

Rapporti tecnici

INGV

**La ionosonda AIS-2: evoluzione
nel progetto del sistema e primi collaudi**

253



Direttore

Enzo Boschi

Editorial Board

Raffaele Azzaro (CT)

Sara Barsotti (PI)

Mario Castellano (NA)

Viviana Castelli (BO)

Rosa Anna Corsaro (CT)

Luigi Cucci (RM1)

Mauro Di Vito (NA)

Marcello Liotta (PA)

Simona Masina (BO)

Mario Mattia (CT)

Nicola Pagliuca (RM1)

Umberto Sciacca (RM1)

Salvatore Stramondo (CNT)

Andrea Tertulliani - Editor in Chief (RM1)

Aldo Winkler (RM2)

Gaetano Zonno (MI)

Segreteria di Redazione

Francesca Di Stefano - coordinatore

Tel. +39 06 51860068

Fax +39 06 36915617

Rossella Celi

Tel. +39 06 51860055

Fax +39 06 36915617

redazionecen@ingv.it



Rapporti tecnici

INGV

LA IONOSONDA AIS-2: EVOLUZIONE NEL PROGETTO DEL SISTEMA E PRIMI COLLAUDI

Umberto Sciacca¹, James A. Baskaradas²

¹INGV (Istituto Nazionale di Geofisica e Vulcanologia, Sezione Sismologia e Tettonofisica)

²INGV (Istituto Nazionale di Geofisica e Vulcanologia, Sezione Geomagnetismo, Aeronomia e Geofisica Ambientale)

253

Indice

Introduzione.....	5
1. Aggiornamento dello schema a blocchi del sistema e dei segnali scambiati	5
2. Nuovi schemi a blocchi delle schede DCC e FSY	7
3. Progetto di dettaglio del pre-amplificatore di antenna e relativi test.....	10
4. Progetto di dettaglio del ricevitore (RCV).....	14
5. Collaudo di RCV	17
5.1 Tensioni di alimentazione di APA	17
5.2 Sezione RF	18
5.3 Conversione a IF	19
5.4 Catena ricevente a IF.....	19
5.5 Conversione in banda base.....	20
5.6 Sezione di banda base	21
5.7 Ricevitore completo	21
5.8 Consumi	23
6. Specifiche di alimentatore (PWS) e amplificatore di potenza (PWA).....	24
7. Sviluppi futuri.....	25
Bibliografia.....	26
Appendici - Schemi elettrici.....	26

Introduzione

Il presente lavoro descrive lo stato di avanzamento del progetto della ionosonda AIS-2, già descritto nel Rapporto Tecnico [Sciacca, Baskaradas, 2012]. Rispetto alla versione ivi riportata sono stati compiuti vari interventi migliorativi, specialmente nella direzione di una semplificazione ed unione delle funzioni di alcune delle schede previste inizialmente.

Parallelamente all'adeguamento del progetto sono state costruite e collaudate alcune delle schede componenti ed il presente rapporto tecnico descrive in dettaglio il loro progetto e collaudo, che ha avuto un sostanziale esito positivo.

Tutto quanto non riportato nel presente rapporto è rimasto inalterato e quindi va consultato il citato lavoro [Sciacca, Baskaradas, 2012]. Dati i continui rimandi al citato lavoro, al solo scopo di semplificare la citazione, esso sarà indicato d'ora in poi con [prog].

1. Aggiornamento dello schema a blocchi del sistema e dei segnali scambiati

Nel definire la progettazione di dettaglio delle schede digitali è emersa la possibilità di raggruppare tutte le funzioni svolte dalle schede ITF e ADC su un'unica scheda (DCC - *Digital Control and Conversion*). Per considerazioni legate al *layout* oltre che per ragioni di opportunità di separazione tra funzioni analogiche e digitali, si è deciso che invece le funzioni inizialmente previste dalla scheda FSY rimanessero separate, anche se lo schema interno ha subito alcune modifiche, perché si è deciso di spostare alcune delle funzioni di controllo sulla nuova scheda DCC. Le due schede DCC e FSY saranno messe in stretta comunicazione da una connessione diretta, quindi senza utilizzare il BUS principale.

Rispetto a quanto descritto in [prog] lo schema a blocchi del sistema complessivo si modifica dunque secondo il nuovo schema aggiornato riportato in fig. 1. I blocchi principali rimangono inalterati; per comodità del lettore si riassumono le loro funzioni:

- l'unità principale (Main UNit - MUN), a sua volta costituita da varie schede;
- il PC per il controllo delle funzioni, la memorizzazione e l'elaborazione dei dati;
- l'amplificatore di potenza (PoWer Amplifier - PWA), per ottenere un adeguato livello in trasmissione;
- il sistema di antenne trasmittente e riceventi, con alcuni circuiti di adattamento e pretrattamento (riportato parzialmente).

Si ricorda che il sistema di antenne comprende un'antenna trasmittente e da una a quattro riceventi, che possono essere di vari tipi (a delta e a telaio), connesse a piccoli sistemi posti sotto di esse, preposti a pre-amplificare il segnale (Antenna Pre Amplifier - APA-n dove n va da 1 a 4); un singolo APA può essere collegato ad un'antenna delta o ad una coppia di antenne a telaio; le connessioni fisiche possono essere anche contemporanee, ma il sistema usa o solo le antenne delta o solo quelle a telaio (non può usare tipi diversi contemporaneamente nello stesso sondaggio).

Sono indicati i nomi dei segnali scambiati tra i vari blocchi, come meglio specificato più avanti. I colori utilizzati sono gli stessi che in [prog], che richiamiamo:

- i segnali analogici a radiofrequenza sono segnati in blu; se si tratta di segnali generati all'interno del sistema il colore è più scuro, per quelli deboli in ricezione è più chiaro;
- in rosso i segnali digitali, compreso il BUS, dato che per lo più ospita segnali di questo tipo;
- in giallo le linee dati codificate, intendendo con questo termine un insieme di linee singole che codificano un insieme di informazioni maggiore (ad esempio 3 bit che rappresentano 8 diversi numeri binari); con lo stesso colore sono stati indicati i segnali analogici in banda base;
- in verde i segnali di monitoraggio di funzioni;
- in porpora le linee di alimentazione.

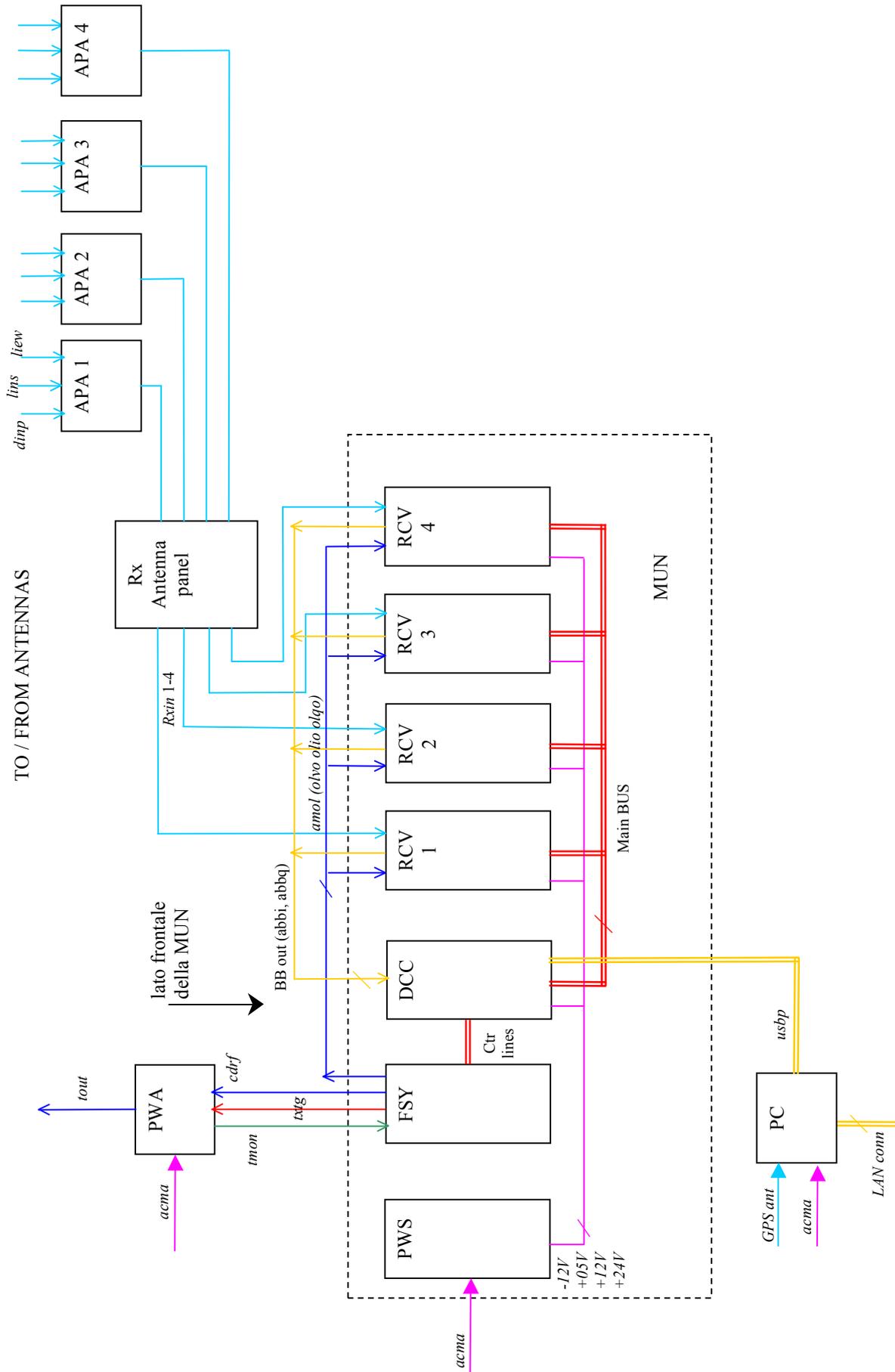


Figura 1. Schema a blocchi del sistema – Aggiornamento.

In [prog] era stata inserita la fig. 8 per mettere in evidenza i segnali che venivano scambiati tra le varie schede. Dato che ora le due schede ITF e ADC sono state sostituite dall'unica DCC, quella figura non è stata più riportata in quanto oramai sostanzialmente inutile, dato che tutti i segnali ivi presenti sono interni alle due schede DCC e FSY e solo quelli di controllo dei ricevitori rimangono esterni e viaggiano sul BUS.

Molti dei segnali che partivano o finivano nelle due schede originarie ora finiscono in DCC, in particolare:

- i segnali di banda base *abbi*, *abbq*,
- la linea di comunicazione col PC *usbp*.

I seguenti segnali rimangono all'interno della nuova scheda DCC, precisamente:

- i dati campionati *data*,
- i segnali di inizio e fine acquisizione *rdck* e *dary*,
- i segnali per la sincronizzazione del campionamento *syck* e *adtg*.

Il segnale analogico di calibrazione (*rca1*), proveniente da FSY, deve passare per DCC prima di essere diviso su quattro linee ed inviato sul BUS ai ricevitori (*rcax*).

I seguenti segnali, scambiati tra FSY e DCC, non lo saranno più tramite il BUS principale ma tramite la citata connessione diretta tra le schede (che in fig. 1 compare come *ctr lines*):

- le istruzioni di programmazione dei DDS *inst*,
- il segnale di trigger per trasmissione e ricezione *txtg*, che viene generato in DCC ma esce da FSY,
- i monitor degli oscillatori locali (*oim_x*, *oqm_x* e *ovm_x*) vengono generati nella FSY e soltanto dopo l'acquisizione sono inviati come dati sulla connessione *inst*, pertanto non figurano più come segnali individuali.

La linea *cinf*, che conteneva l'informazione sul tipo di codice usato, ora non esiste più come tale perché il codice viene generato all'interno di DCC ed inviato in forma digitale a FSY per essere usato come modulazione della portante in trasmissione. Il nuovo segnale si chiama *dcod* (*digital code*). Una linea che codifica il codice usato comunque continuerà ad esistere internamente alla scheda per eventuali usi di controllo della funzionalità dell'apparato.

Va segnalato, e lo si vedrà più in dettaglio in seguito, che la selezione del filtro (*bsel*) e del guadagno del ricevitore (*rlev*) viene effettuata dai circuiti di controllo dei DDS presenti sulla FSY, ma i segnali passano su DCC prima di essere inviati sul BUS; in tal modo è possibile un ulteriore loro condizionamento da parte del controllo della scheda prima dell'invio al ricevitore.

2. Nuovi schemi a blocchi delle schede DCC e FSY

Nella fig. 2 è riportato lo schema a blocchi della nuova scheda DCC, nella quale sono andate a confluire tutte le funzioni già previste per le schede ADC, ITF e parte di quelle di FSY (quelle a prevalente carattere digitale), mentre le funzioni a prevalenza analogica sono rimaste nella FSY, il cui progetto peraltro ha dovuto essere modificato. Ciò non ha comportato particolari difficoltà in quanto al momento della compilazione di [prog] non era ancora stato affrontato il progetto di dettaglio. Il nuovo schema di FSY è riportato nella fig. 3.

Esaminando lo schema della scheda DCC, il suo centro è rappresentato dal dispositivo CPLD (evidenziato dalla linea tratteggiata) che controlla tutte le funzioni e si potrebbe dire che costituisca il "cervello" della intera ionosonda. Le principali funzioni sono raggruppate in due blocchi, evidenziati dai due rettangoli interni alla linea tratteggiata: il controllo della conversione AD (*ADC & RAM controller*) e il controllo delle temporizzazioni (*Timing & Code generator*).

Il blocco *ADC & RAM controller* controlla il funzionamento degli ADC (quattro unità, una per ogni ricevitore) e riceve i dati campionati; quindi gestisce il loro immagazzinamento temporaneo in due banchi di memoria RAM, prima del loro invio al PC. Tale invio avviene facendoli passare in una linea dedicata ad alta velocità verso il dispositivo di interfaccia USB col PC.

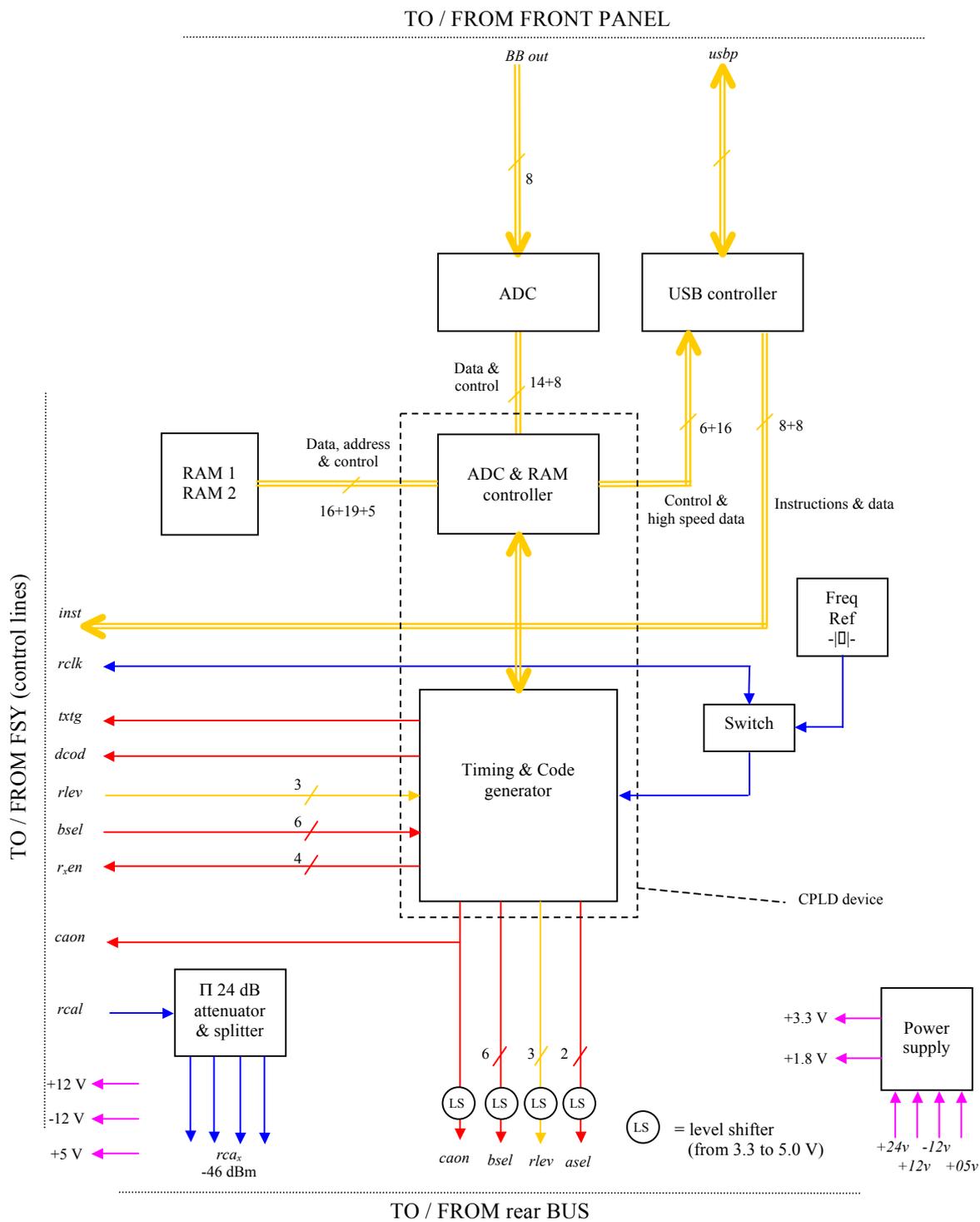


Figura 2. Schema a blocchi della nuova scheda DCC.

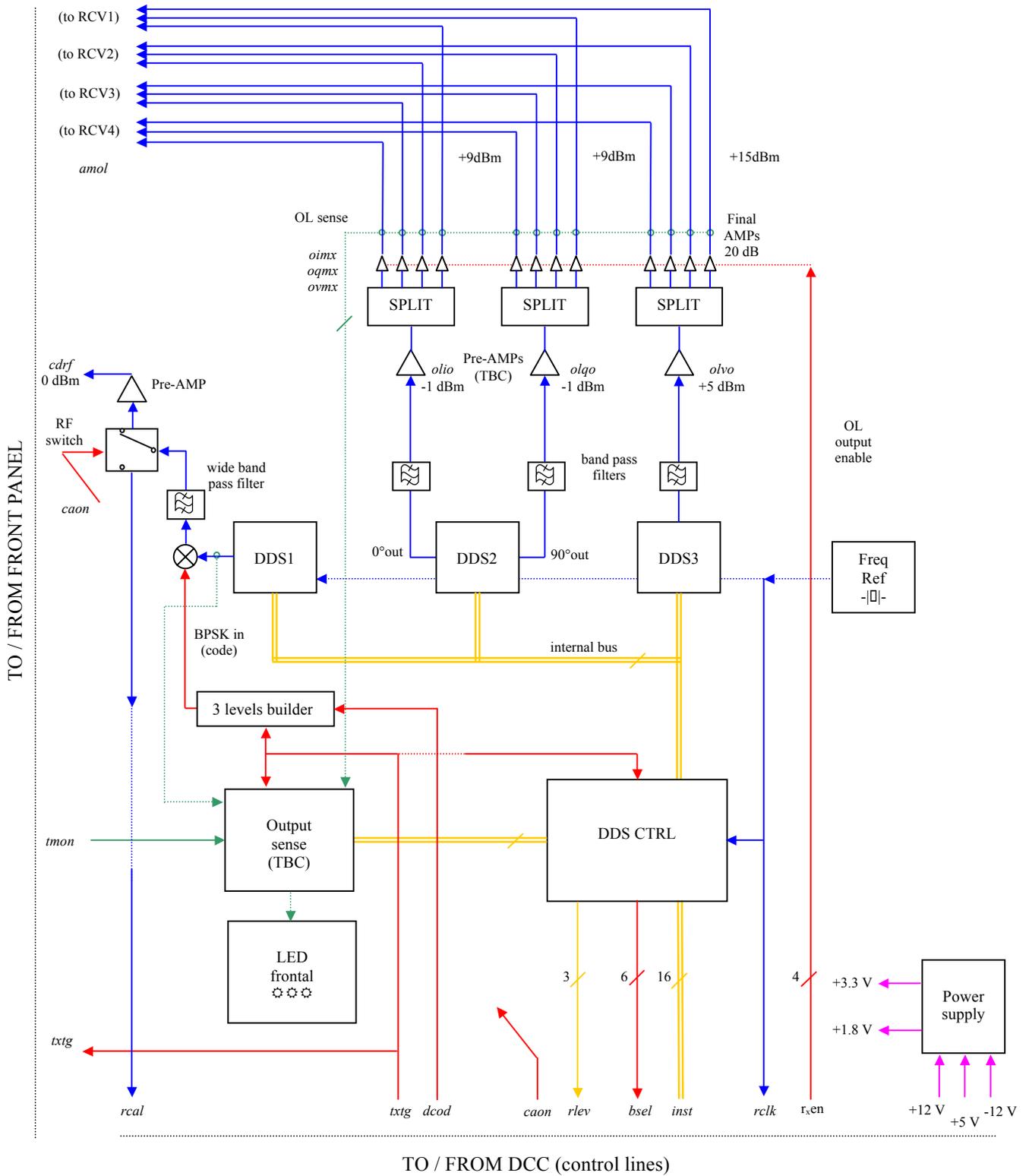


Figura 3. Schema a blocchi della scheda FSY.

La linea “inst” è una sorta di bus interno alla scheda. Su di esso passano dati ed istruzioni per la comunicazione con la FSY e con il controllore USB.

Il blocco *Timing & Code generator* genera tutte le temporizzazioni principali (per l’inizio della trasmissione e della ricezione, l’inizio del processo di conversione, ecc.) e i codici da sovrapporre al segnale trasmesso. Costituisce un interprete dei comandi provenienti dal PC, ad esempio in occasione delle operazioni di calibrazione, per l’attivazione delle opportune linee; fa anche da smistatore delle informazioni provenienti da altre parti, come ad esempio le informazioni sui monitor di OL provenienti da FSY da inviare al PC. Lo *splitter* viene usato per inviare il segnale di calibrazione *r_{cal}*, generato su FSY, ai quattro ricevitori.

Come accennato nel paragrafo precedente, i segnali di controllo dei filtri (*b_{sel}*) e del guadagno del ricevitore (*r_{lev}*) vengono generati nella FSY in quanto possono essere funzione della frequenza sondata. Tuttavia prima di essere inviati al ricevitore tramite BUS sono trattati anche dal controllore della DCC; può rendersi utile, infatti, la disattivazione completa del ricevitore in corrispondenza della trasmissione e dei periodi di inattività dello stesso.

Qualche nota di commento va aggiunta a proposito dell’oscillatore di riferimento (*reference clock*), che deve fornire una sinusoide stabile a 40 MHz da utilizzare come riferimento temporale per quasi tutte le operazioni della scheda DCC e FSY (solo il dispositivo che presiede le comunicazioni via USB ha un suo *clock* dedicato), pertanto, il segnale deve essere portato alla FSY tramite una linea, chiamata *r_{clk}*. Per rendere possibili varie modalità di funzionamento in sede di test, è stato previsto che il *clock* possa essere generato anche in modo diverso, secondo i vari casi seguenti.

- 1) Modalità di test. Per la prova delle due schede separatamente, è previsto uno zoccolo per un oscillatore anche su FSY.
- 2) Modalità normale. Oscillatore su DCC e segnale portato a FSY. Lo zoccolo su FSY rimane vuoto.
- 3) Modalità ausiliaria. Oscillatore su FSY e segnale portato su DCC. Questa modalità è stata prevista solo come alternativa alla 2. In questo caso il selettore (si tratta di uno *switch* basato su *jumper*) su DCC isola l’oscillatore ivi presente e preleva il segnale da *r_{clk}*.

Le tensioni di alimentazione vengono ricavate da quelle presenti sul BUS (+24, +12, +5 e -5 V); esse sono portate anche su FSY tramite il connettore tra le due schede. Nell’affrontare il progetto di dettaglio si è reso necessario aggiungere anche le +3.3 V e +1.8 V per il funzionamento dei dispositivi digitali; tali tensioni sono ricavate sulle due schede DCC e FSY localmente.

3. Progetto di dettaglio del pre-amplificatore di antenna e relativi test

Si tratta di una piccola scheda da inserire in un contenitore separato da sistemare nelle immediate vicinanze delle antenne riceventi, sia che si tratti di antenne delta che del tipo a telaio. Il contenitore, essendo situato all’aperto, deve essere a tenuta stagna, così come i connettori.

Il pre amplificatore va posto subito sotto alle antenne per le note proprietà di miglioramento della cifra di rumore complessiva del sistema ricevente. La cosa ha particolare rilievo se si pensa che le linee di connessione tra le antenne e l’apparato possono essere lunghe (da molti metri a qualche decina) e ciò ha tanta più importanza se si usano antenne magnetiche, dotate di basso guadagno.

Oltre che assicurare una fonte di guadagno, il dispositivo deve consentire la selezione del tipo di antenna, senza che un operatore sia costretto ogni volta a cambiare le connessioni fisiche all’antenna richiesta, bensì con una semplice opzione inviata dal PC alla MUN via software. Va poi ricordato che la ionosonda deve implementare un sistema automatico di riconoscimento del raggio ordinario e straordinario, che, come analizzato in [Sciacca et al., 2007], si basa sulla opportuna commutazione di due antenne a telaio disposte lungo le direzioni NS e EO; tale commutazione deve avvenire tra due impulsi consecutivi ricevuti. Più esattamente, uno dei due segnali deve essere ribaltato (cambiato di segno) ad ogni ricezione. Questa è una ragione in più per l’uso di un amplificatore intelligente.

Infine, dato che il dispositivo non si trova all’interno della MUN, l’alimentazione deve esservi portata tramite la discesa di antenna. Tutte queste considerazioni hanno condotto al progetto dello schema elettrico riportato in fig. A.1 (in appendice) che attualizza lo schema a blocchi di [prog] (ivi in fig. 11) e che si riproduce per comodità in fig. 4. In fig. 5 è infine riprodotta una fotografia della sola scheda (escluso il contenitore).

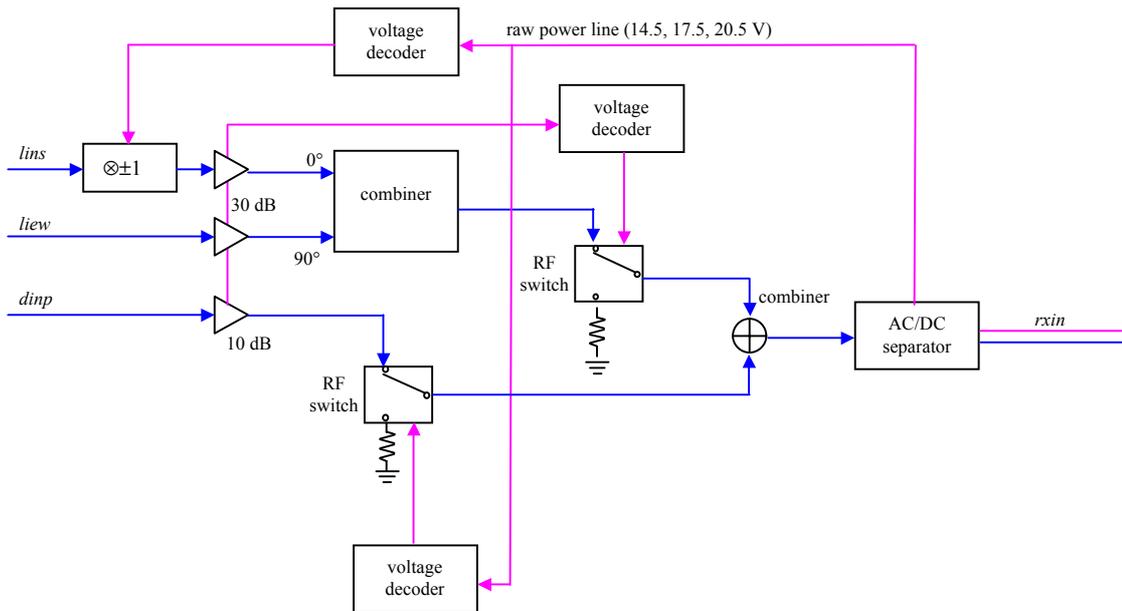


Figura 4. Schema funzionale di APA.

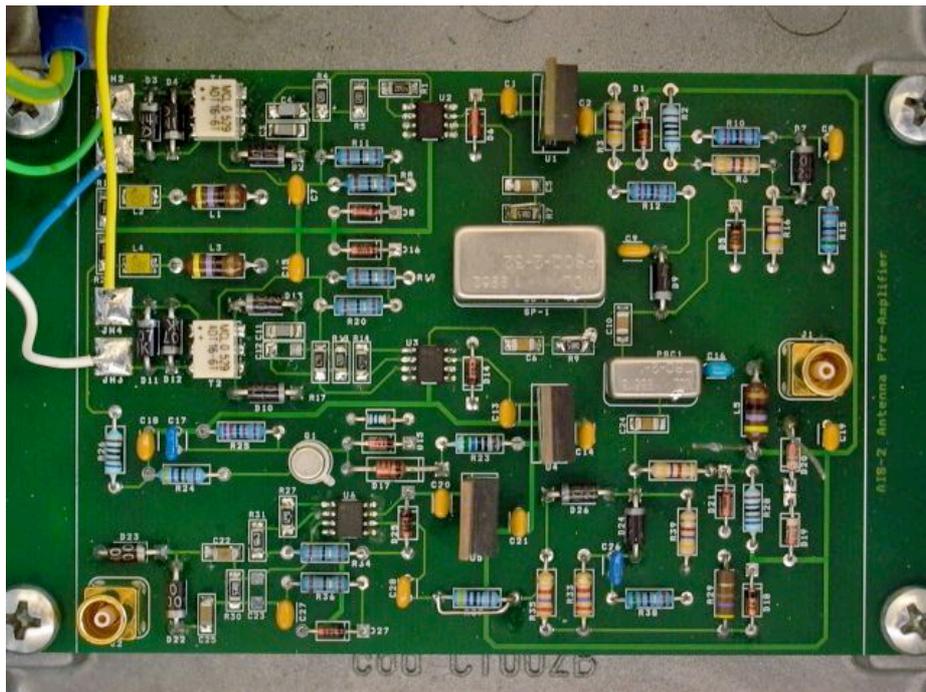


Figura 5. Aspetto reale di APA (vista superiore).

Quelle che seguono sono alcune considerazioni esplicative dello schema. In generale i segnali viaggiano da sinistra a destra, i connettori di ingresso sono infatti JH1-4 e J2, i primi sono delle bocche per il collegamento alle due antenne a telaio (*lins*, *liew*), J2 invece è un normale connettore N isolato dalla scatola, usato per la connessione all'antenna delta (*dinp*).

L'antenna delta non ha bisogno di particolari attenzioni, pertanto il segnale deve solo essere amplificato da U6, che assieme al circuito di ingresso assicura anche il dovuto adattamento di impedenza e la protezione dalle sovratensioni. Da notare che le antenna delta sono sempre dotate di un balun che trasforma l'impedenza da bilanciata a sbilanciata, prima che il segnale sia immesso in una linea coassiale (quella che finisce su J2).

Più complicato è il circuito di ingresso per le antenne a telaio. Esse devono essere poste a brevissima distanza dall'APA, quindi non dispongono di balun e la linea di collegamento è una semplice coppia bifilare bilanciata; pertanto la trasformazione verso una linea sbilanciata viene attuata all'ingresso (T1 e T2). Seguono gli amplificatori U2 e U3, uno per ciascuna antenna. Notare come sulla linea di ingresso a U3, che è quella da collegare all'antenna NS, ci siano componenti aggiuntivi, che sono quelli che devono provvedere ad invertire la polarità del segnale (in fig. 4 è il blocco segnato come $\otimes \pm 1$); in particolare si noti che anziché un solo diodo (D2) ve ne sono due (D10 e D13) con versi opposti: la loro opportuna polarizzazione è ciò che consente al segnale di passare all'amplificatore alternativamente con due polarità opposte, che sono quelle prelevabili sui due secondari di T2. Infine i segnali delle due antenne sono combinati dal sommatore in quadratura SP-1. L'accoppiatore PSC1 miscela i segnali provenienti dalle due antenne e li presenta all'uscita su J1, un connettore BNC (*rxin*).

La selezione della modalità operativa avviene inviando sulla linea coassiale che collega J1 alla MUN un opportuno livello di tensione continua; essa viene separata dalla radiofrequenza dai componenti che si trovano in vicinanza di J1 (L5, C19, in fig. 4 è il blocco *AC/DC separator*). Da notare che i dispositivi (U1, U4 e U5) che forniscono le tensioni di alimentazione agli amplificatori sono sempre alimentati, solo che in corrispondenza di vari livelli di tensione si attivano gli interruttori a diodi (*switch*) che si possono vedere in alto a destra (attorno a D1) e in basso al centro (attorno a D18). Anche il circuito al centro dello schema (basato sul transistor Q1) è sensibile ai livelli di tensione presenti sulla linea. Tutti questi interruttori sono indicati in fig. 4 come *voltage decoder*, perché decodificano il livello di tensione e controllano gli *RF switch*.

I vari livelli di tensione vengono predisposti da un apposito circuito che si trova nel ricevitore, a seconda della combinazione di bit presenti sulle linee *asel*, secondo lo schema seguente, che riassume anche ciò che succede in APA.

<i>asel</i>	Tens.	Operazione
00	0.0	non c'è tensione, tutto è spento e i segnali non passano
01	14.5	collegata l'antenna delta (<i>switch</i> in alto aperto, quello in basso chiuso)
10	17.5	collegate le ant. a telaio (<i>switch</i> in alto chiuso, quello in basso aperto); antenna NS "invertita"
11	20.5	collegate le antenne a telaio (<i>switch</i> in alto chiuso, quello in basso aperto); antenna NS "dritta"

Lo schema riportato in fig. A.1 è il risultato di aggiustamenti allo schema iniziale suggeriti in seguito al collaudo del circuito; ciò spiega alcune particolarità che possono apparire strane. In particolare, i diodi D1 e D18 devono essere di precisione (almeno al 2%) per evitare possibili sbilanciamenti tra i due *switch*. Le resistenze R7, R9 e R 37 sono state rimosse per rendere disponibile un maggiore guadagno (nello schema figurano ad un valore fittizio di 0.1 Ω). Per lo stesso motivo la resistenza R31 è stata portata all'attuale valore di 56 Ω . I condensatori C4 e C23 sono stati previsti per eventuali compensazioni del guadagno; in pratica C23 non è stato usato (infatti figura al valore fittizio di 1 pF), mentre C4 è stato posto a 82 pF in seguito al collaudo.

Sono state eseguite misure a varie frequenze per verificare i guadagni della catena. Essi sono riassunti nella tab. 1, che è divisa in tre sezioni 1a, 1b e 1c, ciascuna si riferisce ad una diversa alimentazione (gli altri ingressi sono terminati su carico). In tab. 1a si vede che APA fa passare il segnale quando esso proviene dall'antenna delta ed è selezionata la modalità 10, mentre l'uscita risulta attenuata di circa 30 dB per le altre combinazioni. Le tabelle 2b e 2c si riferiscono agli ingressi posti sulle antenne a telaio e anche in questi casi il segnale è attenuato quando viene selezionata la modalità non pertinente. Non deve meravigliare che il guadagno per l'antenna a telaio sia maggiore, dato che queste antenne presentano un guadagno molto basso, quindi va compensato per presentare all'ingresso del ricevitore segnali sempre della stessa intensità.

f MHz – <i>asel</i> >	01	10	11
1	+4.2	-21	-20
5	+4.0	-28	-35
10	+4.1	-23	-27
20	+4.2	-18	-21
30	+2.5	-16	-19

Tabella 1a. Misura dei guadagni (dB) di APA (ingresso antenna delta).

f MHz – asel >	01	10	11
1	-12	+28	+32
5	-2.1	+28	+29
10	-3.0	+21	+23
20	-8.0	+10	+12
30	-13	+0.4	+2.8

Tabella 1b. Misura dei guadagni di (dB) APA (ingresso antenna telaio NS).

f MHz – asel >	01	10	11
1	-10	+28	+32
5	-2.1	+27	+29
10	-3.1	+21	+23
20	-7.8	+10	+12
30	-13	+0.2	+2.6

Tabella 1c. Misura dei guadagni di (dB) APA (ingresso antenna telaio EO).

La situazione più delicata è quella relativa alle condizioni “10” e “11”, cioè in corrispondenza della ricezione delle antenne a telaio con cambio di polarità di una di esse. In queste condizioni i guadagni devono rimanere gli stessi per non inficiare la cancellazione alternata dei raggi ordinario e straordinario nel successivo sommatore. Nel grafico di fig. 6 sono messi a confronto gli andamenti dei guadagni con la frequenza.

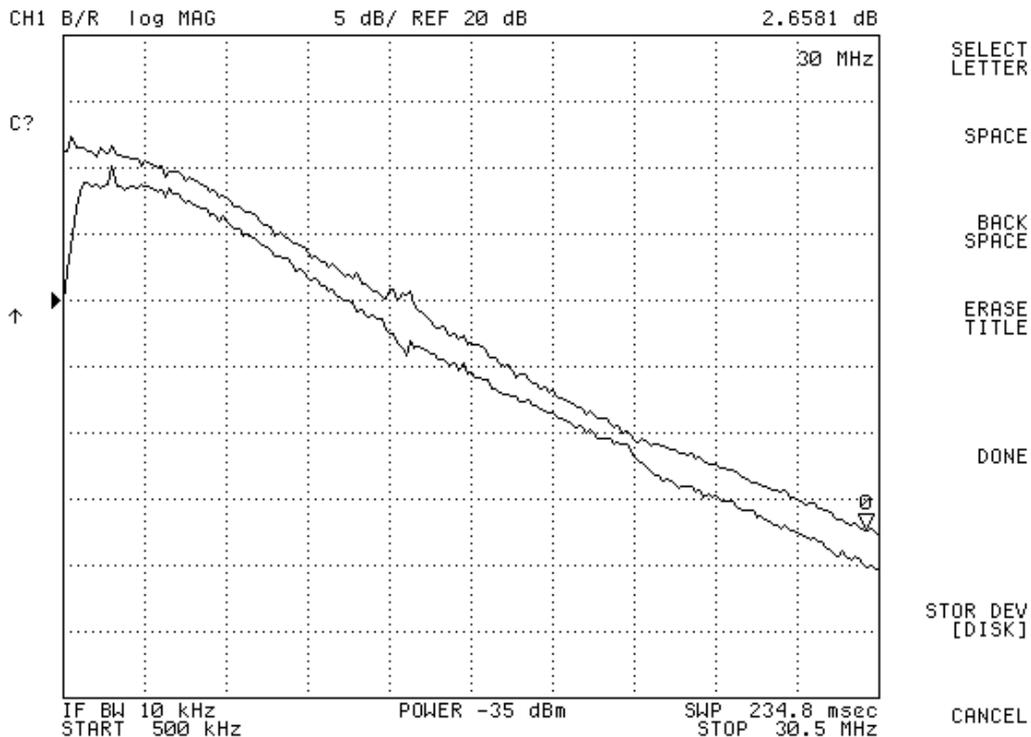


Figura 6. Guadagni di APA in corrispondenza dei controlli 10 (curva inferiore) e 11 (curva superiore).

Si nota una perdita di guadagno con la frequenza, circostanza senza grosse conseguenze, perché può essere compensata con opportuna calibrazione. Più delicato è il fatto che in corrispondenza di “11” il guadagno si presenti sempre maggiore di circa 2-3 db rispetto alla condizione “10”. Tenendo presenti le considerazioni esposte

in [Sciacca et al., 2007], si stima che tale sbilanciamento porta al permanere di un livello residuo del raggio non voluto dell'ordine di circa 13 dB inferiore al livello del raggio desiderato. Quanto questo residuo possa disturbare le misure non è possibile stabilirlo al momento attuale ma solo in seguito al collaudo dello strumento completo, infatti il programma di visualizzazione dei risultati potrebbe essere in grado di cancellare nello ionogramma tali tracce residue.

4. Progetto di dettaglio del ricevitore (RCV)

In [prog] è stato introdotto lo schema a blocchi del ricevitore, che si riporta per comodità in fig. 7. Si tratta di una scheda piuttosto complessa, sia per il numero di componenti che per la delicatezza dei segnali da trattare. Per alloggiare tutti i componenti e le linee di collegamento, a differenza che nel passato, si è dovuta realizzare una scheda con quattro strati (due sulle due facce e due interni), con componenti posizionati su entrambe le facce. Lo schema elettrico non sarebbe entrato agevolmente tutto in una figura, per cui viene presentato nella fig. A.2 diviso in cinque sezioni: nella prima sezione vi sono i circuiti a RF, nella 2a quelli a IF, nella 3a quelli in banda base, nella 4a tutti i circuiti ausiliari per il funzionamento che non rientrano concettualmente in nessuna delle altre parti. Infine la 5a parte riproduce i componenti che trovano allocazione in una schedina posta dietro al frontalino che compare sulla faccia anteriore della MUN. Quasi tutti i componenti sono del tipo SMD (a montaggio superficiale), tranne alcune eccezioni, ad esempio i resistori sui quali scorrono correnti di alimentazione.

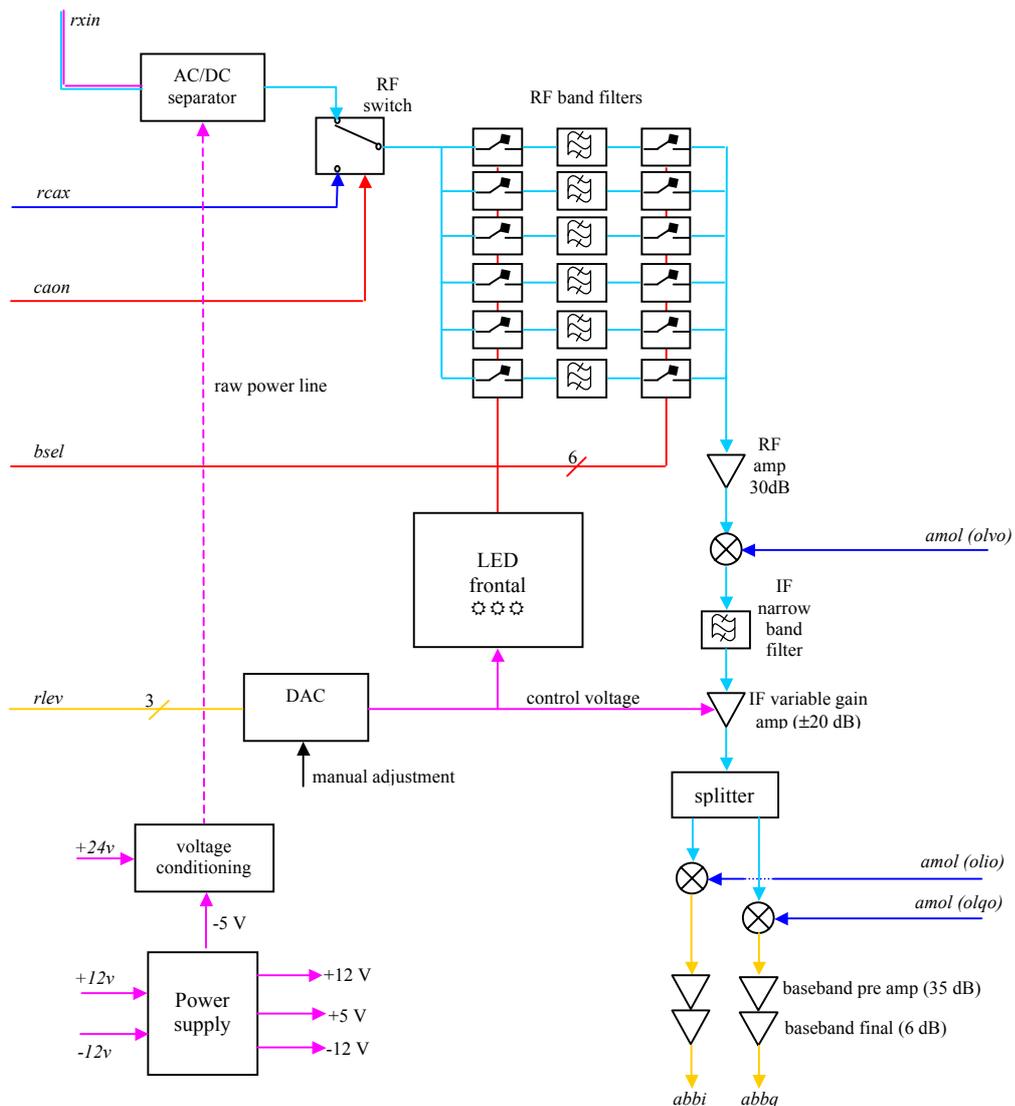


Figura 7. Schema funzionale della scheda RCV.

La sezione a RF (fig. A.2a), sebbene appaia densa di componenti, è in realtà concettualmente semplice. Il “separatoro AC/DC” è una semplice coppia induttore + condensatore che inserisce sulla discesa di antenna (che arriva a J14) una tensione *AntSupply* predisposta nella sezione ausiliaria. Segue un deviatore che manda ai successivi filtri o il segnale ricevuto o quello generato internamente e passante sulla linea *rca1*, il comando del deviatore è costituito dalla linea *caon*. Quasi tutto il resto dello schema è occupato dai sei filtri passa banda centrati sulle sei possibili bande di ricezione. La scelta della banda è operata dalle linee *bsel* e, come si può vedere, la topologia è identica: per ogni banda vi è un filtro passa banda preceduto e seguito da uno *switch*. Tutti gli *switch* possono essere lasciati aperti durante i periodi in cui non si riceve, altrimenti solo uno dei filtri viene collegato tra ingresso e uscita, mentre gli altri rimangono staccati (come se non esistessero). La sezione termina con un primo amplificatore (A1) a larga banda di circa 30 dB, di tipo a basso rumore. Riguardo al rumore, la maggior parte proviene dall’ambiente, perciò le caratteristiche del ricevitore non sono molto significative, tuttavia si è scelto un tipo di amplificatore a basso rumore per non peggiorare ulteriormente la situazione; esso è stato posto solo dopo i filtri, seguendo una prassi di precedenti ionosonde, per proteggerlo dai segnali eventualmente presenti fuori banda passante.

La scelta sul tipo di filtro è caduta sul tipo “ellittico” del terzo ordine, perché è quella che ha consentito, con il minor numero di componenti, una risposta in frequenza con banda passante abbastanza larga e dei fronti ripidi nella transizione alle bande da sopprimere. A parte piccole correzioni attuate in sede di collaudo, i filtri sono “scalati”, vale a dire che le loro frequenze caratteristiche sono ricavate da uno, moltiplicandole per un coefficiente costante (circa 1.6). Fa eccezione il primo filtro: per coprire tutto l’intervallo di frequenze da 1 a 30 MHz sarebbe stato necessario costruire un settimo filtro con banda passante 1.0-1.8 MHz, ma si è preferito allungare la banda passante di quello successivo (che sarebbe dovuta partire da 1.6 MHz) in modo da coprire anche quell’intervallo; il risultato è un solo filtro con banda 1.2-2.9 MHz, che quindi parte da una frequenza leggermente maggiore di quanto richiesto. C’è da considerare che le frequenze tra 1.0 e 1.2 MHz sono sempre molto disturbate e di rado si hanno tracce ad esse corrispondenti, inoltre il primo filtro non è del tutto sordo in quell’intervallo, ma presenta un’attenuazione (da progetto) di circa 14 dB a 1 MHz.

La sezione a IF (fig. A.2b), sebbene appaia meno densa di componenti, è in realtà più complessa concettualmente. Il segnale *IFin*, dopo essere passato per un piccolo attenuatore, entra nel mixer U13, il quale ha come ingresso di oscillatore locale il segnale *olvo* presente su J5, anch’esso passante attraverso un attenuatore. Tali attenuatori, in apparenza dannosi, in realtà hanno la grande utilità di consentire una taratura al momento dell’integrazione dei componenti, quasi sempre a guadagno o attenuazione fissa, inoltre sono di aiuto nel migliorare eventuali disadattamenti di impedenza nel passaggio da un circuito all’altro; quest’ultima funzione è particolarmente delicata in presenza di circuiti non lineari come i *mixer*.

Al primo *mixer* segue il filtro principale del sistema (U14), che è del tipo al quarzo ed è stato acquistato su specifica (tipo “*custom*”); il filtro a IF è quello che deve restringere la banda al valore minimo necessario per il passaggio dell’informazione essenziale e non del rumore inutile. Seguono un altro attenuatore ed un amplificatore a guadagno variabile (U12), controllato dalle linee *rlev*, che vengono decodificate dai circuiti ausiliari ed inviate a U12 come due livelli di tensione di controllo, *Gctrl-* e *Gctrl+*.

A questo punto il segnale viene suddiviso su due linee parallele da U16 e, dopo passaggio per i soliti attenuatori, inviato a due *mixer* U15, U17, che devono portare il segnale in banda base. Si ricorda che la demodulazione viene realizzata con le portanti in quadratura, pertanto le due portanti di OL devono provenire già sfasate di 90° (ingressi *OLio* e *OLqo*). Dopo un ultimo stadio attenuatore, la coppia di segnali viene passata alla sezione successiva (*BBInI* e *BBInQ*).

Osservando lo schema della fig. A.2b si nota la presenza di vari connettori “TP”: si tratta di *Test Point*, inseriti nei punti più delicati del circuito per scopi di test. Tali punti sono stati scelti in corrispondenza degli ingressi ed uscite dei *mixer*, dato che si tratta dei componenti più imprevedibili, inoltre, dato che realizzano una traslazione di frequenza, rendono impossibile effettuare misure su catene che comprendono tramite analizzatori di reti. I resistori che si vedono vicino ai *test point* appaiono ai valori che devono assumere a test finiti: corto circuiti (0 Ω) quelli sulla linea dove passa il segnale e circuiti aperti (1 G Ω , in pratica viene tolto) quello connesso al connettore. Ovviamente, al momento del test vanno sostituiti con circuiti aperti o corto circuiti a seconda di quale sezione del circuito si vuole connettere a punto di test. I connettori sono del tipo SMB, scelti per la loro limitata dimensione.

La sezione di banda base (fig. A.2c) è relativamente semplice, infatti vi compaiono solo gli amplificatori dei segnali detti anche “video” nella tecnica radar. Vi sono due parti identiche, corrispondenti alle due linee “I” e “Q” in quadratura, che vengono presentate sui due connettori J3 e J4. Ognuno dei due amplificatori è a sua volta costituito da un pre-amplificatore (U9, U11) e da un finale (U7, U10), che fornisce

un minor guadagno ma riesce a raggiungere potenze in uscita anche dell'ordine di +20 dBm. Essendo realizzati con componenti piuttosto semplici (amplificatori operazionali) è stato possibile e consigliabile prevedere dei trimmer per la regolazione del guadagno in fase di test, oltre che per l'eventuale azzeramento dell'*offset*.

Il grosso componente che compare sulla destra (U8) in realtà sarebbe dovuto entrare tra i circuiti ausiliari, ma per ragioni di spazio è stato spostato in fig. A.2c. Si tratta semplicemente di una specie di connettore sul quale possono essere alloggiati dei *jumper* (ponticello a spina). In fase di test della scheda da sola, cioè non connessa al BUS, si rende necessario simulare localmente la presenza dei segnali che dovrebbero provenire dal BUS; ciò viene fatto collegando un ponticello tra la linea e l'alimentazione o la massa.

La circuiteria ausiliaria visibile in fig. A.2d è per lo più quella che deve consentire l'interfacciamento con il BUS. Infatti, in alto a sinistra si può vedere una sezione che decodifica le linee *asel* e predispone i livelli di tensione adatti per il funzionamento di APA. U2 e i resistori successivi funzionano come una specie di semplice convertitore D/A che va a pilotare il transistor Q1 tramite U3c e U3b. Notare come sia stato necessario attingere alla tensione di +24 V perché le tensioni richieste erano superiori ai soliti 12 V.

I circuiti in basso a sinistra servono per la decodifica delle linee *rlev*. Lo schema ha dovuto assumere la forma attuale a causa della doppia tensione di controllo richiesta dall'amplificatore IF, inoltre si voleva disporre di un'ulteriore possibilità di controllo, espandendo la gamma dinamica che sarebbe stata consentita dal solo uso degli otto livelli codificati da *rlev*. Per quest'ultimo scopo esiste un trimmer (T2), accessibile dal frontale, che consente di modificare manualmente la dinamica, traslandola tutta in alto o in basso. Il valore impostato di guadagno dipende dalla differenza delle tensioni presenti sulle due linee *Gctrl+* e *Gctrl-*; tale differenza (che risente sia del codice su *rlev* che della posizione di T2) viene amplificata da U3d (connesso come differenziale) ed inviata sul frontalino per la visualizzazione a LED (linea *Gmon*).

I componenti in alto a destra sono i regolatori di tensione (U1, U4): il primo ricava l'alimentazione a +5 V dalla +12 V, il secondo ricava la -5 V dalla -12 V. La +5 V è stata ricavata localmente (non usando quella di sistema presente sul BUS) per evitare eventuali disturbi provenienti da altre schede. Dalla fotografia di fig. 8 si può notare che si sono dovuti usare dissipatori per evitare riscaldamenti eccessivi di questi componenti.

Nello schema A2.d, sotto ai regolatori vi sono dei semplici *buffer*, usati per non caricare le linee *bsel* e pilotare i LED del frontalino (in uscita sono chiamate *bubsel*). Infine all'estrema destra c'è il connettore J1 che collega la scheda al BUS posteriore. JP1 è un piccolo connettore ausiliario per le alimentazioni, da usare nei test in cui la scheda è sconnessa dal BUS.

Nello schema di fig. A.2e vi sono solo i pochi componenti alloggiati dietro al frontalino. Le due "barre" a LED sono U2 (inferiore, LED verdi) e U3 (superiore, LED rossi). La barra inferiore visualizza lo stato di alimentazione e la banda selezionata; essa può essere comandata direttamente dalle linee di alimentazione (+5 e -5 V) e dalle *bsel* (sia pure dopo *buffer*); nel caso in cui il ricevitore sia inattivo sono spenti tutti i LED indicatori di banda.

La barra superiore ha dovuto essere controllata da un convertitore A/D (U1) che adattasse il livello *Gmon* generato dai circuiti ausiliari visti in precedenza; tale convertitore è in grado di pilotare direttamente i LED, in maniera proporzionale al livello del segnale in ingresso in dB (in realtà ciò che viene visualizzato è il livello di tensione di controllo che è variabile linearmente, mentre è l'amplificatore a IF che lo trasforma in variazioni logaritmiche del suo guadagno, cioè in dB). Il pilotaggio dei LED avviene in modo che ad ogni aumento di guadagno si accende un LED in più oltre a quelli già accesi.

Il "gradino" necessario a far accendere (o spegnere) un LED è di 4 dB; in tal modo la dinamica visualizzabile è di 36 dB, corrispondente alla massima escursione di guadagno consentita dall'amplificatore IF (42 dB): centrando la dinamica del visualizzatore rispetto ai valori di controllo del guadagno, rimangono fuori solo 3 dB sopra e sotto l'indicazione massima.

È possibile osservare l'aspetto complessivo della scheda per mezzo delle due fotografie (figg. 8-9): la fig.8 rappresenta la visione laterale della scheda, da uno dei due lati con i componenti, in cui il frontalino è visibile di taglio sulla sinistra; la fig. 9 invece evidenzia proprio il frontalino come potrà essere visto una volta che la scheda sarà in sede sulla MUN, completo di connettori e LED di segnalazione. Sono anche indicati alcuni dei componenti più significativi. Nel progetto della disposizione dei componenti e dei collegamenti tramite le piste si è, al solito, prestata molta attenzione a limitare le possibili interferenze tra sezioni e la possibile radiazione o suscettibilità di/ai campi interferenti. Le piste delle alimentazioni sono state fatte correre in uno degli strati interni, mentre l'altro strato interno è stato quasi interamente riempito

con un piano di massa. Alcuni collegamenti a filo visibili in figura sono dovuti a correzioni intervenute sul prototipo in fase di collaudo; esse verranno inglobate nel circuito stampato nelle versioni successive.

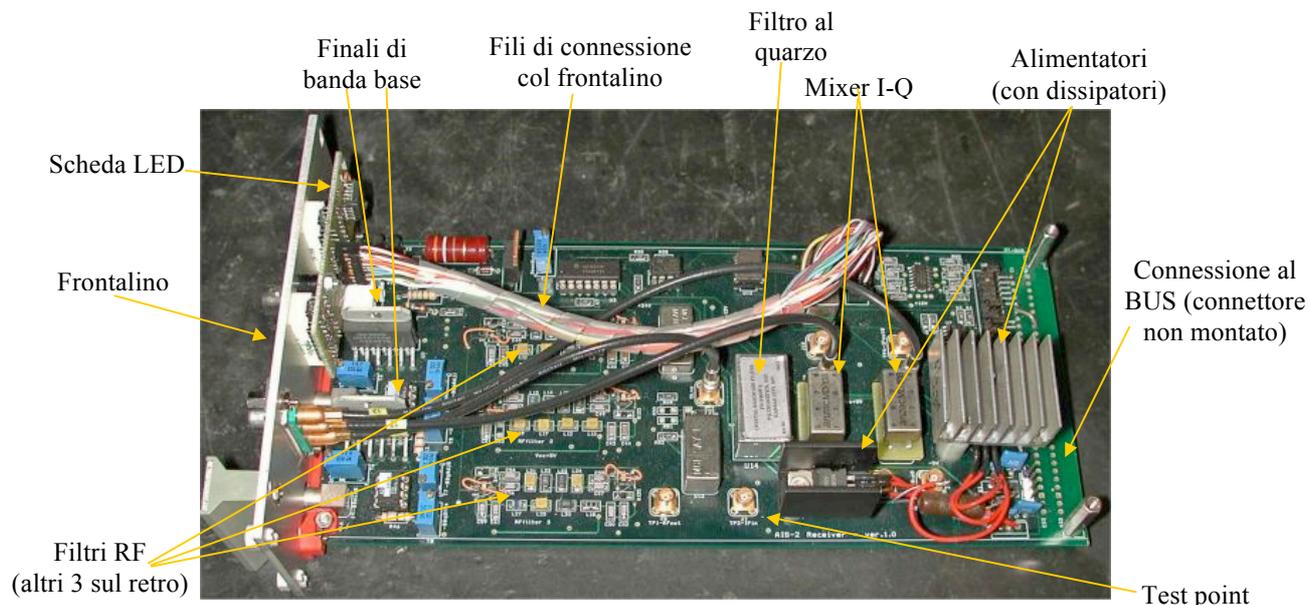


Figura 8. Aspetto di RCV – vista laterale.

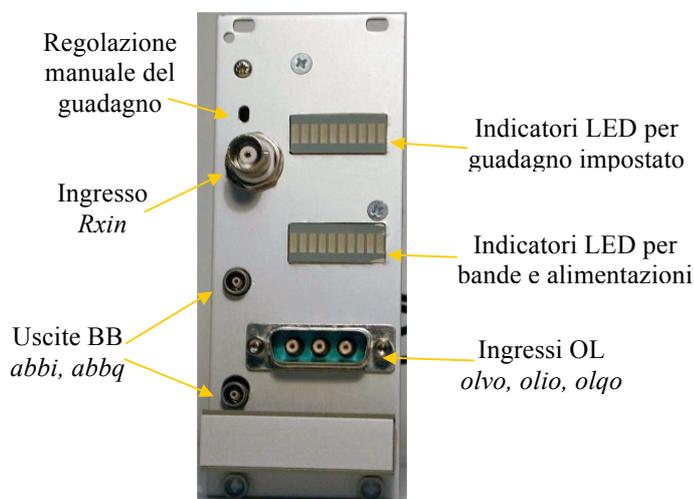


Figura 9. Aspetto di RCV – vista frontalino.

5. Collaudo di RCV

Il ricevitore costruito è da considerare un prototipo ed è stato sottoposto ad una serie di misure al fine di verificare la rispondenza ai dati di progetto. Sono state collaudate prima le singole sezioni e poi la catena ricevente nel suo complesso.

5.1 Tensioni di alimentazione di APA

È stato detto che APA si pone in varie modalità di funzionamento a seconda della tensione continua inviata sulla discesa di antenna. Era necessario verificare che i circuiti dedicati su RCV predisponessero le tensioni corrette, inoltre si è dovuto tener conto del fatto che la discesa di antenna può essere anche lunga

decine di metri. Per compensare le inevitabili cadute di tensione, si è dovuto modificare il valore della resistenza R6 che fissa il guadagno di U3c in fig. A2.d (valore aumentato da 1 kΩ a 1.15 kΩ).

Per la misura è stato preso un cavo coassiale tipicamente impiegato per le discese, con una caratteristica di attenuazione con la frequenza del tipo: $at = 1.2 \cdot f^{(0.605)} \cdot L$, con L in espressa multipli di 100 metri e f in MHz. Una misura su un cavo di circa 100 metri ha permesso di verificare il buon accordo con la formula. In definitiva, col ricevitore collegato a APA tramite il cavo e nelle varie condizioni di funzionamento per *asel* sono state misurate le tensioni riportate in tab. 2, ove per confronto sono stati riportati anche i valori nominali.

<i>asel</i>	funzione	V(mis)	V(nom)
00	spento	0.0	0.0
01	ant. delta	14.5	14.5
10	ant. telaio	17.4	17.5
11	ant. telaio	20.3	20.5

Tabella 2. Tensioni di alimentazione di APA.

5.2 Sezione RF

Nella tab. 3 sono state riassunte le principali caratteristiche dei sei filtri a RF; la misura è stata eseguita su tutta la catena a RF, comprendendo gli *switch* e il primo amplificatore A1; il segnale in ingresso è stato di -30 dBm. Nella seconda colonna vi è il guadagno massimo nella banda passante e la frequenza alla quale si trova (che non coincide sempre col centro della banda); seguono le larghezze di banda passante e di quella da eliminare. Per quest'ultima è stato preso come valore di riferimento quello corrispondente ad un'attenuazione di 40 dB; per la banda passante il valore di riferimento per le misure è di 3 dB.

Filtro	G max (db) @ freq. (MHz)	BW <i>pass</i> (prog.)	BW <i>pass</i> (mis.)	BW <i>cutoff</i> (prog.)	BW <i>cutoff</i> (mis.)
1	29.1 @ 1.9	1.2- 2.9	1.2- 3.0	0.6- 5.6	0.6- 5.7
2	28.7 @ 3.0	2.8- 4.5	2.8- 4.7	1.8- 7.4	1.8- 7.4
3	28.9 @ 5.8	4.5- 7.3	4.3- 7.5	2.9-11.4	2.9-11.7
4	27.9 @ 9.9	7.4-11.7	7.5-12.0	4.9-18.0	4.8-17.8
5	27.7 @ 14.4	11.7-18.2	11.5-18.3	7.7-27.4	7.6-26.6
6	27.5 @ 24.7	17.9-30.2	17.0-30.2	11.1-49.5	10.8-45.8

Tabella 3. Caratteristiche dei filtri a RF.

I valori misurati seguono molto da vicino quelli teorici imposti in sede di progetto. Una nota interessante riguarda il valore impostato per la banda passante: essendo atteso che le prestazioni reali dei filtri siano sempre inferiori a quelle di progetto, si sono impostati dei valori più stringenti, per raggiungere quelli voluti alla fine. I valori sono stati impostati in modo che la banda passante presentasse un *ripple* di 0.6 dB tra i valori di frequenza desiderati per la banda passante. Si è così ottenuta una banda a 3 dB praticamente coincidente con la prima, mentre il *ripple* risulta aumentato di ampiezza ma senza eccedere i 3 dB. Lo scostamento maggiore dal progetto riguarda la banda soppressa dell'ultimo filtro, che però risulta addirittura migliore, in quanto inizia a circa 46 MHz anziché a 50. Il guadagno massimo scende un po' passando da un filtro all'altro, ma ciò è stato previsto, ed essendo piccolo può essere corretto in sede di calibrazione. Il guadagno a 1 MHz, valore nominale di inizio dei sondaggi, è stato misurato essere 17.5 dB, valore da confrontare con i 14 dB teorici: anche in questo caso lo scostamento risulta positivo, perché porta l'attenuazione rispetto al massimo a soli 11.6 dB, compensabile in sede di calibrazione.

È stato misurato anche il residuo che appare in uscita quando gli *switch* sono nella posizione di filtro disconnesso. Tale residuo è risultato essere circa 60 dB inferiore al segnale presente nel caso di filtro connesso; tale valore cambia poco passando da un filtro all'altro.

Date le bande passanti misurate, il software potrà provvedere a selezionare il filtro opportuno, usando come frequenze limite i valori sotto riportati (tab. 4). Eventualmente potranno essere definite delle sotto bande da usare come riferimento per impostare differenti parametri di calibrazione.

f (MHz)	Filtro
1.0 – 2.9	Filtro 1
2.9 – 4.5	Filtro 2
4.5 – 7.4	Filtro 3
7.4 – 11.7	Filtro 4
11.7 – 17.9	Filtro 5
17.9 – 30.0	Filtro 6

Tabella 4. Bande nominali.

5.3 Conversione a IF

Si è scelto di testare la conversione RF-IF da sola in quanto il mixer SAY-1 scelto per la conversione era un componente nuovo, anche per la categoria. Si tratta infatti di un mixer che opera ad un livello di OL molto alto (+23 dBm nominale) al fine di minimizzare le uscite spurie. L'impiego di un tale mixer porta però a complicazioni al momento della costruzione del generatore che deve fornire in uscita la portante di OL, che deve raggiungere (ma anche superare, per contrastare le inevitabili perdite) circa 200 mW su 50 Ω , una potenza considerevole per dei circuiti che usualmente arrivano a qualche milliwatt. Gli stessi generatori di laboratorio di rado forniscono più di +20 dBm, infatti per i test si è dovuto lavorare a +21. La potenza all'ingresso RF è stata posta a -6 dBm. I valori di potenza in uscita sono riassunti in tab. 5, ove la colonna P_{res} indica la potenza residua alla frequenza di OL rilevata sull'uscita.

f_{RF} MHz	f_{OL} MHz	P_{out} dBm	P_{res} dBm
1	46	-12	-25
5	50	-12	-26
10	55	-12	-28
30	75	-12	-25

Tabella 5. Conversione RF-IF.

Il comportamento è accettabile, con una perdita di inserzione al limite delle specifiche del costruttore; valore che però potrebbe diminuire innalzando il livello di OL al valore nominale. Anche il residuo di OL è accettabile. Il problema rimane dunque quello che nella progettazione degli amplificatori di OL su FSY essi diventerebbero tali da provocare grossi assorbimenti di corrente, con relativi problemi di raffreddamento. In sede di collaudo della ionosonda si è pertanto previsto di sostituire questo componente con un altro che lavori ad un livello inferiore. Il componente SRA-3MH della Mini Circuits lavora ad un livello di +13 dBm ed ha piedinatura e perdita di inserzione compatibile col modello precedente, pertanto andrà a sostituire il SAY-1 montato inizialmente sul prototipo.

5.4 Catena ricevente a IF

Con questo termine si intende tutta la catena a IF che in fig. A2b va dal *test point* TP2 a TP3 o TP4. Prima di testare tutta la catena sono state misurate le risposte in frequenza del filtro e dell'amplificatore, ciascuno preso da solo.

L'amplificatore a IF ha ovviamente una banda limitata e complessivamente si comporta come un circuito passa basso. Esso è stato progettato in modo da presentare il guadagno voluto alla IF. La sua larghezza di banda è risultata essere attorno ai 48-50 MHz, leggermente diversa al variare del guadagno, ma tuttavia sempre sufficientemente superiore ai 45.155 MHz della IF. Il fatto che il guadagno diminuisca con la frequenza non ha conseguenze significative dato che la larghezza di banda è di poche decine di kHz attorno alla IF.

Le misure sul filtro al quarzo hanno definito una banda a 3 dB posizionata a 45.12 - 45.19 MHz, mentre quella a 30 dB è a 45.11 - 45.20 MHz. L'attenuazione in banda passante è di circa 4.5 dB.

Lo *splitter* inserito nella catena nominalmente dovrebbe introdurre un'attenuazione di 3 dB su ciascuna uscita, in realtà finisce col mostrarne sempre una maggiore (circa 4-5).

La misura più importante da effettuare sulla intera catena a IF è però la variazione del guadagno al cambiare dei bit di controllo *rlev*. Come si è detto, agendo sulla regolazione T2 (fig. A.2d), è possibile variare ulteriormente il guadagno, ma inizialmente tale regolazione è stata lasciata in posizione fissa (all'incirca al centro dell'escursione) per evidenziare le sole variazioni con *rlev*. La misura è ovviamente stata fatta alla frequenza intermedia (45.155 MHz) e il risultato è riassunto nella tab. 6. Per ogni combinazione di bit di controllo è stato rilevato il guadagno della catena, mentre nell'ultima colonna sono evidenziate le variazioni tra una posizione e la precedente. Il "salto" tra la posizione 000 e 001 è ovviamente maggiore, dato che la condizione 000 è stata predisposta proprio per mettere l'amplificatore nella condizione di guadagno minimo, che corrisponde addirittura ad una attenuazione.

<i>rlev</i>	G (dB)	ΔG (dB)
000	-20.5	--
001	6.7	27.2
010	8.4	1.7
011	10.8	2.4
100	12.1	1.3
101	14.4	2.3
110	16.3	1.9
111	18.0	1.7

Tabella 6. Amplificazione a IF.

Si nota che i gradini non sono perfettamente lineari; la possibile causa di ciò può risiedere sia in piccole imperfezioni del componente, sia in imprecisioni nelle tensioni di controllo (G_{ctrl+} e G_{ctrl-}), alle cui variazioni l'amplificatore è molto sensibile. Peraltro tali non linearità non sono da considerarsi un grave danno, potendosene tenere conto con la calibrazione. Il fatto importante è che la dinamica complessiva risulta abbastanza rispettata, essendo di 11.3 dB (contro i 12 dB nominali). Le variazioni aggiuntive ottenibili agendo su T2 sono state valutate in sede di rilevamento del guadagno presentato dal ricevitore completo.

5.5 Conversione in banda base

Il test su questa conversione riguarda i due mixer che devono lavorare in parallelo sui due canali "video" I e Q da fornire in uscita, pertanto sono state predisposte misure usando i punti di test TP3-TP5 e TP4-TP6 (vedi fig. A.2b). Il test è reso più complicato dal fatto che, in presenza di un tono sinusoidale in ingresso esattamente al centro della banda, l'uscita dovrebbe essere un livello di tensione continua. Per aggirare l'ostacolo si sono fatte più misure in varie condizioni per confrontare i risultati. In tutti i casi l'ingresso su J8 (OLio) è stato posto a +9 dBm (è presente un attenuatore di 2 dB prima dell'ingresso al mixer, che deve essere di +7 dBm), mentre l'ingresso a IF è stato posto a due differenti livelli, corrispondenti all'incirca al centro e all'estremo superiore della dinamica attesa: -37 dBm e -25 dBm. Le prove differivano in quanto segue:

- 1) gli ingressi sono stati spostati di 1 MHz rispetto al centro banda, prima quello a IF poi quello di OL, l'uscita è stata osservata e misurata sull'analizzatore di spettro;
- 2) misura analoga alla precedente, solo con uno spostamento di soli 10 kHz, più realistico date le bande dei segnali in gioco, con l'uscita osservata su oscilloscopio con filtro passa basso in ingresso a 30 MHz;
- 3) gli ingressi sono stati posti esattamente ai valori di centro banda e l'uscita è stata misurata con voltmetro a vero valore efficace con misura in alta impedenza in AC; questa scelta è stata dettata dal fatto che anche una minima differenza tra le frequenze, anche di poche decine di Hertz avrebbe portato un'uscita non continua.

Nelle prime due misure l'uscita è risultata attenuata di 5.3 dB rispetto all'ingresso. Nella terza condizione la lettura del voltmetro, in corrispondenza all'ingresso a -25 dBm, è stata di circa 14 ± 1 mV_{eff}; tenendo conto delle dovute correzioni (la misura è fatta ad alta impedenza e non su 50 Ω), tale valore è compatibile con quelli ottenuti nelle prime due misure. La differenza di attenuazione tra un canale e l'altro è risultata inferiore a 1 dB.

5.6 Sezione di banda base

Dato che in questa sezione vi sono un pre amplificatore ed un finale per ciascun canale I e Q, essi sono stati prima testati separatamente e poi insieme.

In sede di test dei due pre amplificatori, ai quali sono anteposti i due attenuatori da 3 dB (fig. A.2b) è stato regolato dapprima l'offset, tramite T5 e T8 di fig. A.2c, quindi è stata iniettata in ingresso una sinusoide proveniente da un generatore a 50 Ω , con varie frequenze e ampiezza 50 mVpp, l'uscita è stata misurata con oscilloscopio ad alta impedenza in ingresso. I valori di tensione di picco rilevati in uscita sono riassunti nella tab. 7.

f (kHz)	Vout p	G (dB)
1	2.05	32.3
100	2.00	32.0
320	1.82	31.2
600	1.46	29.3
2000	0.05	0.0

Tabella 7. Pre amplificatore in BB.

Il guadagno effettivo va confrontato con quello atteso di 32 dB, mentre la banda a 3 dB risulta essere di circa 600 kHz. A questa frequenza sono state rilevate spurie di 35 dB inferiori al segnale utile.

I test sui finali sono stati eseguiti ponendo in ingresso un segnale a varie frequenze, con l'ampiezza regolata in modo da portare l'uscita a circa 7 Vpp, al fine di misurare la banda a 3 dB, che è risultata essere di circa 420 kHz. A questa frequenza la 3a armonica era 18 dB inferiore alla fondamentale.

Passando alla misura degli amplificatori completi, sono stati lasciati T3 e T6 nella posizione centrale e si è agito su T4 e T7 per portare il guadagno complessivo ai 32 dB richiesti. Le correzioni al guadagno sono state attuate facilmente, dato che gli amplificatori hanno mostrato una banda passante largamente superiore al minimo richiesto.

Come test finale si è anche misurata la risposta al gradino. Ponendo in ingresso gradini di 0-50 mV, di 0-100 mV, e i rispettivi inversi 50-0 e 100-0 mV, i tempi di salita e di discesa in uscita sono risultati confrontabili, pari a circa 1 μ s. Il ritardo tra ingresso e uscita, misurato al 50% dell'escursione, è stato di circa 0.7 μ s.

Da tutte le misure la sezione di banda base è risultata comportarsi secondo le attese.

5.7 Ricevitore completo

Dopo aver provato le varie sezioni isolatamente era necessario verificare che il funzionamento del ricevitore nel suo complesso fosse rispondente alle attese, sia per quanto riguarda il guadagno complessivo, che per il suo andamento con la frequenza e, soprattutto, in dinamica, infatti il comportamento al variare della potenza di ingresso era quello che poteva riservare maggiori sorprese. Le condizioni operative di prova del ricevitore sono riassunte nell'elenco seguente.

- Segnale RF in ingresso fornito da un generatore a 50 Ω , con frequenza di 2 e 25 MHz (± 20 kHz), cioè all'incirca all'inizio ed alla fine della banda di sondaggio; ampiezze inizialmente variabili tra -75 e -53 dBm per la misura del guadagno, quindi tra -106 e -10 dBm per il rilevamento della dinamica. La variazione di ± 20 kHz è stata adottata per poter osservare agevolmente l'uscita in banda base.
- Generatori di OL: fisso a 45.155 MHz, +9 dBm, variabile a 47.155 e 70.155 MHz, +23 dBm.
- Segnale iniettato all'ingresso di APA per antenna delta; connessa linea coassiale di 100 m verso RCV.
- Guadagno a IF posto inizialmente al valore intermedio (12 dB), poi variato lungo tutta la dinamica.
- Segnali di uscita rilevati con analizzatore di spettro con ingresso a 50 Ω e larghezza di banda 0÷200 kHz.

Ci si attendeva un guadagno complessivo della catena dato dalla somma di quelli rilevati per le varie sezioni, riassunto nella tab. 8. L'ultima riga indica il guadagno misurato.

Sezione	G dB @2 MHz	G dB @25 MHz
APA	+4	+4
cavo	-2	-8
RF	+29	+27
RF-IF	-6	-6
IF amp	+12	+12
IF-BB	-5	-5
BB amp	+32	+32
Totale	+64	+56
Misurato	+63	+55

Tabella 8. Guadagni complessivi.

Variando il guadagni della sezione IF i valori si sono mantenuti sostanzialmente costanti, a parte le piccole variazioni dovute alla non linearità dell'amplificatore IF già riscontrate. L'accordo con la previsione è ottimo, in quanto la differenza è di appena 1 dB, imputabile a piccoli disadattamenti tra le sezioni. La diminuzione del guadagno con la frequenza è dovuta in gran parte alla discesa (6 dB) oltre che alla sezione RF (2 dB).

Per controllare il comportamento in dinamica si è tenuta fissa la frequenza a 2 MHz e si sono imposte le variazioni sia agendo sul controllo digitale che sulla regolazione manuale, in modo da esplorare tutte le condizioni. I segnali di ingresso sono stati variati molto al di là delle escursioni previste nella prima fase, nella gamma prevista in fase di progetto (vedi [prog] par. 2.2). Nella tab. 9a sono riassunti i valori misurati in uscita corrispondenti ad una regolazione manuale ottimale in modo da centrare la dinamica al centro dei valori previsti.

Pin dBm	Controllo G IF	Pout dBm	G dB
-106	111	-37	69
-75	111	-6	69
-64	100	-1	63
-53	001	+4	57
-34	001	+22	56

Tabella 9a. Dinamica (zona centrale)

Le tre righe centrali mostrano ciò che succede variando il guadagno in condizioni all'incirca al centro della dinamica: si possono avere variazioni di ± 6 dB come da progetto. La prima riga mostra che, anche a guadagno massimo, se il segnale scende fino a -106 dBm l'uscita sarebbe ancora rilevabile dagli ADC. Spingendo invece l'ingresso a -34 dBm, cioè al limite superiore atteso, il guadagno si abbassa di 1 dB, si è raggiunto cioè il "punto di compressione a 1 dB", che si fa convenzionalmente corrispondere all'inizio del comportamento non lineare degli amplificatori. Anche in queste condizioni gli ADC sono in grado di trattare i segnali. Questi dati indicano che, anche agendo sul solo controllo digitale, è possibile adattare la risposta del ricevitore a tutte le condizioni possibili previste in sede di progetto di sistema.

Per sondare le proprietà del ricevitore si sono fatte alcune prove variando la posizione del controllo manuale. Le misure con il trimmer spostato verso guadagni maggiori, effettuate con segnali deboli, sostanzialmente portano a risultati simili a quelli visti, in particolare per un ingresso a -106 dBm, l'uscita a massimo guadagno arriva a -32 dBm, quindi il guadagno corrispondente è 74 dB. Il confronto con i dati di tab. 9a quindi ci dice che è possibile aumentare il guadagno della catena di ulteriori 5 dB.

Più interessante è rilevare le caratteristiche del ricevitore in corrispondenza di forti segnali, cercando al contempo di limitare il guadagno. La tab. 9b riporta alcune misure quando il trimmer è girato al massimo in senso antiorario, corrispondente al minimo guadagno.

Pin dBm	Controllo G IF	Pout dBm	G dB
-34	001	-6	28
-25	001	+2	27
-10	001	+8	18

Tabella 9b. Dinamica (guadagno minimo).

La prima riga corrisponde ad una situazione ancora lineare: in questo caso, confrontando il risultato con l'ultima riga della tab. 9a, si deduce che lo spostamento del trimmer ha attenuato il segnale di 28 dB rispetto al caso precedente. L'aumento dell'ingresso porta a raggiungere il punto di compressione a 1 dB in corrispondenza a -25 dBm (seconda riga). La terza riga corrisponde ad una condizione di saturazione, con l'uscita fortemente distorta e non suscettibile di ulteriori aumenti. Date le caratteristiche degli amplificatori in BB, che possono raggiungere anche +10 dBm, è presumibile che tale saturazione sia dovuta a stadi precedenti. In ogni caso l'ingresso di -10dBm risulta oltre 20 dB superiore ai massimi segnali attesi (attorno ai -35 dBm), pertanto si può dire che il ricevitore, opportunamente controllato, non solo non dovrebbe mai raggiungere la saturazione, ma dovrebbe tenersi anche sufficientemente lontano dalla compressione.

In definitiva i dati di specifica sulla dinamica risultano soddisfatti, riassumendo essa è:

- 60 dB (da -100 a -40 dBm) col guadagno fisso a 63 dB, situazione corrispondente alla linea blu di fig. 3 di [prog];
- 72 dB (da -106 a -34 dBm) aggiungendo il controllo digitale, corrispondente alle linee verdi e porpora di detta figura;
- 81 dB (da -106 a -25 dBm) aggiungendo il controllo manuale, forse qualcosa in più (situazione non testata per l'esiguità dei segnali in ingresso), tutti valori raggiunti in condizioni di linearità.

5.8 Consumi

Le correnti e le potenze assorbite sono riassunte nella tab. 10, nella quale sono state anche inserite le correnti e potenze sulle alimentazioni di ± 5 V, derivate localmente a partire dalle ± 12 V. I valori corrispondenti alla +24 V si riferiscono alla condizione di massimo assorbimento, che può scendere fino a 66 mA.

Sorgente (V)	Misurati (V)	Corrente (mA)	Potenza (W)
+24	+26	260	6.76
+12	+13	590	7.67
-12	-13	330	4.29
+5	+5	470	2.35
-5	-5	270	1.35

Tabella 10. Consumi.

Al fine di dare un'idea più chiara di come si distribuiscono i consumi sulle varie alimentazioni, nonché sui dispositivi che le convertono, si sono riportate le potenze assorbite approssimative nello schema di fig. 10. Sottraendo le potenze per i controlli e le regolazioni, l'effettiva potenza assorbita dai circuiti del ricevitore è di soli 6 W.

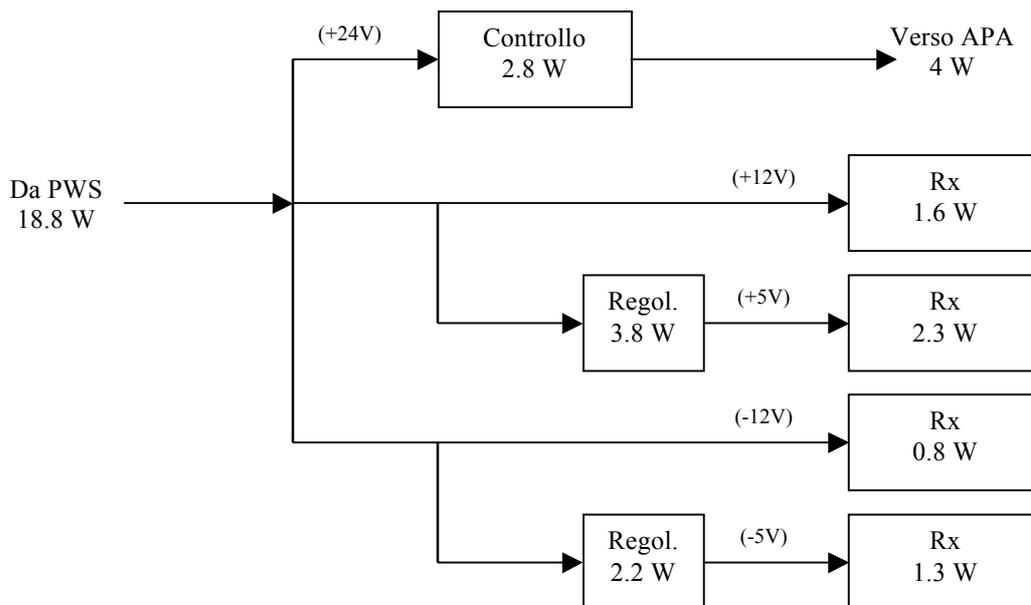


Figura 10. Grafico della distribuzione del consumo.

6. Specifiche di alimentatore (PWS) e amplificatore di potenza (PWA)

Si tratta di due sotto sistemi che non sono stati costruiti ma acquistati già pronti.

Per quanto riguarda l'alimentatore, si tratta del modello QES 845-5/24/15 della Haltec, che trova posto all'interno di una scatola metallica compatibile con l'inserzione meccanica nel cestello che deve ospitare le schede della MUN. L'alimentatore ha quattro uscite, delle quali solo quella a +5 V è regolata e su cui vengono stabiliti limiti di qualità; per le altre non viene dato alcun limite, ma dallo schema elettrico si intuisce che, mentre le +/- 12 V sono prelevate all'uscita di regolatori, la +24 V è prelevata direttamente dal secondario di un trasformatore, cosa che fa prevedere la presenza di impurità. Le correnti erogabili sono le seguenti:

+24 V	2 A
+12 V	2.5 A
+5 V	10 A
-12 V	0.5 A

Anche su questa scheda, pur essendo acquistata, sono state effettuate alcune misure, per verificare la rispondenza alle specifiche. Sull'uscita a +12V è presente un segnale periodico formato da *burst* di breve durata che si ripetono con la frequenza di 68 kHz, la cui ampiezza è di circa 0.5 Vpp. I *burst* sono formati da cicli di un'onda ad alta frequenza che si smorza. Analoghi rilevamenti sono stati fatti sulla +24 V. Tali rumori sulle linee di alimentazioni sono usuali (l'alimentatore usato per la precedente ionosonda AIS-1 presentava rumore analogo, per esempio 0.4 Vpp sulla -12 V) motivo per cui ad ogni ingresso sulle singole schede vengono posti regolatori e filtri.

L'amplificatore RF è il modello BT00500 beta della TOMCO Technologies. Su di esso sono state effettuate alcune misure al fine di verificare i dati dichiarati dal costruttore nelle condizioni operative nelle quali si verrà a trovare nei sondaggi. Purtroppo, dato che l'amplificatore deve operare in condizioni impulsive (altrimenti si attivano delle protezioni), non si sono potute effettuare misure dei segnali con i soliti sistemi tipici delle radio frequenze, ma si è dovuto usare l'oscilloscopio, cosa che rende piuttosto imprecisi i risultati, pur rimanendo utili se non si pretende un elevato grado di accuratezza.

Dato che l'amplificatore lavora usando un segnale di "gate", esso è stato predisposto in conformità al segnale di abilitazione della trasmissione, pertanto si presenta ad un livello alto per 480 μs e si ripete ad intervalli di 6 ms, con ampiezza di circa 4V. I limiti del costruttore prevedono che il *gate* sia un segnale CMOS o TTL (ingresso a 1kΩ) e non possa essere più lungo di 10 ms con *duty cycle* inferiore al 5%, tuttavia

con i segnali previsti per la ionosonda (8% di *duty cycle*) l'amplificatore ha funzionato ugualmente. Il ritardo tra l'istante t_0 in cui la tensione di controllo di *gate* è al 50% del valore finale e l'istante in cui appare la sinusoide in uscita è di meno di 1 μ s; l'uscita si stabilizza circa 2 μ s dopo t_0 (a 6 MHz), valore sufficientemente inferiore alla durata dell'impulso.

Per la rilevazione del guadagno è stato posto all'ingresso RF un segnale di -10 dBm, rilevando la tensione su un carico di 50 Ω preventivamente attenuato di 30 dB. Il costruttore dichiara un guadagno minimo di 57 dB, con banda "utile" di 1-18 MHz, senza però specificare i livelli di guadagno (es. 3 dB). I valori di guadagno misurati in bassa frequenza, a partire da 1 MHz, sfiorano i 60 dB, la banda a 3 dB è di circa 14 MHz; invece a 18 MHz scende di circa 5 dB (55). Infine a 25 MHz scende ulteriormente a 35 dB.

Molto importante era verificare in che punto avviene la compressione, dichiarata a +56 dBm che, tenuto conto del guadagno nominale, corrisponderebbe a 0 dBm in ingresso. Le misure danno valori leggermente peggiori: nella banda utile (1-14 MHz) è di circa -2 ÷ -2.5 dBm, mentre a 18 MHz sale a +3.

In definitiva, siccome il sistema è stato progettato per operare a +53 dBm in uscita, per avere questo valore l'ingresso deve essere posto ai valori indicati in tab. 11.

f (MHz)	P _{in} (dBm)
1	-6.8
2	-7.1
6	-5.9
10	-4.4
18	-1.0

Tabella 11. Potenze richieste all'ingresso di PWA.

Esiste un'uscita utilizzabile come monitor, attenuata rispetto all'uscita principale di 50 dB secondo il costruttore. I valori misurati di attenuazione sono in linea con quanto dichiarato.

Da notare infine la configurazione dei LED di controllo sul pannello, uno denominato "*RF power*" e l'altro "*Tx enable*". Quando l'interruttore di abilitazione è in posizione *off*, entrambi i LED sono spenti, indipendentemente dalla situazione del segnale di ingresso e della linea di *gate*. A interruttore su *on*, il LED *Tx enable* si accende sempre, mentre *RF power* si accende solo se presente il segnale di *gate* assieme al segnale a RF, mentre si spegne se anche uno solo viene a mancare. Il LED *RF power* è anche sensibile al livello in uscita e si spegne quando esso si abbassa al di sotto di circa 60~65 W (+48 dBm).

Come considerazione generale conclusiva si può dire che l'amplificatore consente il funzionamento della ionosonda per i normali sondaggi verticali, i quali raramente si spingono a frequenze superiori a 10-12 MHz. La scelta dell'amplificatore è caduta sul modello descritto per continuità con i modelli già usati per la prima AIS. Trattandosi di un apparato esterno alla MUN nulla vieta in futuro di sostituirlo con un nuovo modello in grado di consentire lo sfruttamento di tutta la banda predisposta per la MUN.

7. Sviluppi futuri

Questo Rapporto Tecnico è da considerarsi un prodotto intermedio tra il primo documento di progetto [prog] e quello che sarà emesso per descrivere il collaudo del sistema completo. Si è ritenuta opportuna la sua pubblicazione per gli aggiornamenti al progetto di sistema intervenuti successivamente al primo rapporto. Tali variazioni, pur non necessarie, sono tuttavia state considerate utili in quanto consentono miglioramenti dal punto di vista degli ingombri e anche dei costi dei componenti.

I primi collaudi hanno evidenziato qualche piccola imperfezione nel funzionamento, ma al momento attuale esse non sembrano tali da precludere il corretto funzionamento del sistema nel suo complesso. Eventuali interventi correttivi potranno essere decisi in seguito al collaudo definitivo. Anche il comportamento dell'amplificatore di potenza, non in linea con le specifiche generali della macchina, non è tale da impedire i normali sondaggi verticali; inoltre, essendo un apparato esterno e acquistato, potrà sempre essere facilmente sostituito con altro apparato con prestazioni più adeguate.

Bibliografia

- Sciacca U. e Baskaradas J. A., (2012). *La ionosonda AIS-2: valutazioni utili ai fini del progetto a livello di sistema*. Rapporti Tecnici INGV, n°216.
- Sciacca U., Bianchi C. e Zuccheretti E., (2007). *L'uso della polarizzazione dell'eco nei sondaggi ionosferici*. Quaderni di Geofisica, n°50.

Appendici - Schemi elettrici

Dato il formato delle pagine contenenti gli schemi elettrici, si è ritenuto opportuno raggrupparli tutti nelle prossime pagine. Gli schemi riportati sono solo quelli delle schede il cui progetto e realizzazione è ultimato, APA (pre-amplificatore d'antenna) e RCV (ricevitore).

In particolare le figure rappresentano:

- A.1 APA – pre-amplificatore di antenna (tutto)
- A.2a RCV – sezione RF
- A.2b RCV, sezione IF (comprese le conversioni RF-IF e IF-BB)
- A.2c RCV, sezione BB (banda base)
- A.2d RCV, circuiti ausiliari (buffer, decodifiche, alimentazioni)
- A.2e RCV, frontalino

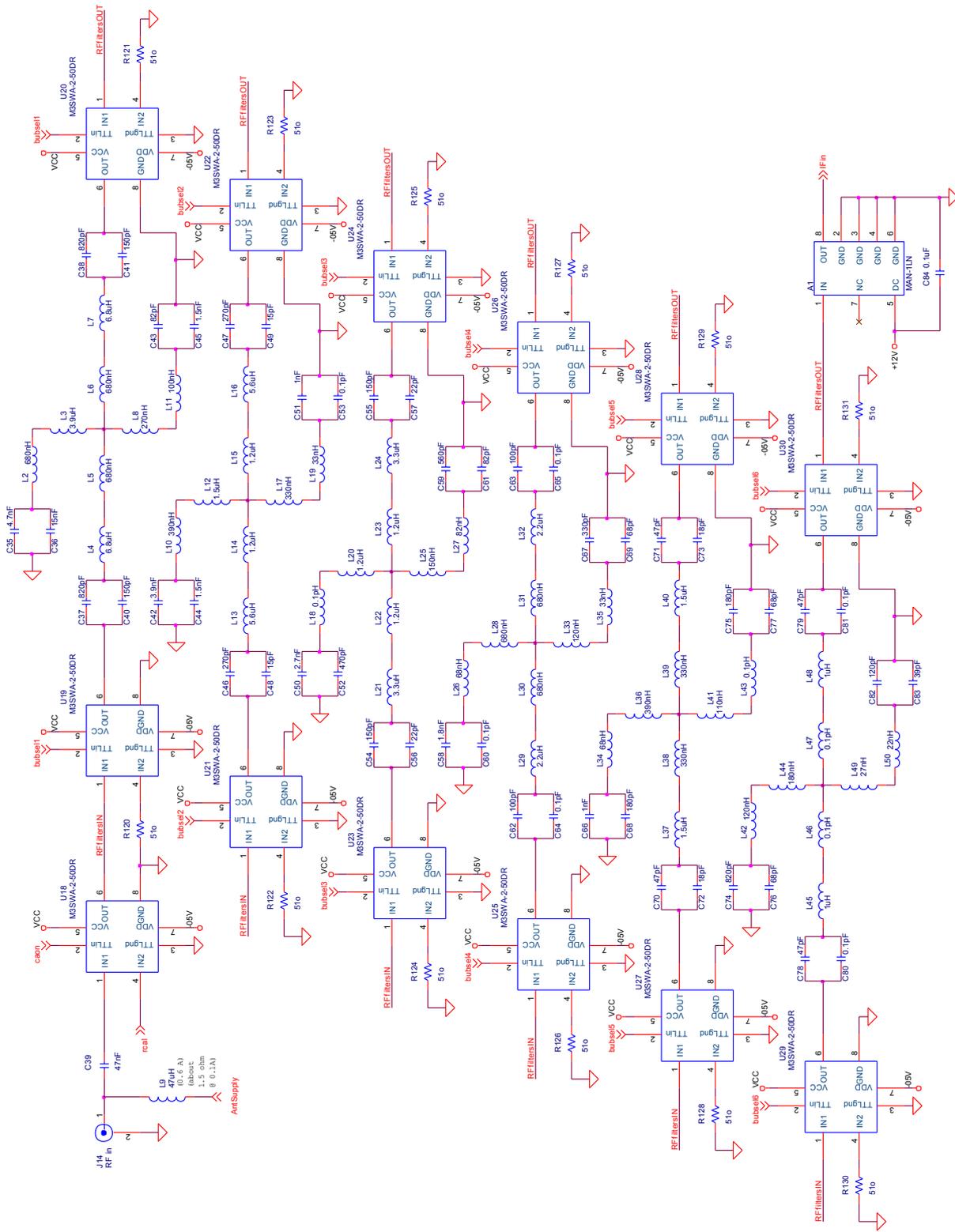
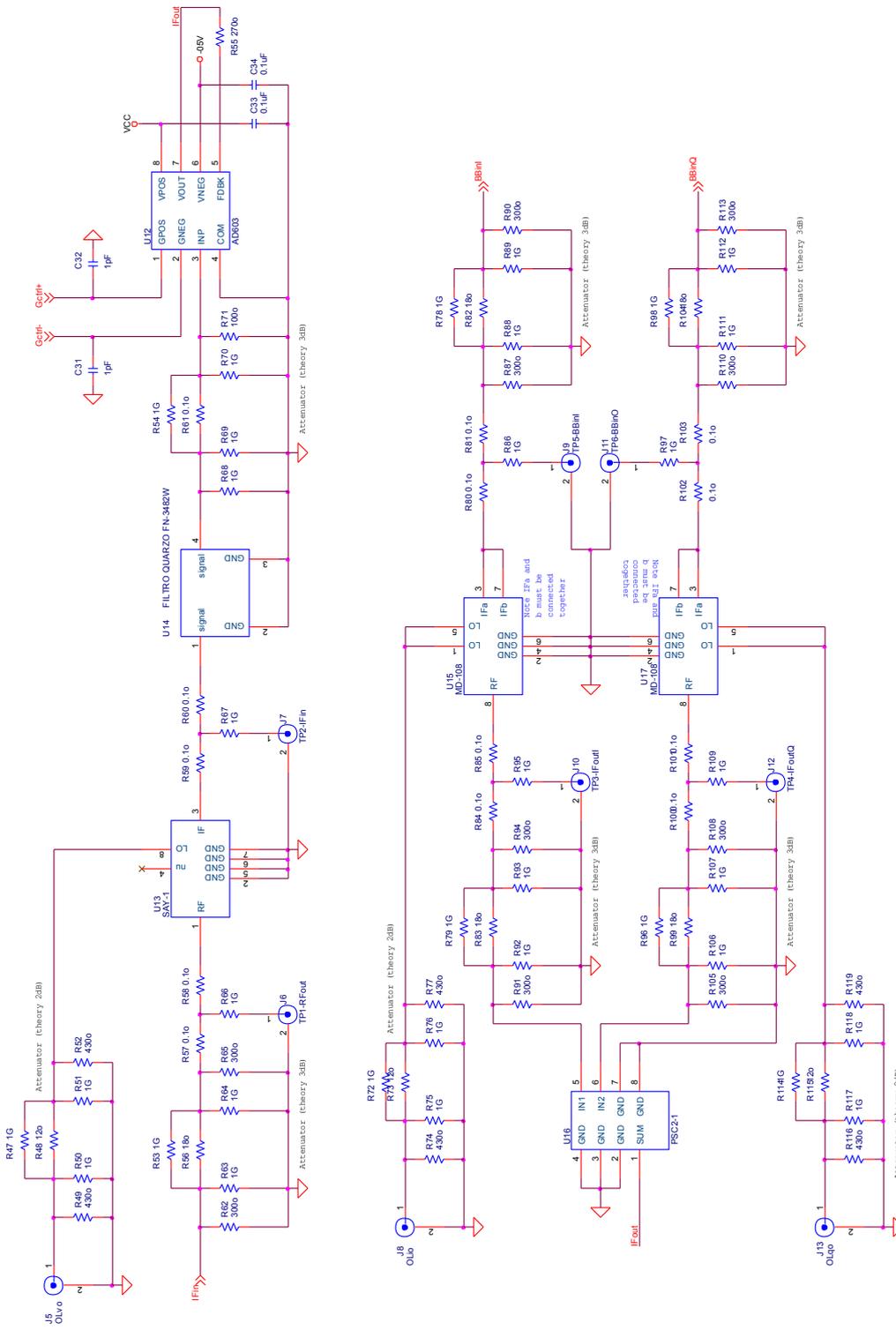


Figura A.2a Schema elettrico di RCV – Sezione a RF.



Note on test points
 0.1 = short
 They are to be
 autably
 connected to use TP

Figura A.2b Schema elettrico di RCV – Sezione a IF.

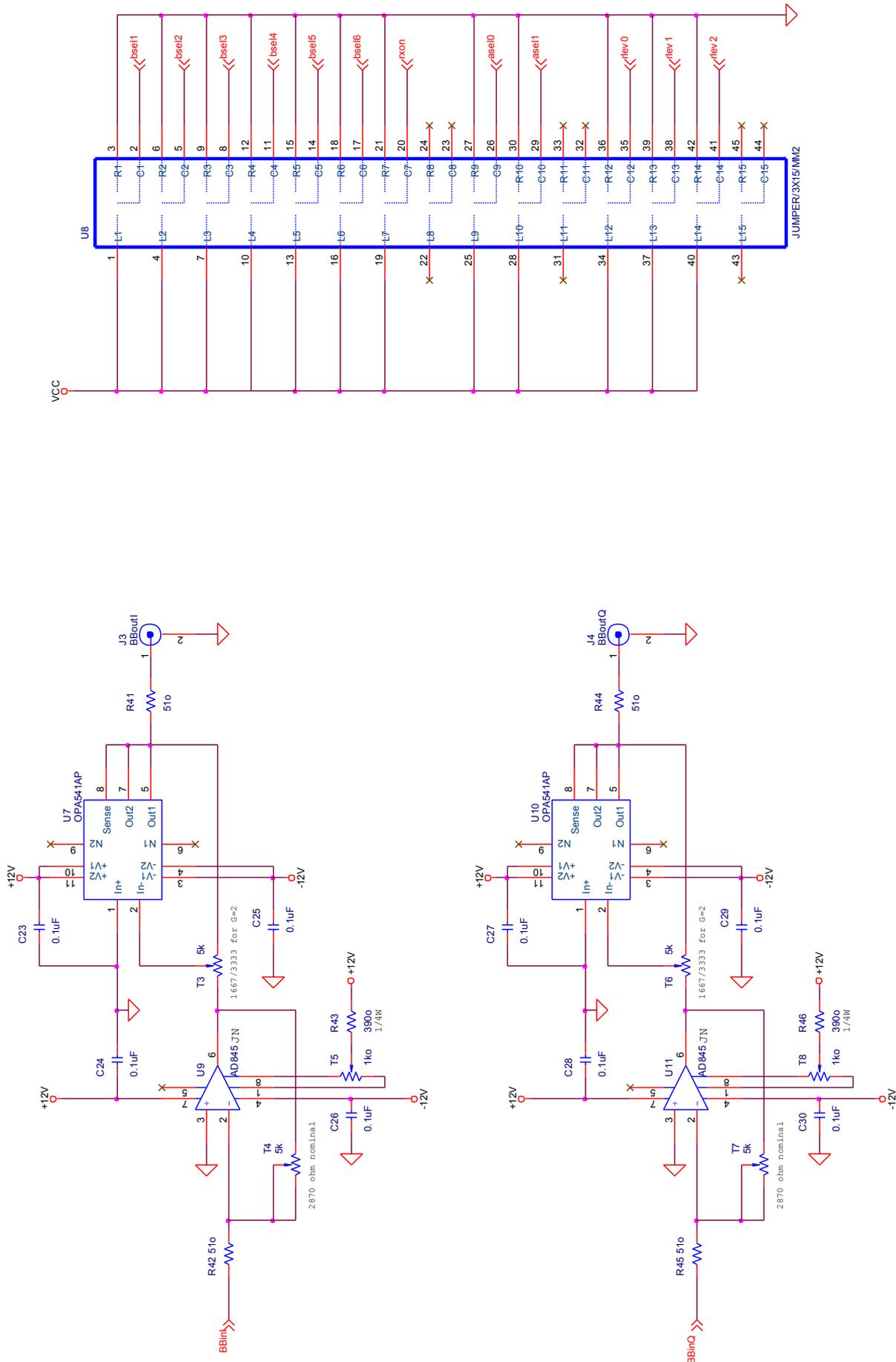


Figura A.2c Schema elettrico di RCV – Sezione di banda base.

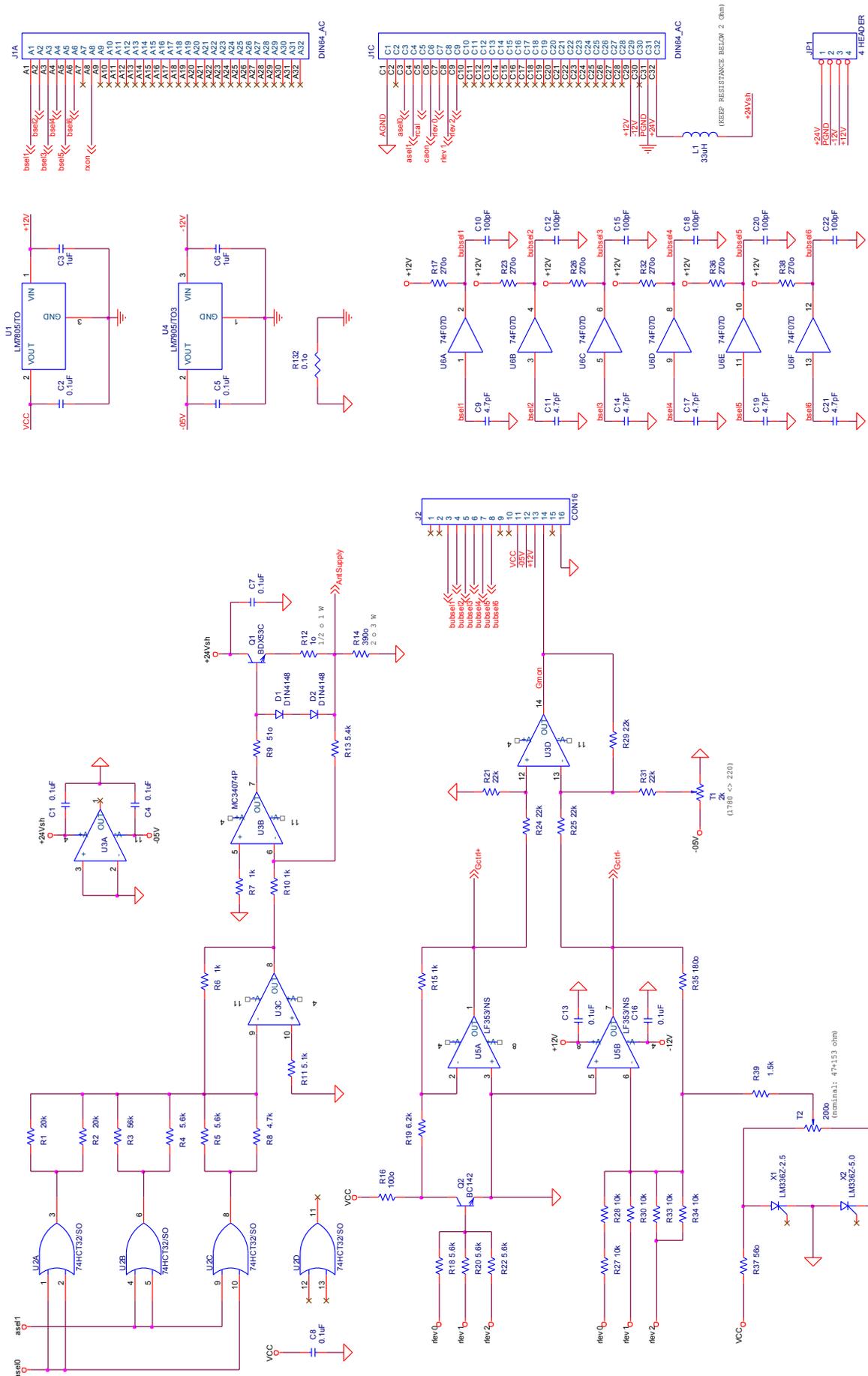


Figura A.2d Schema elettrico di RCV – Circuiti ausiliari.

Coordinamento editoriale e impaginazione

Centro Editoriale Nazionale | INGV

Progetto grafico e redazionale

Daniela Riposati | Laboratorio Grafica e Immagini | INGV

© 2013 INGV Istituto Nazionale di Geofisica e Vulcanologia

Via di Vigna Murata, 605

00143 Roma

Tel. +39 06518601 Fax +39 065041181

<http://www.ingv.it>



Istituto Nazionale di Geofisica e Vulcanologia