.		DC POWER		CASE STYLE Note B	CONNECTION Qty. (1-9)	PRICE \$
		Min.	Flatness Max.	Output (1 dB Comp.) Min.	Input (no damage)	NF (dB) Typ.	IP3 (dBm) Typ.	In	Out	Volt (V)	Current (A)			
✦ ZVE-8G	2000-8000	30	±2.0	+30✦	+20	4	40	2:1	2:1	12	2.0	BN333	—	1095.00
ZHL-1A	2-500	16	±1.0	+28	+20	11	+38	2:1	2:1	24	0.60	S32	—	229.00
ZHL-2	10-1000	16	±1.0	+29	+15	9	+38	2:1	2:1	24	0.60	T34	—	349.00
ZHL-2-8	10-1000	27	±1.0	+29	+5	10	+38	2:1	2:1	24	0.60	T34	—	525.00
ZHL-211	800-950	20	±0.4	+29	+15	8	+38	1.8:1	1.8:1	24	0.60	T34	—	295.00
▲ ZHL-2-12	10-1200	24	±1.0	+29*	+10	4*	+38	2:1	2:1	24	0.75	T34	—	625.00
ZHL-3A	0.4-150	24	±1.0	+29.5	+10	11	+38	2:1	2:1	24	0.60	S32	—	229.00
ZHL-32A	0.05-130	25	±1.0	+29	+10	10	+38	2:1	2:1	24	0.60	S32	—	229.00
ZHL-42	700-4200	30	±1.0*	+28	+5	10	+38	2.5:1	2.5:1	15	0.88	U36	—	895.00

Figura 38 : caratteristiche dell'amplificatore IF adottato.





**Figura 39 : Ricevitore assemblato.**



**Figura 40 : Sistema di ricezione, analisi dei dati e controllo d'antenna completo.**

## Capitolo 2

Nella prima parte di questo capitolo si descrive il sistema di acquisizione dati, realizzato tramite l'utilizzo di una scheda di conversione analogico-digitale e di un personal computer. Questa scelta ha consentito di ottenere, come vedremo in seguito, un sistema di analisi ad alta risoluzione, costo relativamente contenuto, semplice da assemblare e d'uso abbastanza semplice. In seguito verrà illustrato per sommi capi il problema dell'elaborazione dei dati provenienti dal sistema ricevente, argomento del capitolo precedente.

La messa a punto del sistema d'acquisizione, lo sviluppo dei software di controllo per la ricerca S.E.T.I. e radioastronomica è stato condotto da Giuseppe Fornero ed è argomento della sua tesi di Diploma di Laurea in Telecomunicazioni presso il Politecnico di Torino<sup>36</sup>. [ 9 ]

Per l'attività di ricerca S.E.T.I., la prima elaborazione in tempo reale dei dati provenienti dalla scheda A-D, viene eseguita dall'applicazione software Sentinel V, sviluppata all'osservatorio Radioastronomico di Medicina (BO). Lo scopo di questo programma non è solo di evidenziare un segnale possibile candidato di origine extra-terrestre, ma anche di memorizzare su memoria di massa i dati acquisiti, trattati mediante la trasformata di Fourier ed opportunamente compattati. Questo consentirà di effettuare fuori linea ulteriori e più accurate analisi.

Infine viene illustrata un'altra applicazione software, finalizzata alla rivelazione di segnali provenienti da sorgenti radio astronomiche, sviluppata ex-novo. In pratica l'obiettivo di questo programma è di poter utilizzare il sistema ricevente anche come normale radiotelescopio.

### 2.1 Sistema di acquisizione ed elaborazione.

Come già accennato nell'introduzione di questo capitolo, il sistema realizzato per la ricerca S.E.T.I. prevede l'uso di una scheda A/D, di un personal computer e di un software di analisi spettrale appositamente scritto all'osservatorio radioastronomico di Medicina(BO). Un analizzatore di spettro implementato in questo modo offre sicuramente dei notevoli vantaggi, fra i quali ricordiamo : [3]

- ✓ Facilità di realizzazione.
- ✓ Costo relativamente contenuto.
- ✓ Flessibilità del sistema.
- ✓ Elevata risoluzione.

In generale la facilità di realizzazione dipende soprattutto dalla reperibilità delle routines software

---

<sup>36</sup> Per una trattazione completa ed esauriente di questi argomenti si rimanda alla tesi citata.

di controllo del convertitore A/D che si vuole utilizzare. Ovviamente l'implementazione di tale sistema sarebbe leggermente più gravosa qualora si decidesse di scrivere un software dal nulla.

Il costo di questo sistema invece, assumendo di utilizzare un Personal Computer di fascia media reperibile sul mercato, dipende essenzialmente dalla scheda A/D che si decide di utilizzare, ed è proporzionale alle prestazioni che si vogliono ottenere, in termini di banda analizzabile e di risoluzione ottenibile dello spettro.

Infine, l'implementazione su calcolatore mediante scheda A/D consente al sistema di essere totalmente aperto a modifiche future, permettendo di produrre file di uscita in un nuovo formato (al fine di rendere compatibili tra loro sistemi diversi e di poter utilizzare eventuali programmi di post-processing già esistenti) o l'implementazione di metodi alternativi alla FFT per l'analisi dei segnali. Proprio questa flessibilità ha permesso, tramite la realizzazione di un software apposito, di utilizzare il sistema ricevente per una applicazione diversa da quella SETI: la realizzazione di un radiotelescopio in grado di ricevere alcune tra le più intense radiosorgenti cosmiche.

L'unico svantaggio significativo ai fini delle applicazioni previste è l'impossibilità di ottenere prestazioni paragonabili ad un sistema custom appositamente realizzato in hardware, cioè con schede di processori DSP per il calcolo della FFT e per l'esecuzione delle operazioni matematiche più gravose. [9]

### 2.1.1 Scelta della scheda di acquisizione.

La scheda A/D riveste un ruolo molto importante visto che, come abbiamo già detto, è da lei che dipenderanno il costo e le prestazioni del nostro sistema. Nella tabella 2.1 vengono riassunte le caratteristiche da tenere presente nella scelta della scheda.

<b>Specifica</b>	<b>Descrizione</b>
Numero di canali	Esprime il numero di canali sui quali la scheda e' in grado di realizzare un campionamento simultaneo
Bit Resolution	Esprime la risoluzione del quantizzatore
Sample Rate	Massima frequenza di campionamento
Buffer	Esprime la quantità' di memoria a bordo della scheda.
Bus	Esprime il tipo di Bus utilizzato
Costo	Costo della scheda al 2001

**Tabella 8 : parametri caratteristici delle schede di conversione A/D.**



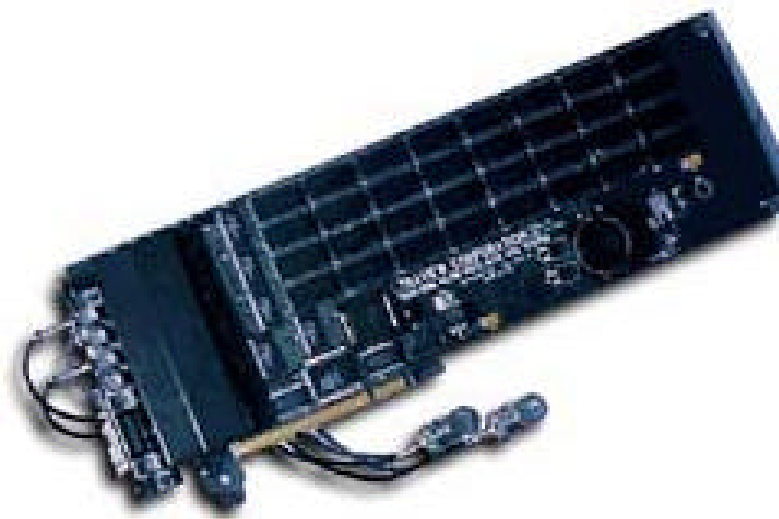
Dopo alcune valutazioni delle possibilità offerte dal mercato, la scelta è ricaduta sulla AD1280DX prodotta dall'azienda americana Ultraview.

Le sue caratteristiche principali sono:

<b>Produttore</b>	<b>Modello</b>	<b>N. Ch.</b>	<b>Bit Resol.</b>	<b>Sample Rate</b>	<b>Buffer</b>	<b>Bus</b>	<b>Costo</b>
Ultraview	AD1280DX	2	12	80 MHz → 1 Ch 40 MHz → 2 Ch	4MB RAM	PCI	4,000\$

**Tabella 9 : dati tecnici della scheda A/D utilizzata.**

La scheda viene installata su di un comune slot per bus PCI sulla mother board del PC ed è visibile nell'immagine seguente:



**Figura 41 : Scheda di acquisizione AD128DX.**

I dati salienti, dichiarati dal costruttore, sono i seguenti:

<b>Caratteristiche</b>	<b>Descrizione</b>
Numero di canali	2
Risoluzione del quantizzatore	12 bit
Rapporto Segnale/Rumore	66 dB a 40 MHz di frequenza di campionamento 68 dB a tutte le altre frequenze inferiori
Impedenza di ingresso	600 Ohm in parallelo ad una capacità di 15pF
Intervallo del segnale analogico da campionare	Da -3V a +3V
Connettori del segnale di ingresso	2 connettori standard MSB
Capienza della memoria a bordo della scheda	1 MegaSamples per ogni canale
Massima frequenza di campionamento	80 MegaSamples (con un solo canale) 40 MegaSamples (con entrambi i canali)
Velocità' di memorizzazione continua su disco	Dai 500.000 ai 2 MegaSamples per secondo (questo valore è dipendente dalla velocità del disco rigido)
Periodo di campionamento	12.5 ns (80 MHz) 25 ns (40 MHz) fino a 6.375 µs con passi di 25 ns.

**Tabella 10 : caratteristiche elettriche della scheda A/D utilizzata.**

### 2.1.2 Il Personal Computer

Il PC adottato per la gestione del convertitore A/D e per l'analisi dei dati è una macchina di fascia media (al Luglio 2001) ed ha le seguenti caratteristiche:

<b>Caratteristica</b>	<b>Descrizione</b>
Microprocessore	Pentium III
Frequenza di Clock	850MHz
Capacità disco rigido	10 GigaBytes
Memoria RAM	256 MegaBytes
Sistema Operativo	Windows NT (Vers. 4.0)

**Tabella 11 : caratteristiche principali del PC di acquisizione.**

## 2.2 Sentinel V – Software per ricerca SETI

Il software Sentinel V è stato sviluppato con l'intento di realizzare un analizzatore di spettro su personal computer di prestazioni paragonabili a quelle di strumenti *custom* per spettroscopia ad alta risoluzione ed ampia banda, ma cercando di tener presente allo stesso tempo gli aspetti di flessibilità e costi contenuti illustrati poco sopra. [9]

L'analizzatore di spettro Sentinel nacque, in realtà, con lo scopo di monitorare e catalogare nel modo più accurato le interferenze elettromagnetiche che inquinano le bande radio destinate alla ricerca radioastronomica. Con la versione V si è giunti ad un sistema in grado di analizzare un massimo di un milione di canali, su di una banda di 0.91 MHz. Selezionando bande più ampie, il numero di canali analizzati diminuisce a circa la metà, se si vuole continuare ad operare un'analisi in tempo reale. Le bande selezionabili via software sono: 1, 2, 5, 10 MHz.

Il pannello di controllo del programma, visibile nelle figure 45, 46 e 47, riporta una serie di comandi a fianco della visualizzazione dello spettro di tipo *waterfall display*: lo schermo riporta sull'asse orizzontale la banda di frequenza analizzata e su quello verticale il tempo, che scorre dall'alto verso il basso.

Il primo di essi permette di effettuare un'autocalibrazione dell'analizzatore, da operare con l'ingresso della scheda A/D sconnesso dal ricevitore, al fine di eliminare il più possibile eventuali disturbi e righe spurie generate dal PC stesso.

Altri due comandi fondamentali sono il *threshold factor* e la *box car*. Il primo stabilisce un livello di potenza di soglia al di sotto del quale un qualunque segnale radio proveniente dal ricevitore viene ignorato e non dà origine ad alcun punto visualizzato sullo schermo. La seconda, invece, seleziona la lunghezza di una sorta di buffer nel quale i dati campionati e trasformati dalla FFT vengono immagazzinati: su di essi si opereranno delle medie pesate che hanno lo scopo di compensare la risposta in frequenza non omogenea su tutta la banda che il ricevitore presenta inevitabilmente.

Dalla combinazione dei valori di questi due parametri dipenderà la capacità del sistema di essere più sensibile a segnali deboli ma, allo stesso tempo, più vulnerabile a forti segnali interferenti o viceversa. La scelta opportuna dei parametri andrà fatta sulla base delle condizioni di inquinamento elettromagnetico locale del luogo ove sorge l'osservatorio.

Infine, i comandi di *Acquire* e *Save* consentono di far partire l'acquisizione e di memorizzare su file i dati analizzati.

Va sottolineato che il programma salva i dati delle acquisizioni in formato *Serendip*<sup>37</sup>. Ciò consente di usufruire di una serie di programmi di post-elaborazione già sviluppati, che consentono di ridurre ulteriormente i dati registrati eliminando automaticamente segnali interferenti di origine terrestre (che si presentano generalmente in forma di righe orizzontali, verticali, rumore a larga banda, ecc.). Operata questa prima riduzione dei dati, la post-elaborazione prosegue andando a ricercare segnali candidati E.T.I. come portanti monocromatiche affette da spostamenti in frequenza riconducibili ad effetto Doppler.

## 2.3 Software per ricerca radioastronomica

Nello sviluppo di un programma per l'acquisizione di dati relativi a sorgenti radioastronomiche è necessario aver ben presente quale è la natura del segnale emesso che si deve rivelare. Si tratta di radiazione elettromagnetica emessa naturalmente da molti corpi celesti in base a specifici meccanismi fisici (emissione termica, emissione di sincrotrone, ecc.). Come ogni fenomeno di radiazione elettromagnetica naturale, il segnale radio che ne risulta è di tipo aleatorio incoerente, a polarizzazione generalmente casuale e distribuzione delle intensità di tipo gaussiano. Negli effetti è sostanzialmente identico al rumore termico prodotto da una resistenza che si trovi alla temperatura T, che genera ai suoi capi una potenza di rumore pari a:

$$N = kTB$$

ove B è la larghezza di banda dello strumento di misura e k è la costante di Boltzmann pari a  $1.38 \cdot 10^{-23}$  J/K. [3]

Uno dei problemi fondamentali per la corretta rivelazione e misura del rumore cosmico, che in questo caso costituisce il *segnale utile*, risiede nel fatto che esso è generalmente di entità molto ridotta. Tipicamente gli incrementi di rumore prodotti da una radiosorgente in un radiotelescopio amatoriale sono molto minori del rumore di fondo dello strumento stesso e della stessa temperatura di antenna.

Ecco che allora si dovrà ricorrere a manipolazioni del segnale ricevuto tese ad evidenziare al massimo le caratteristiche associate al debole segnale da cercare, che nulla hanno in comune con le classiche tecniche di filtraggio a banda stretta adottate nei ricevitori per segnali radio coerenti.

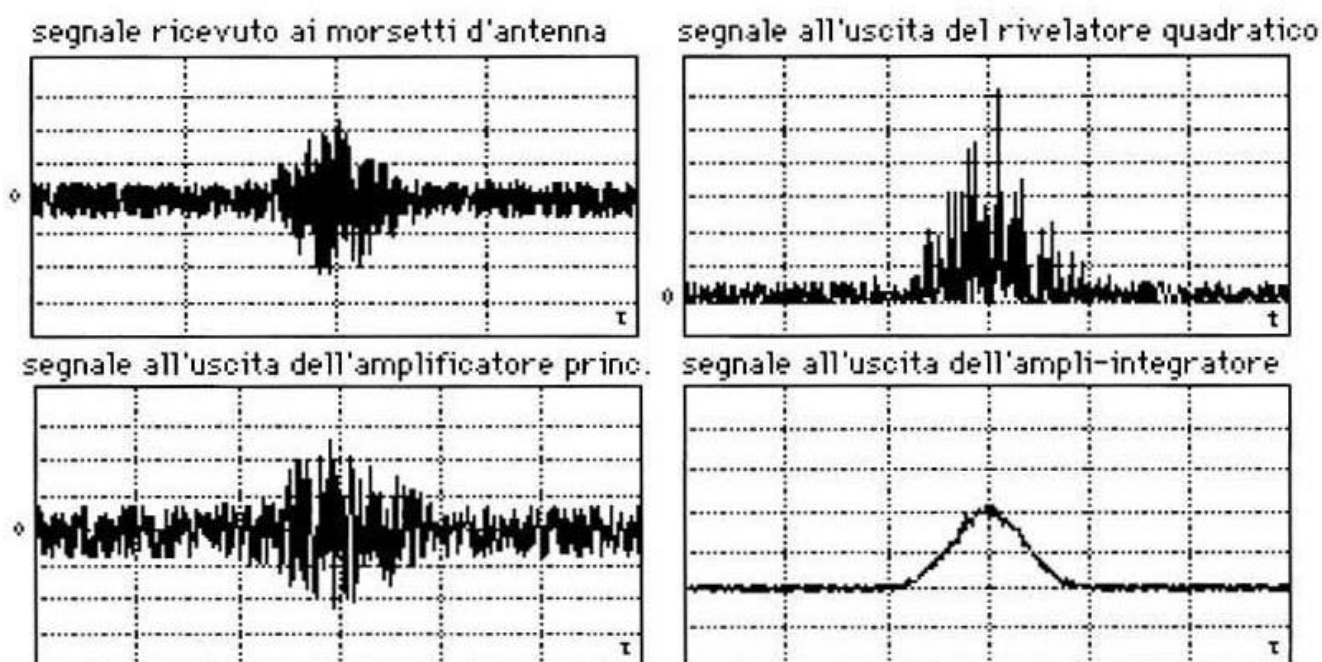
Innanzitutto, trattandosi di un segnale a statistica gaussiana, il cui valor medio è nullo, bisognerà ricavare la *potenza media* associata al segnale radioastronomico: tale grandezza è proporzionale al quadrato del valore di picco del segnale (*rivelazione quadratica*).

---

<sup>37</sup> Tale progetto di ricerca è stato brevemente illustrato nell' introduzione.

In secondo luogo, trattandosi di un segnale aleatorio, sarà necessario *ripulire e mediare* il segnale così ottenuto, per poterlo distinguere più facilmente all'interno della banda di rumore che lo contiene. L'operazione di *media del segnale* consente di distinguere ed acquisire segnali più deboli e può essere paragonata, in una grossolana approssimazione, all'aumento del tempo di esposizione durante una ripresa fotografica: se il segnale ricevuto è a lenta variazione, entro certi limiti, maggiore è la costante di integrazione (paragonabile al tempo di esposizione) più chiaramente si distinguerà l'incremento di potenza radio dovuto alla radiosorgente.

Gli effetti delle operazioni di rivelazione quadratica e di media del segnale sono ben evidenziati nella figura seguente, che riporta l'esempio del segnale radio prodotto dal transito di una radiosorgente entro il lobo principale dell'antenna radioastronomica: [3]



Segnali presenti in un ricevitore radioastronomico.

**Figura 42 : segnali caratteristici nei vari stadi di un ricevitore radioastronomico.**

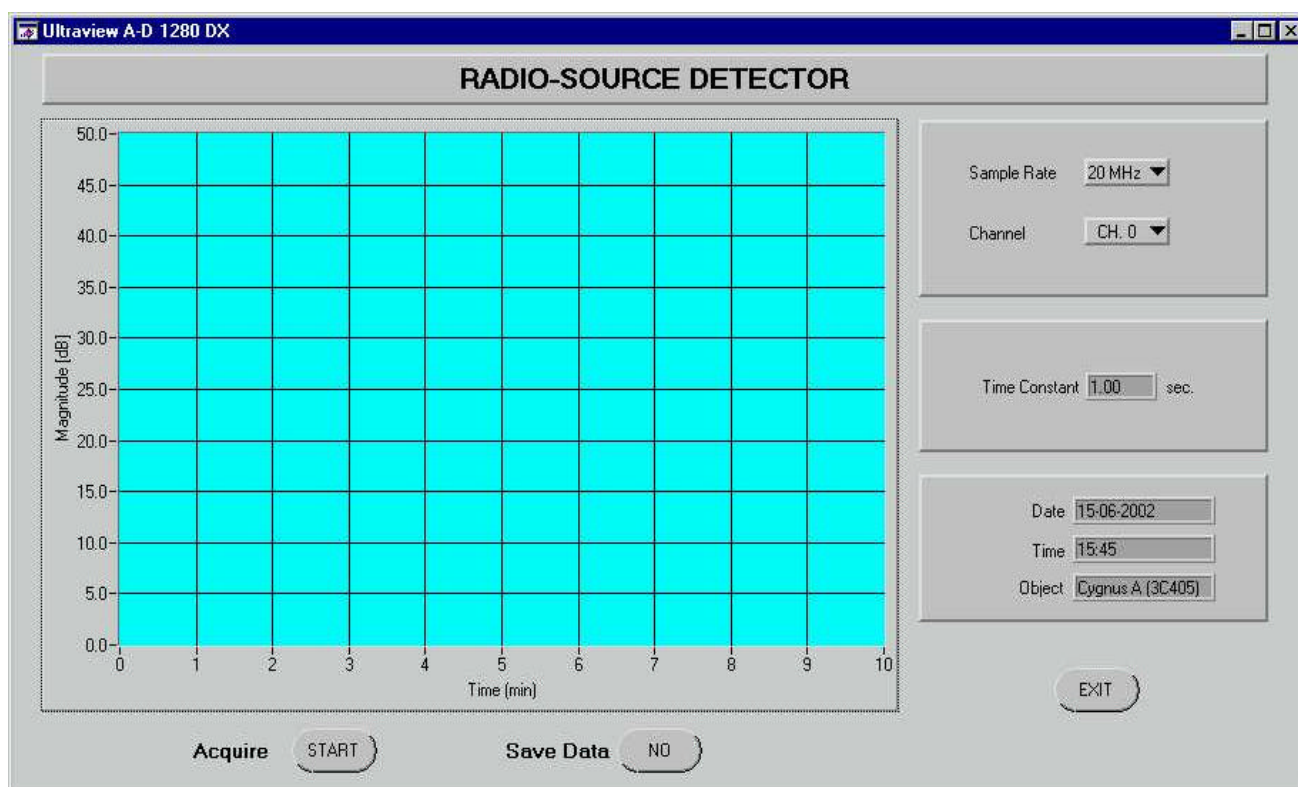
Il programma per il funzionamento dell'impianto come radiotelescopio elabora direttamente i dati prodotti dalla scheda di acquisizione, a valle del ricevitore. Esso realizza via software le funzioni del rivelatore quadratico e dell'integratore, solitamente ottenute con circuiti analogici nei ricevitori radioastronomici classici. I vantaggi di questa soluzione sono evidenti:

- ✓ massima flessibilità e facilità d'uso;
- ✓ costo contenuto;
- ✓ assenza di fenomeni come derive e non linearità, tipiche dei circuiti analogici.

Le possibilità di realizzare un ricevitore radioastronomico non in hardware sono anche legate alla potenza di calcolo del PC adottato e all'ottimizzazione del codice che opera i calcoli: da questi due fattori dipenderà la possibilità di lavorare in linea, cioè in tempo reale, oppure no.

Considerando, comunque, di osservare in prima battuta sorgenti celesti che emettono segnali continui o a lenta variazione<sup>38</sup>, le tempistiche richieste si sono rivelate alla portata dei comuni PC oggi in uso, rendendo possibile la presente realizzazione. [9]

Si riporta di seguito il pannello di controllo del software radioastronomico:



**Figura 43 : pannello di controllo del programma di osservazione radioastronomica.**

Sono visibili i comandi che consentono di selezionare la frequenza di campionamento della scheda A/D, la costante di integrazione ed il nome del file su cui verranno salvati i dati osservativi per successive elaborazioni. [9]

---

<sup>38</sup> Negli *sviluppi futuri* si accennerà alla possibilità di ricevere una diversa tipologia di radiosorgenti, caratterizzate da emissioni a rapida variazione, che richiedono una riduzione ulteriore dei tempi di calcolo e delle tecniche di elaborazione.

## Capitolo 3

In questo capitolo verranno riportate alcune *verifiche e misure effettuate sul sistema ricevente* complessivo nonché i risultati dei primi test osservativi condotti.

### 3.1 Stima delle performance di NF del ricevitore.

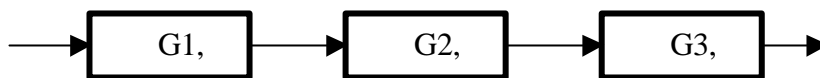
Questa valutazione si rende necessaria allo scopo di determinare quali siano le potenzialità del sistema realizzato, in termini di capacità di osservazione di sorgenti radio deboli, siano esse naturali o artificiali. Ciascuna radiosorgente naturale, ad esempio, è caratterizzata da un'intensità di flusso radio emesso piuttosto costante nel tempo. Dato che le emissioni radio naturali sono assimilabili a rumore bianco di tipo gaussiano, la densità spettrale di potenza emessa dalla sorgente è quantificabile come:

$$N = k T_s B$$

con  $k$  costante di Boltzmann pari a  $1.38 \cdot 10^{-23}$  J/K,  $T_s$  che viene detta *temperatura di brillantezza della sorgente* e  $B$  è la banda radio considerata.

Ogni sorgente, dunque, sarà caratterizzata da una sua specifica  $T_s$  misurata in gradi Kelvin; in linea di massima si può assumere che un ricevitore radioastronomico sarà in grado di rilevare sorgenti celesti con temperature di brillantezza tanto più basse quanto più bassa è la sua temperatura equivalente di rumore complessiva, strettamente legata alla sua figura di rumore<sup>39</sup>.

Per determinare questo parametro caratteristico, il ricevitore realizzato può essere considerato come una catena di quadripoli, ognuno dei quali caratterizzato dal proprio guadagno  $G$  e figura di rumore NF. [13]



La figura di rumore complessiva del sistema sarà data da:

$$NF_{\text{tot}} = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots$$

---

<sup>39</sup> Si ricorda che la figura di rumore di un quadripolo è data dalla relazione  $NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}}$  ove i due termini rappresentano i rapporti segnale/rumore all'ingresso ed all'uscita del quadripolo.

oppure

$$T_{\text{tot}} = T1 + \frac{T2}{G1} + \frac{T3}{G1G2} + \dots$$

Le relazioni precedenti mostrano che l'elemento fondamentale della catena di ricezione, ai fini della figura di rumore complessiva del ricevitore è, senza dubbio, il primo cioè il preamplificatore a basso rumore. Se il suo guadagno è sufficientemente elevato, infatti, già il contributo del secondo elemento diventa trascurabile; a maggior ragione gli elementi successivi apporteranno un incremento del tutto irrilevante alla NF complessiva.

Esistono numerosi semplici softwares per il rapido calcolo delle caratteristiche di catene di quadripoli. Per questo progetto è stato utilizzato *AppCad*<sup>40</sup> una sorta di foglio elettronico per calcoli di base su sistemi a radio frequenza. [15]

I risultati, completi di calcoli riguardanti anche parametri legati alle prestazioni di linearità del sistema<sup>41</sup>, sono i seguenti.

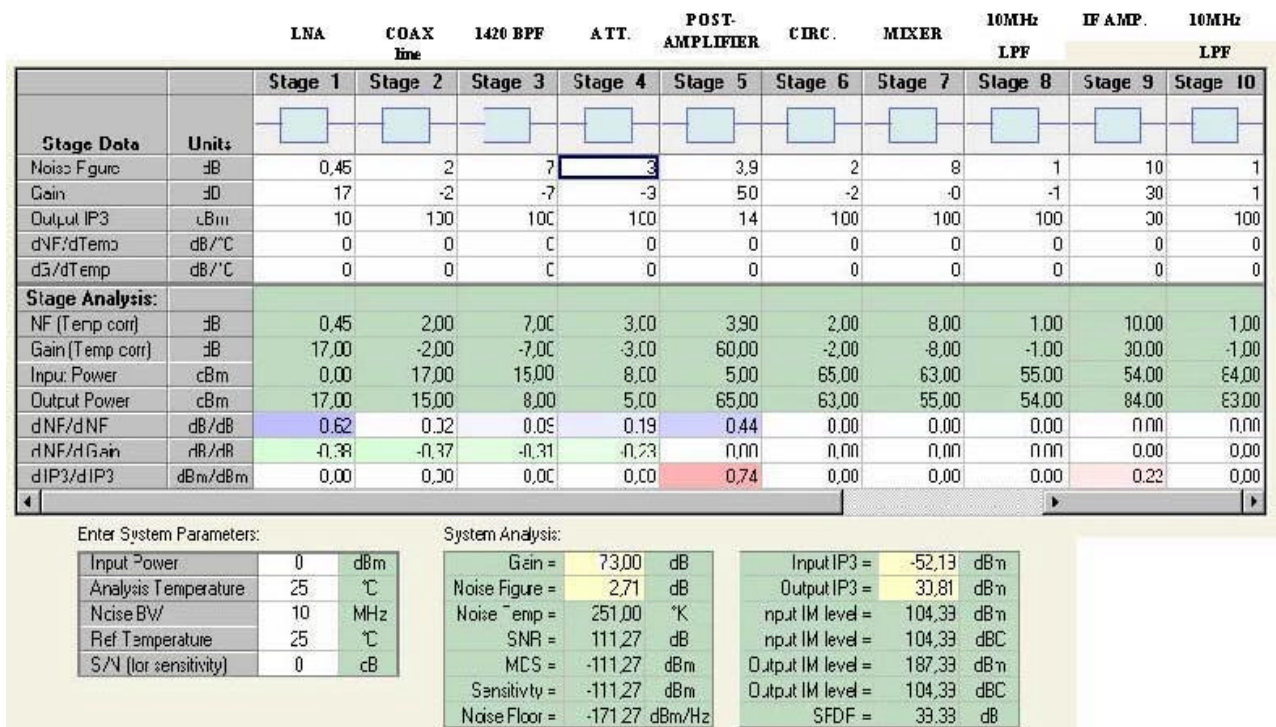


Figura 44 : calcolo di figura della rumore del sistema ricevente (prima versione).

<sup>40</sup> Disponibile in versione freeware sul sito [www.agilent.com](http://www.agilent.com)

<sup>41</sup> Ci si riferisce al parametro Output IP<sub>3</sub> ovvero *Punto di Intercetta del terzo ordine*, direttamente legato al punto di compressione a -1dB visto in precedenza.



Considerando il valore piuttosto basso della NF del preamplificatore a basso rumore (0.45 dB), una figura di rumore complessiva di 2,71 dB (corrispondente ad una Temperatura equivalente di 251 K) appariva un po' eccessiva, probabilmente a causa del fatto che il preamplificatore a singolo stadio non forniva un guadagno abbastanza elevato.

La soluzione più semplice è stata di inserire un secondo stadio connesso direttamente all'uscita del preamplificatore d'antenna. Per tale scopo, non dovendo rispettare esigenze di bassissima NF come per LNA, si è preferito adottare un prodotto commerciale che offre un costo veramente ridotto e caratteristiche ancora apprezzabili per l'impiego cui è destinato. Si tratta di un piccolo amplificatore di linea destinato al mercato TV via satellite, realizzato utilizzando un MMIC dall'azienda IARE. Il modello è l' ART. 9340 e le caratteristiche dichiarate dal costruttore le seguenti:

Banda passante: 950 4 2150 MHz, Guadagno 12 dB, alimentazione 12 4 18V.

Una misura del dispositivo effettuata con la stessa strumentazione impiegata per LNA ha confermato le caratteristiche dichiarate, evidenziando anche una NF = 2.7 dB.

Con l'inserzione di questo secondo stadio di preamplificazione, le performance complessive del sistema di ricezione sono diventate le seguenti:

		LN	2nd stage	CO	142	AT	POST-	CI	MIXE	10MH	IF	10M
		AV	OPPE	AT	AMP					z	AMP	Hz
Stage Data	Units	Stage 1	Stage 2	Stage 3	Stage 4	Stage 5	Stage 6	Stage 7	Stage 8	Stage 9	Stage 10	Stage 11
Noise Figure	dB	0.45	2.7	3	7	3	3.9	1	8	1	10	1
Gain	dB	17	12	-3	-7	-3	50	-1	-8	-1	30	-1
Output IP3	dBm	7	14	100	100	100	14	100	100	100	38	100
dNF/dTemp	dB/°C	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
dG/dTemp	dB/°C	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
<b>Stage Analysis:</b>												
NF (Temp corr)	dB	0.45	2.70	3.00	7.00	3.00	3.90	1.00	8.00	1.00	10.00	1.00
Gain (Temp corr)	dB	17.00	12.00	-3.00	-7.00	-3.00	50.00	-1.00	-8.00	-1.00	30.00	-1.00
Input Power	dBm	0.00	17.00	29.00	26.00	19.00	16.00	66.00	65.00	57.00	56.00	86.00
Output Power	dBm	17.00	29.00	26.00	19.00	16.00	66.00	65.00	57.00	56.00	86.00	85.00
d NF/d NF	dB/dB	0.94	0.04	0.00	0.01	0.02	0.06	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
d NF/d Gain	dB/dB	-0.06	-0.05	-0.04	-0.04	-0.03	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
d IP3/d IP3	dBm/dBm	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.69	0.00	0.00	0.00	0.26	0.00
Enter System Parameters:		System Analysis:										
Input Power	0 dBm	Gain =	85.00 dB									
Analysis Temperature	25 °C	Noise Figure =	0.74 dB									
Noise BW	1 MHz	Noise Temp =	54.17 °K									
Ref Temperature	25 °C	SNR =	113.23 dB									
S/N (for sensitivity)	0 dB	MDS =	-113.23 dBm									
		Sensitivity =	-113.23 dBm									
		Noise Floor =	-173.23 dBm/Hz									
		Input IP3 =	-53.46 dBm									
		Output IP3 =	31.54 dBm									
		Input IM level =	106.91 dBm									
		Output IM level =	191.91 dBm									
		Output IM level =	106.91 dBm									
		SFDR =	39.85 dB									

Figura 45 : calcolo di figura della rumore del sistema ricevente (versione finale).

Il guadagno complessivo del sistema ricevente è stato misurato utilizzando un secondo generatore sintetizzato HP8660, come segnale campione d'ingresso, e misurando il segnale corrispondente, convertito in banda base all'uscita del ricevitore, con spectrum analyzer HP 8559A: la misura ha fornito un valore pari a :

$$G_{\text{tot}} = 84 \text{ dB}$$

del tutto coerente con il calcolo.

### 3.2 Misurazione empirica dell'ampiezza del lobo primario d'antenna.

Non disponendo di antenne campione, si è voluto comunque tentare di effettuare una misura approssimata dell'ampiezza del lobo primario dell'antenna parabolica, in modo da poter anche effettuare una stima ragionevole del guadagno effettivo.

Il metodo di misura adottato è illustrato dal seguente schema:

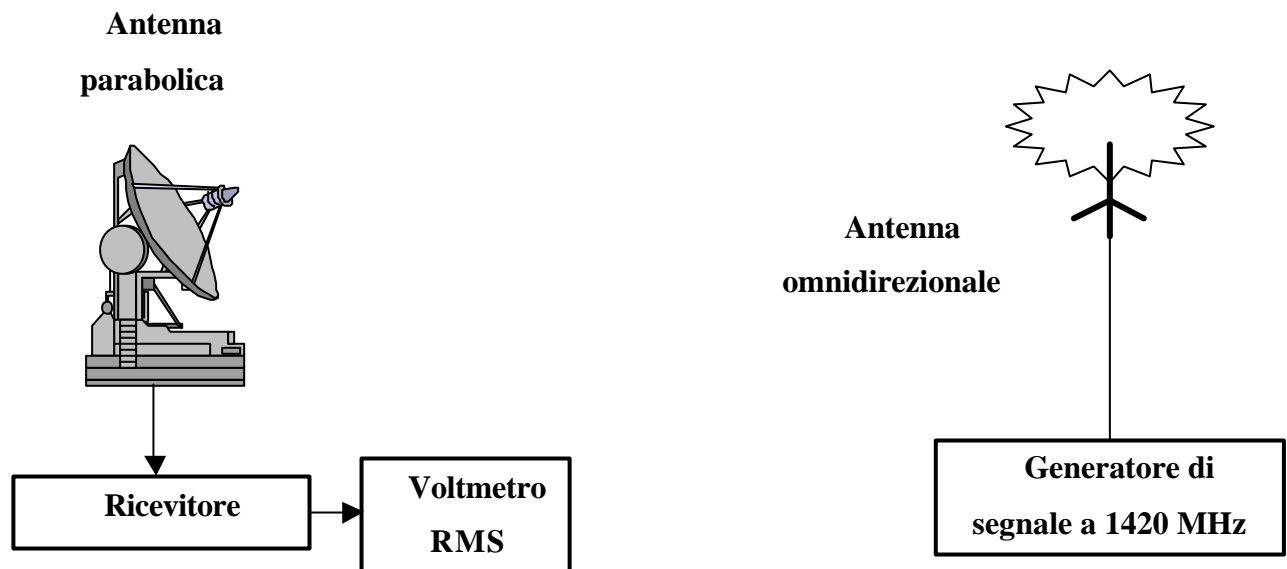


Figura 46 : schema di misura dell'ampiezza del lobo d'antenna.

La misura è stata condotta come segue:

un generatore HP8660C invia un segnale a 1420MHz ad un'antenna tipo *ground plain*,<sup>42</sup> posta ad una distanza di circa 200 m dalla parabola, sufficiente a poter considerare un fronte d'onda piano e condizioni di far field, ma non così rilevante da subire effetti di fluttuazioni propagative (*ducting*, *rifrazione troposferica* ecc.). Il segnale all'uscita del ricevitore viene misurato con un voltmetro a vero valore efficace (Voltmetro RMS HP 3400A), che fornisce una lettura in tempo reale proporzionale alla potenza del segnale ricevuto, con una banda di 10 MHz. La parabola è orientata, con elevazione nulla, verso l'antenna omnidirezionale e variandone il puntamento si individua il massimo segnale ricevuto. A questo punto, ruotando ancora la parabola rispetto all'asse verticale, si individuano i due puntamenti per i quali il segnale ricevuto diminuisce di 3 dB. L'angolo compreso tra le due direzioni coincide, in prima approssimazione, con l'ampiezza del fascio primario dell'antenna.

La misura così effettuata ha rivelato un lobo principale d'antenna ampio 3.6 deg che corrispondono ad un guadagno d'antenna reale di circa 31 dB.

Considerando le imprecisioni nella lavorazione meccanica del riflettore parabolico, le tolleranze nel posizionamento dell'illuminatore e l'approssimazione insita nella misura stessa, lo scarto di 1 dB rispetto al valore teorico calcolato appare più che accettabile.

### **3.3 Prove di calibrazione del sistema d'antenna.**

La temperatura d'antenna  $T_A$  è definita come la temperatura che dovrebbe avere un ipotetico corpo nero circondante l'antenna stessa per produrre la stessa *densità di potenza* (potenza per unità di frequenza) che si ottiene quando l'antenna è puntata verso una certa sorgente radio. La *temperatura di rumore del sistema*  $T_N$  identifica la temperatura addizionale introdotta dai circuiti del ricevitore, indipendentemente dalla sorgente verso la quale l'antenna è orientata. La *temperatura di sistema*  $T_S$  è definita come  $T_A + T_N$ . Essendo proporzionale alla temperatura, la potenza all'uscita IF del ricevitore  $P_{IF}$  è proporzionale a  $T_S$  dunque anche a  $T_A$ . [10]

---

<sup>42</sup> Si tratta di una tipologia particolare delle antenne a filo caratterizzata da un lobo d'irradiazione pressoché omnidirezionale sul piano orizzontale.

E' stata effettuata una calibrazione del sistema ricevente usando la tecnica "hot load/cold load", cioè effettuando misure comparative della  $P_{IF}$ <sup>43</sup> con l'antenna diretta verso sorgenti radio attive, verso zone di cielo fredde<sup>44</sup> ed avvolgendo l'antenna stessa con materiale assorbente in modo da innalzarne fisicamente la temperatura per renderla più vicina possibile alla temperatura ambiente il giorno della misura ( $T_A = 291$  K).  $T_N$  è stata calcolata comparando la  $P_{IF}$  misurata con antenna diretta verso una zona fredda ( $P_{IF} = 1.2 \mu\text{W}$ ,  $T_A = 0$ <sup>45</sup>) con quella misurata con l'antenna portata a temperatura ambiente ( $P_{IF} = 5\mu\text{W}$ ). Il rapporto tra  $T_S$  e  $P_{IF}$  sarà uguale, in questo caso, a:

$$\frac{T_N}{1.2} = \frac{T_N + 291}{5}$$

dalla precedente risulta quindi:

$$T_N \approx 92 \text{ K}$$

---

<sup>43</sup> Le misure di  $P_{IF}$  all'uscita del ricevitore sono state effettuate con Power Meter bolometrico HP, strumento sensibile alla potenza totale.

<sup>44</sup> Per zona fredda si intende, in radioastronomia, una zona di cielo ove non si trovano sorgenti radio naturali conosciute o comunque rilevabili.

<sup>45</sup> In realtà  $T_A$  non sarà mai esattamente nulla a causa di contributi ineliminabili quali : radiazione di fondo a 3 K, assorbimenti atmosferici (attenuazioni che si traducono in innalzamenti della temperatura d'antenna), radiazione di terra captata dai lobi secondari dell'antenna, ecc.

### 3.4 Stima della sensibilità del sistema ricevente.

Avendo determinato la temperatura di rumore di sistema, con la procedura del precedente paragrafo, è possibile giungere ad una stima della sensibilità del sistema di ricezione cioè del minimo incremento di potenza radio ricevuta  $\Delta T$  discernibile con l'impianto realizzato. E' bene ricordare che si tratta di una semplice stima e non di una vera e propria misura in quanto, nella procedura che segue, è necessario fare delle assunzioni a priori a riguardo di un parametro fondamentale già visto in precedenza: la  $T_A$  o *temperatura d'antenna* o meglio *temperatura di rumore residuo d'antenna*. Come già accennato, qualora l'antenna sia orientata verso una zona di cielo ove non si trovi alcuna radiosorgente, la temperatura di rumore da essa generata non è nulla come sarebbe ragionevole aspettarsi. Alle frequenze d'interesse, ciò è imputabile a vari contributi:

- rumore di origine artificiale;
- rumore di assorbimento atmosferico;
- rumore del terreno;
- rumore per dissipazione dell'antenna;
- radiazione fossile di fondo a 3 K.

La stima di  $T_A$  diventa assai complessa dato che non è facile valutare con precisione, per qualsiasi direzione di puntamento dell'antenna, i diversi contributi che concorrono alla sua determinazione. Inoltre sarebbe necessario conoscere con precisione il diagramma di irradiazione della parabola, per valutare il peso dei lobi secondari nella ricezione dei disturbi artificiale e della radiazione del terreno non provenienti dalla direzione di puntamento.

Nelle bande UHF ed SHF, il rumore galattico diviene trascurabile e per puntamenti dell'antenna con elevazioni superiori a  $15^\circ$  si possono stimare temperature d'antenna comprese tra 40 ed 80 K.

Diversamente con l'antenna sull'orizzonte la  $T_A$  cresce rapidamente fino alla temperatura ambiente (290 K). Nei calcoli seguenti verrà adottata una  $T_A = 60 \text{ K}$ .

Nel caso di ricezione di segnali radioastronomici, cioè di segnali del tipo rumore gaussiano bianco con valor medio nullo e densità spettrale di potenza pari a  $\sigma_n^2$ , affinché il ricevitore sia in grado di registrare la componente continua (potenza media) associata al segnale utile, rispetto alle inevitabili fluttuazioni casuali del rumore di fondo, dev'essere verificata la seguente relazione:

$$P_i > \frac{\mathbf{s}_n^2}{\sqrt{Bt_0}}$$

ove  $B$  è la banda del ricevitore e  $\tau_0$  è la costante di tempo dell'operazione di integrazione effettuata sul segnale ricevuto al fine di evidenziarne la potenza media associata<sup>46</sup>. La relazione precedente definisce la sensibilità teorica dell'impianto.

Nel caso dell'impianto di ricezione in esame, considerando di mediare il segnale ricevuto con  $\tau_0 = 2$  s ed essendo  $B = 10$  MHz si perviene a :

$$\Delta T = \frac{T_A + T_N}{\sqrt{B\tau_0}} = \frac{60 + 92}{\sqrt{10 \cdot 10^6 \cdot 2}} = 0.033 \text{ K}$$

$$\Delta T = 0.033 \text{ K}$$

Questo risultato fornisce un'idea della risoluzione ottenibile con l'apparato di ricezione realizzato. Esistono, peraltro, diversi fattori che degradano inevitabilmente le prestazioni reali del ricevitore quali: l'instabilità dell'amplificazione del ricevitore (dovuta principalmente a variazioni della temperatura ambiente e dei componenti elettronici, della tensione di alimentazione), il rumore intrinseco del ricevitore, ecc. [3]

Il fatto di realizzare via software tutte le operazioni a valle dell'uscita IF del ricevitore, pone al riparo da ulteriori problemi derivanti dalle instabilità tipiche dei circuiti di amplificazione ed integrazione in bassa frequenza, inevitabili in analoghe realizzazioni in hardware.

Appare evidente l'importanza di poter garantire una temperatura il più costante possibile nei locali ove viene installato il ricevitore, oltre alla necessità di mantenere costantemente alimentato quest'ultimo, per evitare i dannosi fenomeni di deriva che si verificano ogni volta che si va a riaccendere il sistema ricevente.

---

<sup>46</sup> Per maggiori ragguagli si rimanda al Cap. 2 nella parte riguardante il software sviluppato per il funzionamento come radiotelescopio.

## 3.5 Prime osservazioni.

Data la duplice funzionalità dell'impianto radio realizzato, funzionante sia come radiotelescopio convenzionale che come strumento di ricerca S.E.T.I., sono stati condotti alcuni test preliminari con lo scopo di verificarne il corretto funzionamento in entrambi i casi.

### 3.5.1 Test di funzionamento per la ricerca S.E.T.I.

Per questa specifica applicazione non esiste un segnale campione da poter osservare per verificare il funzionamento del sistema, in quanto non si è ancora a conoscenza di un segnale radio artificiale proveniente da un'altra civiltà che possa servire come segnale di test. Cesserebbe, altrimenti, lo scopo stesso della ricerca !

Si dovrà, dunque, andare a cercare emissioni radio di origine terrestre che abbiano caratteristiche analoghe al segnale E.T.I.<sup>47</sup> che il sistema dovrebbe essere in grado di rilevare: a tal riguardo sono validi candidati tutti i segnali radio alla frequenza di 1420 MHz (o il più possibile vicina) caratterizzati da banda ristretta e possibilmente affetti da uno spostamento doppler<sup>48</sup>.

In aiuto degli sperimentatori di questo settore, è giunto recentemente un prezioso sistema realizzato dai soci della SETI League ed installato presso la sede centrale dell'associazione, nel New Jersey. Si tratta di un trasmettitore operante a 1296 MHz (banda assegnata al traffico radioamatoriale) che invia un segnale CW<sup>49</sup> in codice Morse verso la superficie della Luna (ovviamente durante il periodo nel quale l'astro è visibile dal sito ove sorge il trasmettitore). L'impianto è provvisto, infatti, di quattro antenne elicoidali accoppiate che, mediante una motorizzazione controllata da PC vengono costantemente puntate verso la Luna. Il segnale giunge sulla superficie lunare la quale si comporta da specchio passivo riflettendolo. La potenza utilizzata in trasmissione (circa 150 W) è sufficiente a rendere teoricamente rilevabile l'eco lunare da stazioni riceventi medio piccole. In tal modo, tutte le stazioni terrestri che in quel momento vedono la Luna possono registrare l'eco radio del segnale trasmesso dagli Stati Uniti. [4]

---

<sup>47</sup> Extra Terrestrial Intelligence cioè un segnale radio generato da un'altra civiltà.

<sup>48</sup> Sull'importanza dello spostamento doppler che dovrebbe affliggere un eventuale segnale E.T.I. si è accennato nel Cap. 2.

<sup>49</sup> Continuous Wave ovvero un segnale telegrafico modulato in ampiezza con tecnica ON-OFF.

Questa tecnica, che prende il nome di EME (Earth Moon Earth) o Moon Bounce è ampiamente in uso nella comunità dei radioamatori che vi ricorrono per realizzare collegamenti su lunghe distanze ed a frequenze anche piuttosto elevate (ad oggi fino a 10 GHz ). Il sistema di trasmissione è piuttosto sofisticato ed è equipaggiato di oscillatore locale al rubidio, in modo che il segnale EME irradiato possa costituire un vero e proprio segnale di test per le stazioni di ricerca S.E.T.I., sia in termini di sensibilità del sistema ricevente sia per quanto riguarda la stabilità in frequenza dei ricevitori.

Ovviamente, date le attenuazioni di tratta in gioco e la bassa efficienza riflettente del suolo lunare (inferiore al 3 % a 1300 MHz ) i segnali risultanti sono molto bassi, al limite delle potenzialità dello strumento realizzato. Inoltre, fenomeni propagativi non predicibili, in particolare la *rotazione di polarizzazione per effetto Faraday* (fenomeno che si verifica nell'alta ionosfera), introducono ulteriori fattori d'attenuazione estremamente variabili. Per tali ragioni, solo dopo alcuni tentavi, in nottate differenti, si è pervenuti finalmente alla ricezione del segnale cercato.

La figura seguente riporta la schermata salvata in tale occasione:

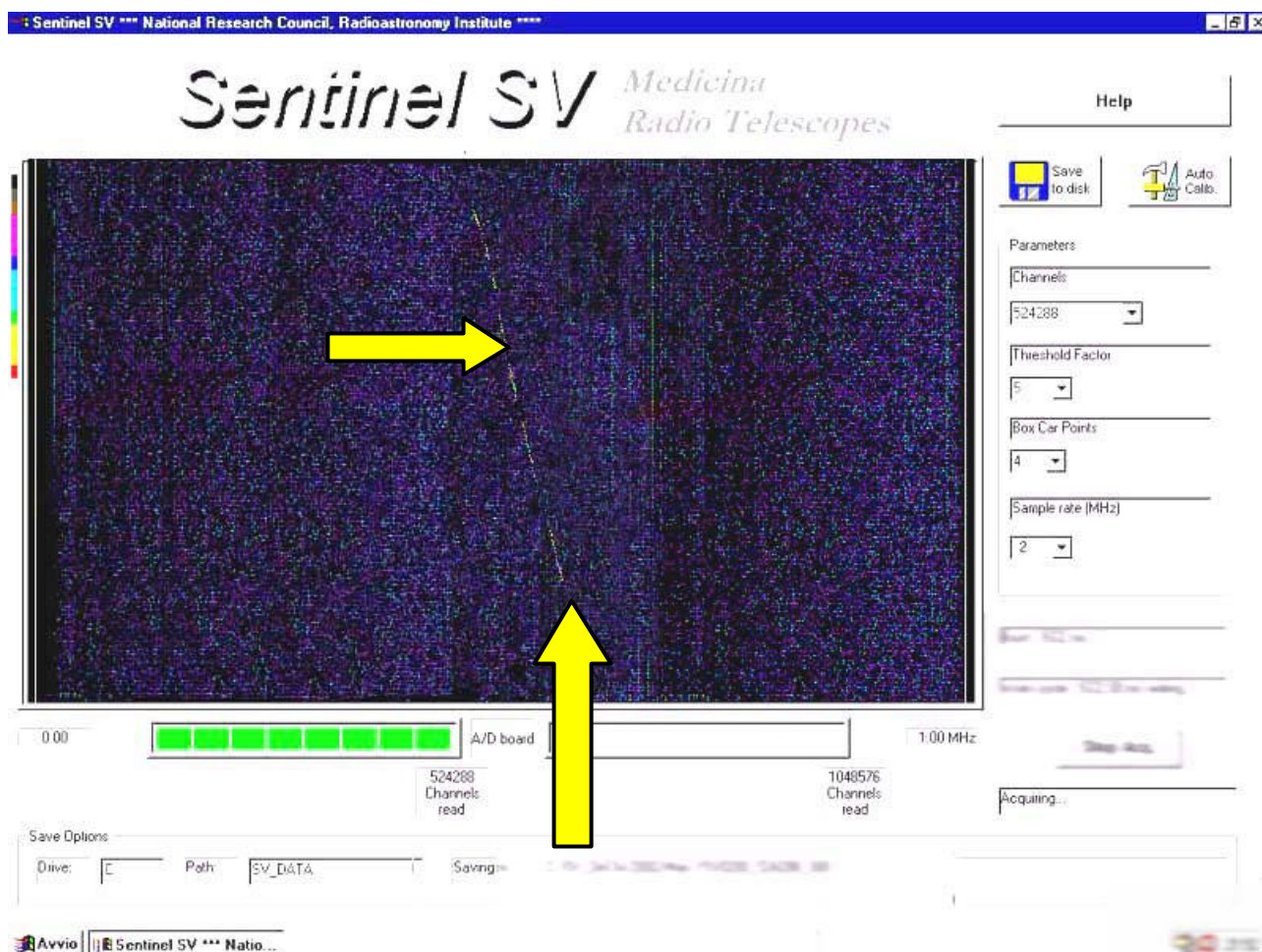


Figura 47 : ricezione di eco lunare con sistema Sentinel V.



E' visibile lo spostamento in frequenza della portante monocromatica, dovuto all'effetto Doppler introdotto dal moto relativo tra Terra e Luna; in particolare, nel momento dell'osservazione, la Luna era in avvicinamento rispetto all'antenna del radiotelescopio con conseguente spostamento verso l'alto della frequenza della portante radio ricevuta. Si può notare anche l'intermittenza del segnale radio visualizzato, dovuta alla modulazione del segnale Morse.

Una delle prove più importanti da effettuare nel porre in funzione un sistema per la ricerca automatica S.E.T.I., consiste nel verificare la situazione di inquinamento elettromagnetico del sito ove è installato il ricevitore. Le interferenze elettromagnetiche (RFI) generate da trasmissioni civili e militari costituisce senza dubbio il maggior problema per le attività di ricerca di carattere radioastronomico al punto che, se non si troverà una valida soluzione, nel giro di pochi anni diventerà pressochè impossibile osservare segnali radio di debole intensità provenienti dal cosmo, con radiotelescopi installati a terra. Pur essendo installata in un luogo<sup>50</sup> relativamente tranquillo, dal punto di vista elettromagnetico, numerose e forti interferenze di vario genere<sup>51</sup>, a frequenze che raggiungono i 1420MHz, sono state individuate dall'apparato ricevente in oggetto. Questa ricerca è tuttora in corso e di seguito vengono riportate le osservazioni delle prime RFI individuate. Si ricorda che l'analizzatore multicanale Sentinel SV è studiato per rilevare soprattutto segnali radio a banda stretta, anche di debolissima intensità rispetto al rumore di fondo del ricevitore.

---

<sup>50</sup> Il radiotelescopio in esame sorge a Luserna S. Giovanni, in una valle del Pinerolese che assicura un certo livello di schermatura dalle emissioni radio più forti, provenienti dall'agglomerato urbano di Torino.

<sup>51</sup> Segnali spuri da apparati elettronici operanti in prossimità dell'osservatorio: computers, ripetitori per telefonia cellulare, link radio in microonde, ecc.

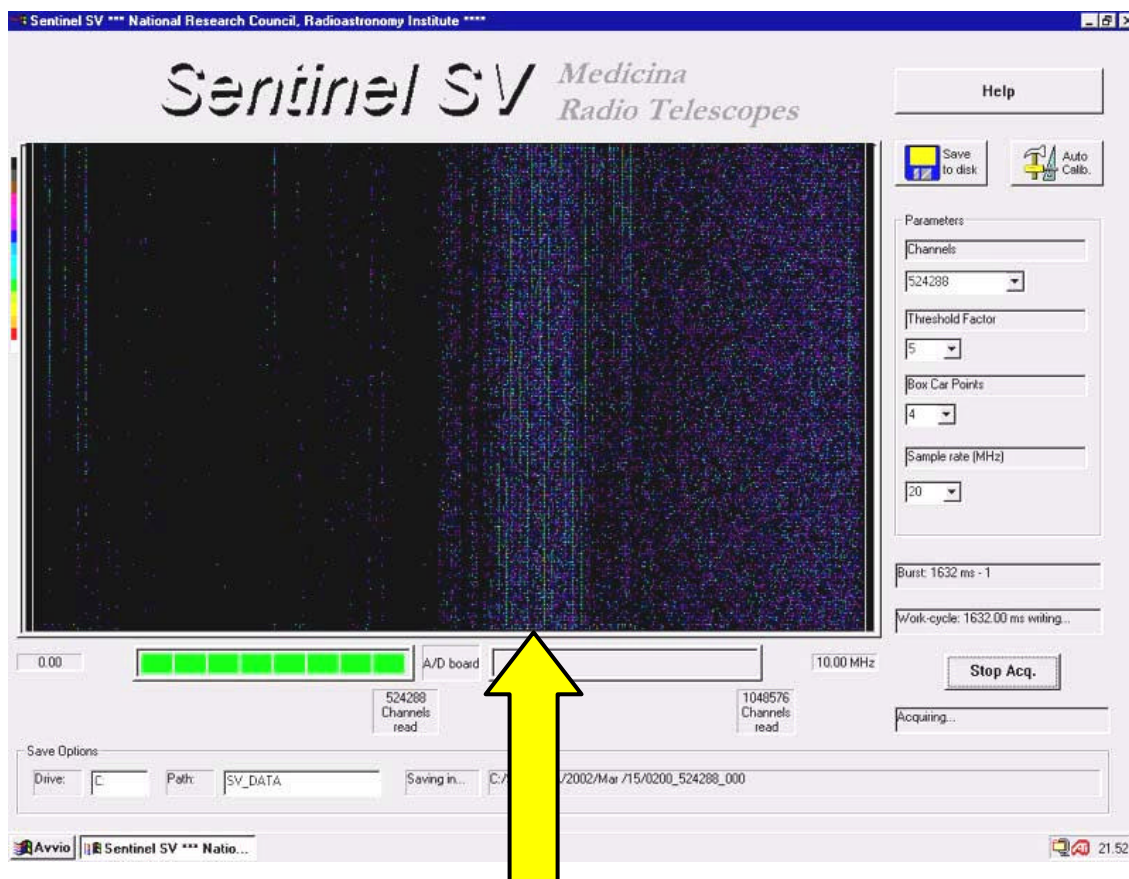


Figura 48 : emissioni spurie generate da clock di personal computers.

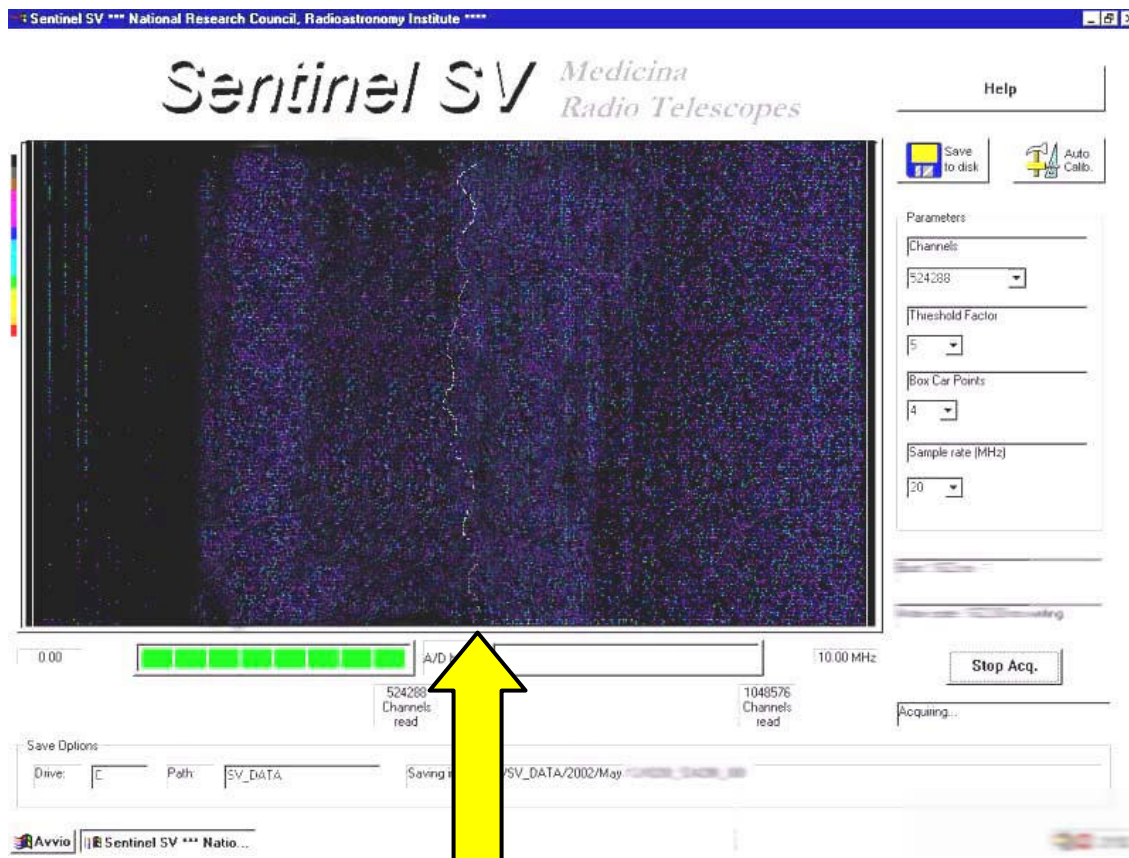


Figura 49 : segnale generato dall'oscillatore instabile di un controller SCSI.

### 3.5.2 Ricezione di segnali da radiosorgenti naturali.

La possibilità di utilizzare l'impianto di ricezione anche come radiotelescopio convenzionale permette, oltre che di affrontare un altro settore di ricerca scientifica, di effettuare valide prove di sensibilità e di calibrazione periodica del sistema. Le sorgenti radio naturali infatti sono caratterizzate dall'emissione di un flusso di potenza radio pressochè costante e di livello noto. Ciò rende possibile, andando ad osservare periodicamente gli oggetti celesti alla portata dello strumento, di verificarne periodicamente il corretto funzionamento sia della parte a radio frequenza, che del sistema meccanico di puntamento ed inseguimento.

La prima sorgente osservata è il Sole. L'astro emette onde radio principalmente per meccanismi termici ed è sicuramente la sorgente più brillante del cielo. In particolare, in questo periodo, la potenza emessa è a livelli particolarmente alti in quanto la stella ha appena passato il picco di massima attività del suo ciclo undecennale<sup>52</sup>. Quello che segue è il grafico dei valori registrati durante un transito del Sole attraverso il lobo principale dell'antenna. Il flusso radio emesso dalla stella alla frequenza di 1420 MHz è pari a circa 400000 Jy ! [3]

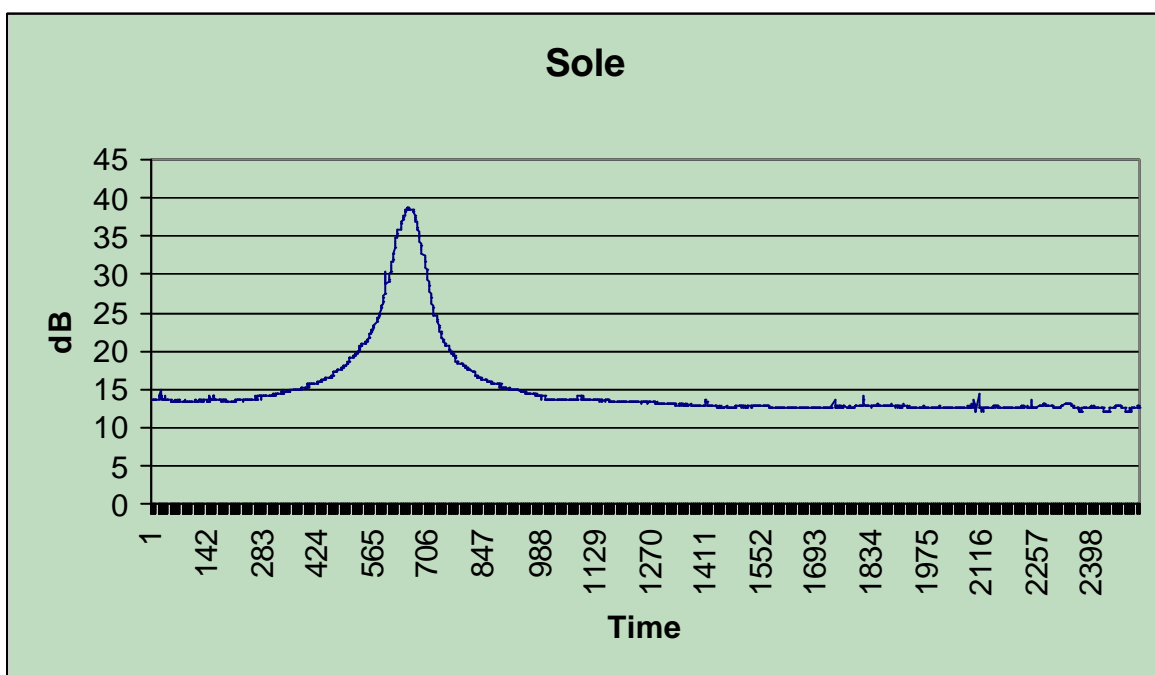
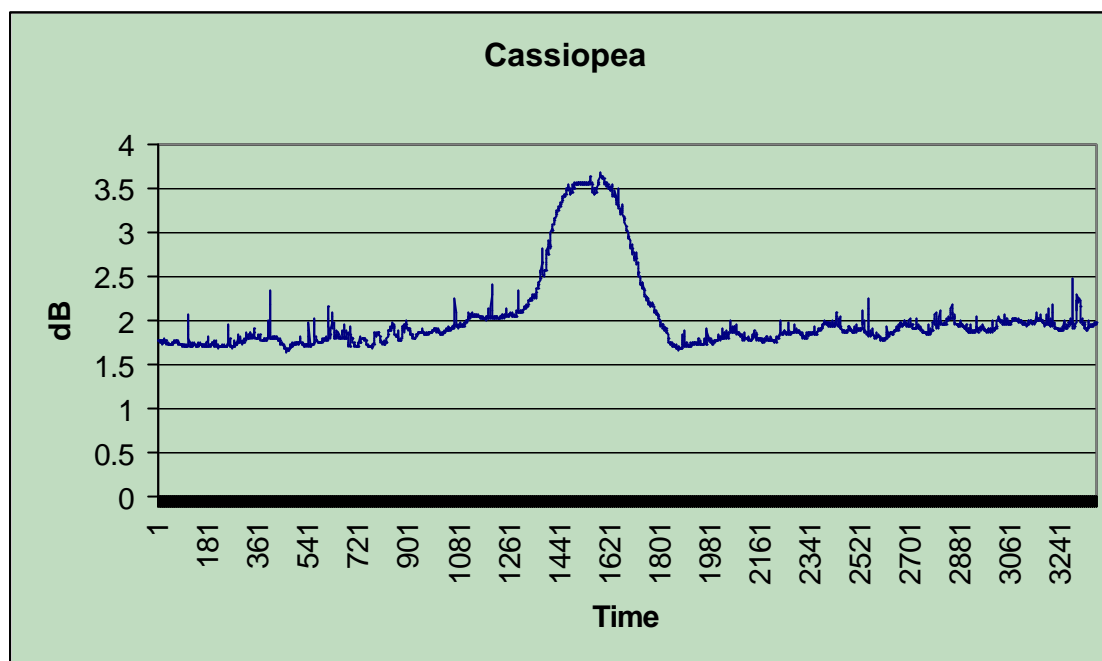


Figura 50 : ricezione del transito del Sole, t = 10 s .

Due tra le sorgenti radio più brillanti del cielo australe sono Cassiopea A e Taurus A, due resti di supernovæ situate nelle rispettive costellazioni. Cassiopea A, con il suo flusso radio di circa 2500 Jy, è la sorgente più brillante nello spettro radio, dopo il Sole, osservabile alle nostre latitudini.

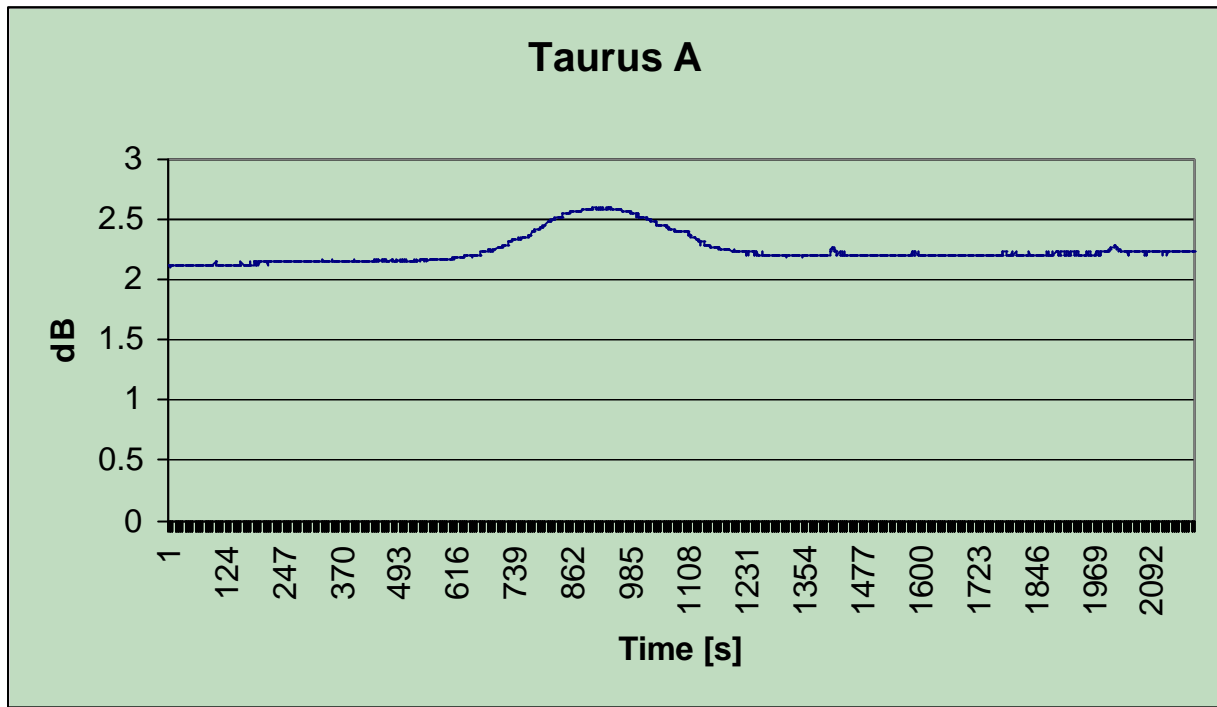
<sup>52</sup> L'ultimo picco del ciclo solare si è verificato a cavallo tra il 2001 ed il 2002.

La seguente registrazione è stata effettuata con un tempo di integrazione pari a  $\tau = 10$  s



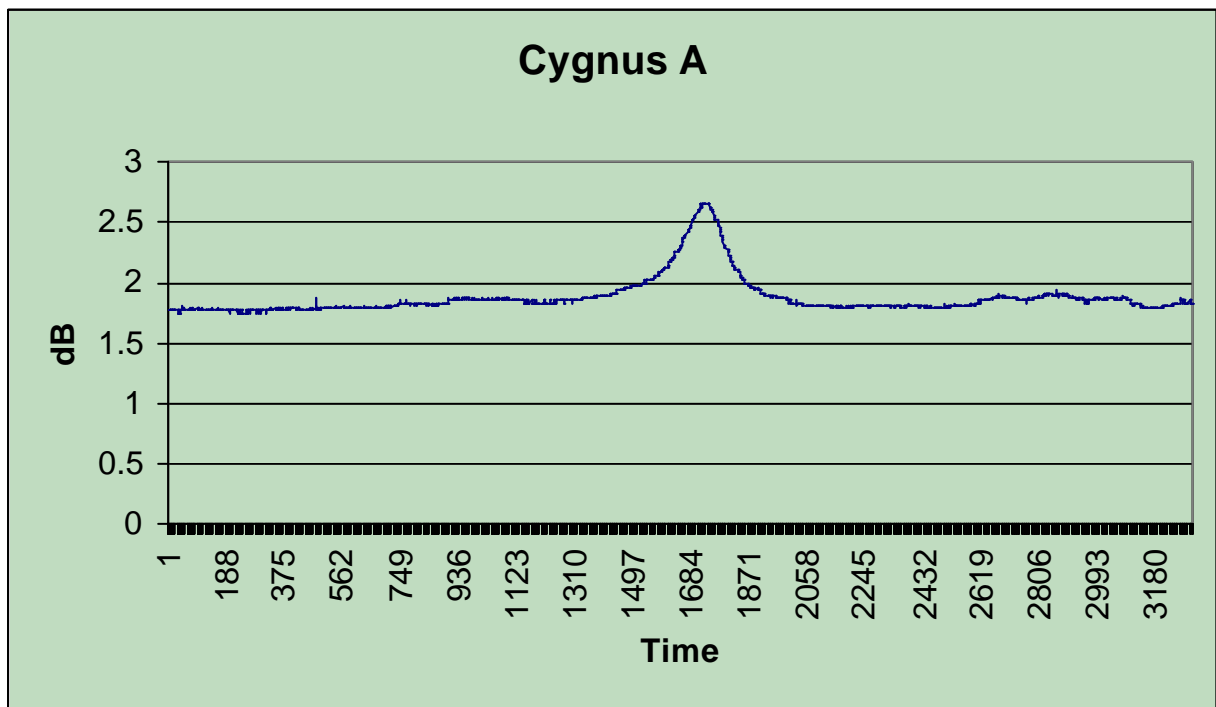
**Figura 51 : ricezione del transito di Cassiopea A,  $t = 10$  s**

Taurus A, situata all'interno della famosa Nebulosa del Granchio, è ciò che rimane di una supernova esplosa intorno nell'anno 1054 d.C. Il flusso di potenza radio irradiato è pari a circa 700 Jy. L'esplosione della stella originaria ha generato anche una *stella di neutroni o pulsar*, un astro caratterizzato da una densità elevatissima ed un'elevata velocità di rotazione attorno al proprio asse polare. Questa seconda sorgente radio (PSR 0531 + 21), molto più debole della prima, è alimentata da emissione di sincrotrone ed è caratterizzata da due regioni attive piuttosto ristrette della superficie che, roteando vorticosamente con essa, generano due intensi fasci di onde elettromagnetiche, come un vero e proprio radio faro. La Terra viene investita da questi fasci di onde radio ogni volta che la regione attiva è orientata nella nostra direzione: ciò si traduce in un segnale impulsivo estremamente regolare con un periodo di soli 30 millisecondi. Quest'oggetto è una delle pulsar più veloci scoperte fino ad oggi. Data la costante di tempo utilizzata per ottimizzare il rapporto segnale/rumore di TauA, il segnale impulsivo a brevissimo periodo della pulsar non è visibile.



**Figura 52 : ricezione del transito di Taurus A,  $t = 20$  s**

Un'altra sorgente radio molto brillante è Cygnus A. Situata nella costellazione del Cigno, è una delle più potenti radiogalassie conosciute: l'enorme potenza generata nel suo nucleo si pensa che venga generata da un buco nero supermassiccio che fagocita materia dalle parti più interne della galassia. Il flusso a terra è stimato, sempre a 1420 MHz, in 1000 Jy.



**Figura 53 : ricezione del transito di Cygnus A,  $t = 20$  s**

## Conclusioni

La realizzazione dello strumento oggetto di questa tesi costituisce un esempio di come la ricerca S.E.T.I. possa essere affrontata anche da piccoli gruppi di appassionati del settore. Infatti, con modesti investimenti, è possibile costruire un sistema di ricezione di stampo professionale che consente un lavoro rigoroso ed affidabile. Le cifre necessarie all'acquisto dei vari materiali e componenti sono alla portata se non del singolo quantomeno del gruppo od associazione di astrofili ed appassionati delle discipline astronomiche. Lo stesso strumento, forte di una considerevole parte realizzata in software grazie all'evoluzione dei sistemi di campionamento e delle tecniche di elaborazione digitale dei segnali (DSP), si dimostra estremamente flessibile ed adattabile. Infatti, con facili modifiche riguardanti prevalentemente il programma di elaborazione ed acquisizione dati, l'impianto realizzato può essere adottato per diverse tecniche osservative: radioastronomia convenzionale, osservazione di sciami meteorici mediante eco radio, ricerca S.E.T.I., studio delle RFI ecc.

La possibilità di estendere la ricerca S.E.T.I. ad un grande numero di osservatori privati, nel pieno rispetto del rigore della ricerca scientifica, costituisce un evidente vantaggio per una tipologia di ricerca ove le possibilità di successo sono direttamente proporzionali al *tempo d'ascolto*, speso nello scandagliare l'immensa volta celeste sul più ampio spettro di frequenze possibili.

E' innegabile che, soprattutto dal punto di vista dell'impianto d'antenna, motore principale di un radiotelescopio, le dimensioni massime alla portata di non professionisti sono piuttosto limitate: con esse anche le sensibilità raggiungibili sono ancora un po' distanti da quelle di un impianto professionale standard. Ma se si guarda alle ultime realizzazioni da parte di piccoli gruppi di radioamatori, destinate principalmente allo sfruttamento del meccanismo di Moon Bounce<sup>53</sup>, si può osservare che questo divario diviene sempre meno ampio: non è inconsueto, infatti, osservare impianti radioamatoriali con antenne paraboliche da dieci metri di diametro ed oltre, nonché sistemi ricevitori con sensibilità, cifre di rumore, elaborazione digitale del segnale paragonabili ai ricevitori radioastronomici professionali.

---

<sup>53</sup> Questa tecnica di collegamento radio, dati i debolissimi segnali in gioco, presenta problematiche molto simili a quelle riscontrate in radioastronomia dunque, spesso, conoscenze tecniche, impianti d'antenna, tecnologie e circuiti adottati per l'una ben si adattano all'altra attività.

E' proprio in quest'ultima parte (preamplificatori a basso rumore, ricevitori larga banda, tecniche di elaborazione DSP) che il divario si riduce sempre più grazie alla rapida evoluzione di semiconduttori sempre più raffinati, disponibili sul mercato a cifre ragionevoli, nonché all'esponenziale incremento della potenza di calcolo dei moderni PC e processori DSP dedicati.

### **Sviluppi futuri.**

In quest'ultima parte si vuole dare un'idea di quelle che potranno essere le evoluzioni ed i miglioramenti del sistema di ricezione realizzato e di guardare un po' oltre, nel tentativo di focalizzare nuovi settori di ricerca nei quali potrebbe essere impiegato.

E' possibile individuare alcune parti dell'impianto suscettibili di miglioramenti, al fine di incrementare la sensibilità, la stabilità, la banda di frequenza osservabile: alcuni di questi cambiamenti permetteranno di poter affrontare nuovi attività di ricerca, oltre a quelle già illustrate nelle pagine precedenti.

#### *⇒ Antenna.*

Per quanto sofisticate siano le tecniche realizzative dei circuiti di ricezione, l'elemento che ha il maggior peso nel determinare la sensibilità e le potenzialità osservative di un radiotelescopio resta comunque la sua antenna. Essa trasforma il flusso di potenza elettromagnetica proveniente dalla sorgente in un segnale elettrico disponibile ai morsetti d'uscita e l'efficienza di questo processo dipende essenzialmente dalle sue caratteristiche fisiche. Nel caso di un'antenna parabolica il suo diametro e la precisione di lavorazione meccanica dello specchio primario determinano parametri fondamentali come il guadagno e la massima frequenza utilizzabile.

Per questi motivi è naturale pensare, come prima evoluzione dello strumento, alla sostituzione dell'antenna attuale con una di maggiori dimensioni e che sia in grado di lavorare anche a frequenze più elevate, cioè realizzata con uno specchio primario che abbia discontinuità di dimensioni più contenute. Si pensa di realizzare una nuova antenna con diametro utile pari a 10m, sempre con struttura portante a centine. Il guadagno d'antenna risultante sarebbe pari a circa 40 dB, vale a dire una capacità di ricevere segnali 6 volte più deboli di quelli captati con l'antenna attuale.

### *Nuovi settori di ricerca possibili.*

Avendo cura di produrre un riflettore con discontinuità contenute entro pochi millimetri, sarebbe possibile ascoltare frequenze superiori e ciò aprirebbe le porte ad un innovativo campo di ricerca: lo studio dei NEO<sup>54</sup> (Near Earth Object) mediante rilevazione di echi radar. Questi oggetti costituiscono un potenziale pericolo per la vita sulla Terra e vanno controllati con molta cura: un eventuale impatto avrebbe conseguenze catastrofiche per la vita sull'intero pianeta. Una delle tecniche d'indagine che si è affermata in questi ultimi anni, consiste nell'inviare intensi impulsi radar (a frequenze intorno ai 5 GHz) verso l'asteroide oggetto d'indagine mentre stazioni d'ascolto situate in diverse località a terra ascoltano gli echi radio prodotti dall'oggetto. In tal modo è possibile determinare con precisione caratteristiche morfologiche e dati orbitali dell'asteroide.

Una richiesta di collaborazione a tale progetto di ricerca è già giunta da parte del team operante al radiotelescopio del CNR di Medicina (BO).

Un'ulteriore evoluzione del sistema di ricezione potrebbe consistere nell'installazione di una seconda antenna omnidirezionale, a basso guadagno, per la discriminazione delle RFI. Infatti, in presenza di un segnale candidato S.E.T.I., la possibilità di commutare il ricevitore su di una seconda antenna in grado di ricevere i soli segnali radio di origine locale, permetterebbe di operare una più facile identificazione delle interferenze generate da sorgenti umane vicine, distinguendole da segnali radio provenienti dallo spazio profondo. Questa soluzione, già utilizzata da altri ricercatori del settore, richiederebbe un impegno minimo dal punto di vista della realizzazione hardware ed alcune modifiche di rilievo del software di acquisizione automatica.

### *Nuovi settori di ricerca possibili.*

Individuazione e catalogazione automatica di interferenze elettromagnetiche da segnali radio prodotti dall'uomo; sviluppo di un sistema computerizzato per la mitigazione delle RFI nei ricevitori radioastronomici.

---

<sup>54</sup> Si tratta di asteroidi, con dimensioni superiori ai 100 metri, che transitano su orbite che intersecano periodicamente l'orbita terrestre.



⇒ *Ricevitore.*

Nella spettroscopia ad alta risoluzione, tecnica fondamentale nella ricerca di segnali radio a banda stretta, l'importanza della stabilità dell'oscillatore locale di un ricevitore a conversione diretta è già stata evidenziata nel capitolo 1. Il generatore sintetizzato utilizzato come oscillatore locale è attualmente equipaggiato di un riferimento di frequenza a 10 MHz ad alta stabilità, realizzato con un oscillatore al quarzo in fornetto di stabilizzazione (OCXO). Gli oscillatori al quarzo presentano un'ottima stabilità nel breve periodo<sup>55</sup>, una caratteristica che consente di analizzare agevolmente il doppler associato a segnali radio con frequenze dell'ordine dei 1420 MHz, senza introdurre derive ulteriori dovute allo slittamento in frequenza dell'oscillatore locale presente nel ricevitore stesso. Non altrettanto buone sono le loro caratteristiche di stabilità sul lungo periodo. Caratteristica comune degli oscillatori a cristallo è, infatti, la presenza di una non trascurabile ed inevitabile lenta deriva della frequenza di oscillazione. In un ricevitore a conversione diretta per la riga dell'idrogeno, come quello realizzato, questo può comportare uno spostamento apparente della frequenza del segnale ricevuto di alcune decine di hertz nell'arco di un mese. In sintesi, la misura della frequenza di un segnale ricevuto ha un'incertezza dell'ordine delle decine di hertz per ogni mese intercorso dalla data dell'ultima calibrazione del riferimento di frequenza sopra citato. Questo fatto costringerebbe a frequenti e costose ricalibrazioni con la conseguente interruzione dell'operatività del ricevitore, una prospettiva poco allettante.

Un'alternativa consiste nello sfruttare dei precisi riferimenti di frequenza acquisibili da qualunque punto del pianeta : i satelliti della costellazione GPS.

A bordo di ciascun satellite sono presenti due oscillatori al cesio, caratterizzati da stabilità elevatissime (nell'ordine di  $10^{-12}$  Hz / giorno), necessari ai complessi calcoli per determinare le coordinate geografiche assolute dei vari utilizzatori a terra. E' già da alcuni anni che sono disponibili sul mercato, a prezzi ragionevoli, particolari ricevitori per GPS studiati proprio per impieghi di sincronizzazione sfruttando gli oscillatori al cesio di bordo. Questi ricevitori, in genere, sono provvisti di un software interno che, a partire dai segnali di sincronismo inviati dai satelliti, genera un segnale campione ad 1 o 100 Hz caratterizzato da un certo livello di fluttuazione in frequenza sul breve periodo, ma da elevatissime stabilità su periodi medio lunghi.

Un'interessante applicazione, che risolverebbe i problemi del cristallo OCXO, è stata sviluppata da Brooks Shera, radioamatore americano, che ha sviluppato una sorta di PLL digitale controllato da microcontrollore che, a partire dal segnale campione ad 1 Hz generato da un ricevitore GPS Motorola UT+, fornisce un riferimento di frequenza a 5 ed a 10 MHz con stabilità dell'ordine di

---

<sup>55</sup> Sono caratterizzati da basso rumore di fase ed ottime stabilità su periodi di alcune ore.

$10^{-11}$  Hz<sup>56</sup>. Dato che il generatore di oscillatore locale prevede la possibilità di essere asservito ad un riferimento a 10 MHz esterno, la realizzazione di questo equipaggiamento potrebbe costituire una ottima soluzione al problema della deriva in frequenza del ricevitore radioastronomico.

⇒ *Software di acquisizione.*

Nell'ambito della ricerca automatica di segnali artificiali provenienti dallo spazio, fino ad oggi lo strumento matematico più utilizzato dai programmi di ricerca automatica ed analisi dei dati ricevuti è stata, senza dubbio, la *trasformata di Fourier*. Essa permette di passare agevolmente dal dominio del tempo a quello delle frequenze ed è già stata ampiamente utilizzata in forma di algoritmo software con elevate velocità di esecuzione: la cosiddetta FFT<sup>57</sup>. Pur essendo innegabili i suoi vantaggi di semplicità d'implementazione e velocità d'esecuzione, oggi incomincia ad essere appetibile un altro potente strumento matematico, particolarmente adatto alla ricerca S.E.T.I.: la KLT o *trasformata di Karhunen Løeve*. Si tratta di una trasformata lineare le cui funzioni di base vengono estratte dalle caratteristiche statistiche del segnale stesso cui è applicata. Per tale ragione viene considerata *adattativa*: il suo risultato *si adatta* al mutare dei parametri statistici del segnale d'ingresso. Per tale ragione costituisce uno strumento formidabile per una ricerca di segnali a banda stretta immersi in un rumore di fondo che viene generalmente considerato *bianco*, anche se difficilmente lo è nella realtà. Inoltre, per le sue caratteristiche di adattabilità, risolve il problema della *soglia d'allarme*: in ogni analizzatore S.E.T.I., per evitare di generare falsi allarmi continui, viene imposta una soglia di potenza minima e fissa dei segnali ricevuti, al di sotto della quale tutto ciò che è stato ricevuto viene ignorato. La scelta di tale valore è frutto dell'esperienza acquisita dallo sperimentatore di turno e soprattutto non viene continuamente aggiornata al mutare delle condizioni di rumore di fondo o di interferenze ricevute.

E' evidente che ciò rappresenta un punto debole di tale tecnica di ricerca. Il famoso segnale alieno potrebbe essere già stato captato dalle nostre antenne decine di volte, senza essere rivelato perché la soglia di allarme era selezionata secondo parametri errati. La KLT risolve il problema per la sua intrinseca adattabilità: il livello di soglia si evince dalla trasformata stessa e si adatta regolarmente al mutare delle condizioni al contorno.

---

<sup>56</sup> Livelli di stabilità tipici dei sofisticati oscillatori al rubidio, normalmente impiegati per la taratura di strumenti come il generatore sintetizzato utilizzato.

<sup>57</sup> Fast Fourier Transform.

Unico svantaggio di questo potente strumento matematico è la difficoltà di calcolo associata. Il calcolo della trasformata passa per pesanti operazioni matriciali per le quali non è ancora stato ideato un algoritmo di risoluzione veloce, paragonabile alla FFT per la trasformata di Fourier.

Attualmente è in fase di realizzazione presso il CNR di Bologna una scheda per il calcolo in hardware della KLT. Il progetto nasce da una collaborazione tra il CNR ed il dott. Claudio Maccone<sup>58</sup> ed è finalizzata all'applicazione della KLT nel S.E.T.I. e nell'analisi di echi radar da asteroidi o detriti spaziali. Tale soluzione consentirebbe di accedere a tale strumento matematico per analisi di segnale in tempi rapidi, senza perdere le potenzialità illustrate precedentemente.

Nel caso queste prime applicazioni della KLT dovessero portare allo sviluppo di sistemi applicativi con costi accessibili, è naturale che soprattutto con sistemi d'antenna ridotti sia assolutamente più competitivo un sistema di analisi spettrale basato su KLT piuttosto che sulla trasformata di Fourier.

Un secondo sviluppo del software riguarda, invece, il programma che gestisce lo strumento funzionante come radiotelescopio. Sviluppando nuove routine di controllo della scheda di acquisizione A/D, mirate all'ottimizzazione dei tempi di trasferimento dei dati campionati alla memoria centrale del PC, si potrebbe raggiungere una velocità di calcolo sufficiente ad acquisire e processare, con rivelazione quadratica e media con filtro IIR, anche segnali molto veloci. Naturalmente, per non alterare le caratteristiche di tali segnali, le costanti di tempo adottate devono essere sufficientemente brevi

#### *Nuovi settori di ricerca possibili.*

Quest'evoluzione del software radioastronomico consentirebbe di accostarsi alla ricezione ed allo studio delle pulsar. Questi oggetti peculiari sono mediamente caratterizzati da flussi radio piuttosto deboli ma alcuni di essi potrebbero essere alla portata dello strumento. La seguente tabella riporta le caratteristiche di alcune delle pulsar più potenti:

---

<sup>58</sup> Matematico torinese che lavora presso l'Alenia Spazio di Torino e personalità di rilievo della comunità internazionale del S.E.T.I.

<b>PULSAR</b>	<b>PERIODO [s]</b>	<b>DURATA IMPULSO [ms]</b>	<b>FLUSSO MEDIO [Jy]</b>	<b>FLUSSO DI PICCO [Jy]</b>
PSR 033-45	0.089	1.7	4.5	235
PSR 0329 + 54	0.714	8.7	1.7	138
PSR 1749 - 28	0.562	6.0	0.9	83
PSR 0531 + 21	0.033	1.9	0.5	8
PSR 1919 + 21	1.337	25	0.1	8
PSR 1133 + 16	1.187	18	0.1	7
PSR 2016 + 28	0.557	14	0.2	7
PSR 0834 + 06	1.273	17	0.1	6
PSR 0950 + 08	0.253	9.5	0.2	6

**Tabella 12 : dati caratteristici delle principali pulsar.**

Appare evidente che si tratta di oggetti piuttosto deboli ed alcuni della tabella precedente sarebbero certamente un duro banco di prova in termini di sensibilità e stabilità del radiotelescopio realizzato. Ma, specie con l' utilizzo di una nuova antenna a maggior apertura, potrebbero essere alla portata dello strumento; certamente lo studio di questi oggetti esotici rappresenta una delle branche più affascinanti della radioastronomia.

## Indice delle figure.

Figura 1 : distribuzione in frequenza del rumore cosmico. ....	5
Figura 2 : antenna del radiotelescopio di Arecibo, Porto Rico. ....	7
Figura 3 : antenna del radiotelescopio di Jodrell Bank, UK. ....	7
Figura 4 : schema a blocchi del sistema di ricezione. ....	13
Figura 5 : struttura di un'antenna Yagi. ....	16
Figura 6 : diagramma d'irradiazione di un'antenna Yagi, piano verticale. ....	17
Figura 7 : diagramma d'irradiazione di un'antenna Yagi, piano orizzontale. ....	17
Figura 8 : effetti dell'accuratezza meccanica nella costruzione di uno specchio parabolico. ....	20
Figura 9 : illuminazione di un'antenna parabolica. ....	22
Figura 10 : dettagli costruttivi dell'illuminatore realizzato. ....	24
Figura 11 : dettaglio dell'illuminatore e suo supporto. ....	25
Figura 12 : dimensioni e dettagli costruttivi dell'elemento radiante inserito nell'illuminatore. ....	25
Figura 13 : antenna e meccanismo di movimentazione, assemblati a terra. ....	28
Figura 14 : posizionamento del sistema d'antenna su traliccio di quattro metri. ....	28
Figura 15 : particolare del meccanismo di rotazione di azimuth. ....	28
Figura 16 : particolare del sistema di elevazione. ....	28
Figura 17 : schema elettrico del preamplificatore a basso rumore (LNA). ....	30
Figura 18 : schema per la simulazione del LNA. ....	31
Figura 19 : risultati delle simulazioni del LNA. ....	32
Figura 20 : layout del PCB del LNA. ....	34
Figura 21 : foto del LNA assemblato. ....	34
Figura 22 : misure dei parametri scattering del LNA. ....	35
Figura 23 : definizione di punto di compressione a -1 dB. ....	37
Figura 24 : schema a blocchi del ricevitore radioastronomico. ....	40
Figura 25 : layout e dimensioni del filtro passa-banda. ....	42
Figura 26 : risultati delle simulazioni del filtro passa-banda. ....	43
Figura 27 : misure dei parametri scattering del filtro passa-banda. ....	44
Figura 28 : caratteristiche principali degli MMIC MSA2111. ....	46
Figura 29 : schema circuitale di un singolo blocco del post-amplificatore. ....	47
Figura 30 : circuito elettrico complessivo del post-amplificatore. ....	48
Figura 31 : risultati delle simulazioni del post-amplificatore. ....	49
Figura 32 : layout del circuito stampato del post-amplificatore. ....	50
Figura 33 : foto del post-amplificatore assemblato. ....	50

Figura 34 : misure dei parametri scattering del post-amplificatore. ....	52
Figura 35 : schema di principio di mixer bilanciato. ....	54
Figura 36 : caratteristiche del mixer bilanciato utilizzato.....	58
Figura 37 : caratteristiche dei filtri passa basso a 10MHz impiegati. ....	60
Figura 38 : caratteristiche dell'amplificatore IF adottato.....	61
Figura 39 : Ricevitore assemblato.....	62
Figura 40 : Sistema di ricezione, analisi dei dati e controllo d'antenna completo. ....	62
Figura 41 : Scheda di acquisizione AD128DX. ....	65
Figura 42 : segnali caratteristici nei vari stadi di un ricevitore radioastronomico. ....	69
Figura 43 : pannello di controllo del programma di osservazione radioastronomica. ....	70
Figura 44 : calcolo di figura della rumore del sistema ricevente (prima versione). ....	72
Figura 45 : calcolo di figura della rumore del sistema ricevente (versione finale).....	73
Figura 46 : schema di misura dell'ampiezza del lobo d'antenna. ....	74
Figura 47 : ricezione di eco lunare con sistema Sentinel V. ....	80
Figura 48 : emissioni spurie generate da clock di personal computers.....	82
Figura 49 : segnale generato dall'oscillatore instabile di un controller SCSI.....	82
Figura 50 : ricezione del transito del Sole, $\tau = 10$ s . ....	83
Figura 51 : ricezione del transito di Cassiopea A, $\tau = 10$ s.....	84
Figura 52 : ricezione del transito di Taurus A, $\tau = 20$ s.....	85
Figura 53 : ricezione del transito di Cygnus A, $\tau = 20$ s.....	85

## **Indice delle tabelle.**

Tabella 1 : caratteristiche del progetto BETA. ....	8
Tabella 2 : caratteristiche del progetto SERENDIP IV. ....	9
Tabella 3 : caratteristiche del Progetto Argus.....	9
Tabella 4 : caratteristiche del progetto Phoenix.....	10
Tabella 5 : suddivisione dello spettro elettromagnetico per le onde radio. ....	14
Tabella 6 : elenco componenti del LNA. ....	33
Tabella 7 : misure di linearità sul LNA. ....	38
Tabella 8 : parametri caratteristici delle schede di conversione A/D. ....	64
Tabella 9 : dati tecnici della scheda A/D utilizzata.....	65
Tabella 10 : caratteristiche elettriche della scheda A/D utilizzata. ....	66
Tabella 11 : caratteristiche principali del PC di acquisizione.....	66
Tabella 12 : dati caratteristici delle principali pulsar.....	92
	94

## Bibliografia.

- [1] Antennas and radio wave propagation, R.E. Collin, McGraw-Hill, 1988.
- [2] RF microelectronics, Behzard Razavi, PRENTICE HALL PTR, 1998
- [3] *Sussurri dal cosmo*, Flavio Falcinelli, Società Editoriale Felsinea S.r.l., Bologna 1997
- [4] [www.setileague.org](http://www.setileague.org)
- [5] 8660C Operating Service manual, Hewlett Packard
- [6] Basic Modamp MMIC Circuit Techniques, Appl. Note S001, [www.semiconductor.agilent.com](http://www.semiconductor.agilent.com)
- [7] Biasing MSA series RF Integrated Circuits, appl. note S003, [www.semiconductor.agilent.com](http://www.semiconductor.agilent.com)
- [8] HEMT LNAs for 23cm, Rainer Bertelsmeier (DJ9BV), *Dubus magazine* 4/1993.
- [9] *Realizzazione di un sistema d'acquisizione per ricerca S.E.T.I. e radioastronomia sulla riga dell'idrogeno neutro*, tesi di Diploma in Telecomunicazioni di Giuseppe Fornero (Luglio 2002).
- [10] An interference-Resistant search for Extraterrestrial Microwave beacon, thesis by Darren Laney Leight, Harvard Univ. June 1998.
- [11] [www.ira.cnr.it](http://www.ira.cnr.it)
- [12] Campi ed onde nell'elettronica per telecomunicazioni, Ramo-Whinnery-Van Duzer, ed. Franco Angeli, 1987.
- [13] Appunti dal corso di Circuiti e Sistemi a microonde e ottici, Diploma di Laurea in Telecomunicazioni, Politecnico di Torino.
- [14] [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)
- [15] [www.agilent.com](http://www.agilent.com)

## **Ringraziamenti.**

La complessità dell'impianto di ricezione, costituito da numerose parti che richiedono competenze diverse (elettronica, informatica meccanica, ecc.), ha richiesto l'impegno di un gran numero di persone, la cui mole di lavoro svolto oltrepassa di gran lunga quella prodotta da chi scrive.

Per tale ragione si ritiene opportuno citare le persone che hanno preso parte a questo progetto, senza le quali non si sarebbe mai giunti a questi incoraggianti risultati:

- ◆ Osvaldo Bartolucci;
- ◆ Daniele (IK1EGC) e Diego (IK1MTZ);
- ◆ Giuseppe e Renato Fornero;
- ◆ Gianni, Romano, Marcello, Marco, Ermanno e tutti gli amici dell' Associazione Astrofili Urania, Luserna S. Giovanni (TO);
- ◆ Irene;
- ◆ Claudio Maccone;
- ◆ Stelio Montebugnoli, Jader Monari e tutti gli amici del SETI Team del CNR di Medicina (BO);
- ◆ Regione Piemonte;
- ◆ Carl Sagan;
- ◆ Salvatore, Silvio, Stefano, Bruno e tutti gli amici dell' Alenia Spazio Torino.