



# Rapporti tecnici INGV

**La ionosonda AIS-2: valutazioni utili ai  
fini del progetto a livello di sistema**

# 216



Istituto Nazionale di  
Geofisica e Vulcanologia

## **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](mailto:redazionecen@ingv.it)



# Rapporti tecnici INGV

## LA IONOSONDA AIS-2: VALUTAZIONI UTILI AI FINI DEL PROGETTO A LIVELLO DI SISTEMA

Umberto Sciacca<sup>1</sup>, James A. Baskaradas<sup>2</sup>

<sup>1</sup>INGV (Istituto Nazionale di Geofisica e Vulcanologia, Sezione Sismologia e Tettonofisica)

<sup>2</sup>INGV (Istituto Nazionale di Geofisica e Vulcanologia, Sezione Geomagnetismo, Aeronomia e Geofisica Ambientale)

# 216



## INDICE

Introduzione.....	5
1. Considerazioni generali e confronto AIS – AIS 2.....	5
1.1 Schema funzionale di AIS-V1 e miglioramenti da apportare.....	5
1.2 Specifiche di AIS-V2 e nuovo schema funzionale.....	7
2. Valutazioni di progetto per il sistema.....	9
2.1 Stima dei segnali attesi.....	9
2.2 Determinazione della gamma dinamica del ricevitore.....	9
2.3 Schema generale delle conversioni di frequenza.....	12
2.4. Determinazione delle temporizzazioni.....	14
2.4.1 Caso dello ionogramma standard.....	14
2.4.2 Caso dell'analisi Doppler.....	17
3. Progetto dei sotto sistemi.....	19
3.1 Schema a blocchi generale.....	19
3.2 Segnali scambiati tra le schede.....	23
3.3 Monitoraggio delle funzioni.....	26
3.4 Progetto delle singole schede.....	27
3.4.1 Sintesi delle frequenze (FSY).....	27
3.4.2 Ricevitori e pre amplificatori di antenna (RCV-APA).....	29
4. Conclusioni - Sviluppo del progetto.....	31
Ringraziamenti.....	32
Bibliografia.....	32



## Introduzione

Le competenze e l'esperienza maturate nel Laboratorio di Geofisica Ambientale della Sezione di Roma 2 hanno consentito dall'inizio degli anni 2000 lo sviluppo di strumentazione per lo studio della ionosfera. In particolare, la nuova ionosonda digitale AIS (Advanced Ionospheric Sounder) [Arokiasamy e al., 2002] è stata interamente progettata e quasi completamente costruita internamente all'INGV. Il successo di quel progetto, unitamente al desiderio di migliorarne alcune limitazioni, hanno spinto verso la progettazione di una nuova ionosonda (AIS-2). L'intento è anche in questo caso quello di sviluppare lo strumento in ambito INGV, limitando al massimo l'acquisto di parti all'esterno.

In estrema sintesi, rispetto alla prima ionosonda (nel seguito indicata anche come versione 1: V1), nella nuova (V2) le prestazioni che si desidera migliorare o introdurre *ex-novo* sono le seguenti:

1. semplificazione del maggior numero possibile di funzioni, usando soluzioni circuitali più semplici, compatte e versatili;
2. estensione delle prestazioni hardware;
3. miglioramento delle prestazioni del software e del DSP;
4. predisposizione funzioni completamente nuove.

Questo rapporto tecnico descrive il progetto della nuova ionosonda a livello di sistema. Si tratta di un lavoro preliminare, dato che, anche se il progetto si può considerare completo, sono prevedibili degli aggiustamenti nel momento in cui le varie sezioni componenti saranno ultimate e avrà luogo il collaudo dell'intero strumento.

Trattandosi di una relazione di progetto a livello di sistema, in questo lavoro non si entrerà in dettagli tecnici sulla progettazione delle singole sezioni componenti; ad ogni modo, dato che molte di esse si trovano ad un avanzato stato di realizzazione, saranno anche descritti alcuni schemi a blocchi di alcune sezioni componenti.

## 1. Considerazioni generali e confronto AIS – AIS 2

### 1.1 Schema funzionale di AIS-V1 e miglioramenti da apportare

Per facilitare la comprensione del nuovo sistema, si riporta in fig. 1 lo schema funzionale semplificato della prima versione di AIS. In tal modo sarà più facile mettere in evidenza le modifiche del nuovo progetto. Tale schema rappresenta solo le funzioni principali dello strumento, mentre ai singoli blocchi non è detto che sia associata una scheda o apparato distinto.

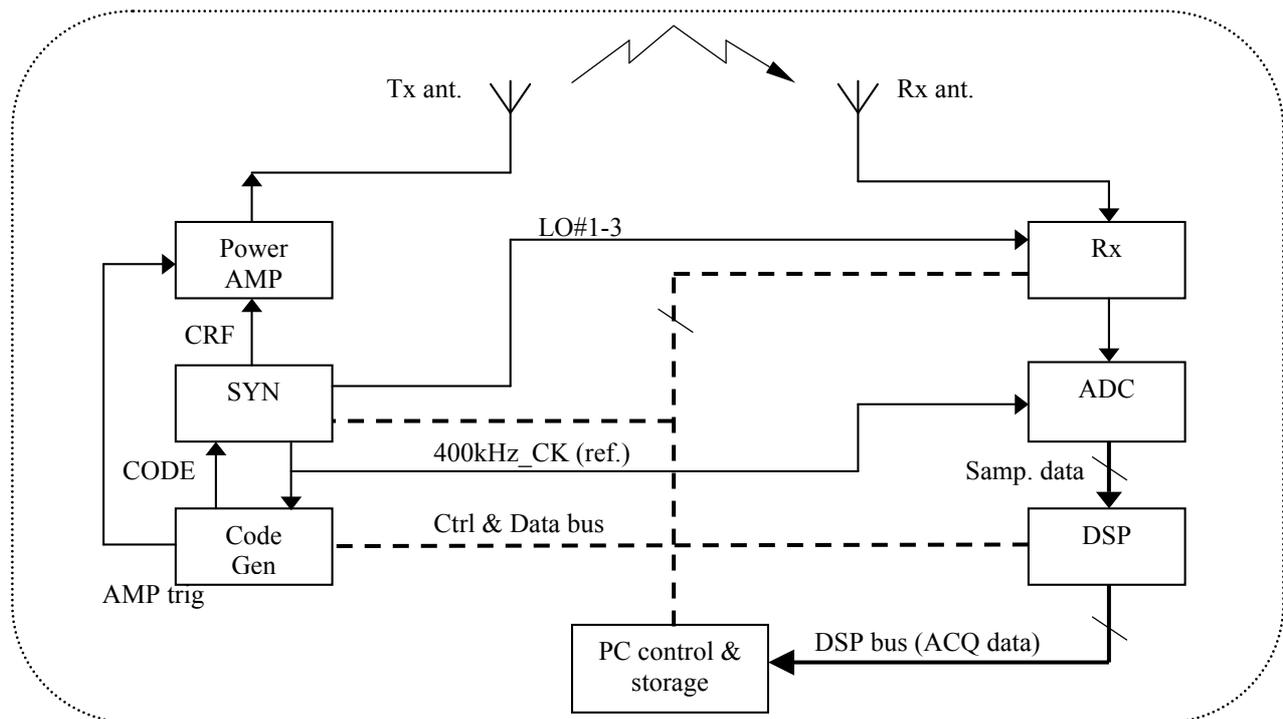


Figura 1. Schema funzionale di AIS-V1.

Riportare in dettaglio i principi di funzionamento delle ionosonde, ed in particolare di AIS, va oltre lo scopo di questo lavoro; qualora il lettore necessiti di queste informazioni, si rinvia alla già citata pubblicazione [Arokiasamy e al., 2002]. In questa sede è importante descrivere in quali direzioni si è voluto agire per migliorare le prestazioni della V2. Riprendendo i punti dell'elenco di massima riportato nell'introduzione, esso può essere espanso come segue.

- 1.1 Implementare la generazione delle frequenze e la generazione del codice sulla stessa scheda (in V1 ve n'erano due).
  - 1.2 Semplificare il ricevitore, migliorandone le prestazioni di linearità e selettività ed eliminando una conversione.
  - 1.3 Implementare la maggior parte delle funzioni digitali con la tecnologia CPLD (Complex Programmable Logic Devices).
  - 1.4 Semplificare il convertitore AD e adottare un campionamento simultaneo sui due canali I-Q.
  - 1.5 Progettare *ex-novo* il bus interno alla unità centrale, al fine di eliminare fenomeni di incompatibilità elettromagnetica e migliorare la velocità. Il nuovo progetto prevede anche il posizionamento univoco delle schede, dato che in V1 il punto di innesto poteva essere variato a piacere, ma ciò poteva comportare problemi di compatibilità elettromagnetica.
  - 1.6 Cambiare completamente l'interfaccia col PC, usando una linea seriale USB.
  - 1.7 Implementare l'elaborazione del segnale tutta nel PC, tramite programmazione ad alto livello del processore (si elimina la scheda DSP).
- 
- 2.1 Espandere la banda di frequenze scansionate.
  - 2.2 Migliorare la dinamica rendendo il sistema più robusto, sia verso i forti segnali che di quelli deboli.
  - 2.3 Usare una schiera di antenne riceventi per la rivelazione diretta di campi con polarizzazione ortogonale e per la discriminazione della direzione di arrivo.
- 
- 3.1 Incrementare le possibilità di rivelazione con una migliore integrazione coerente, di tipo adattivo (in V1 il numero di echi da integrare era fissato in maniera empirica e poteva essere cambiato solo saltuariamente).
  - 3.2 Introdurre uno o più metodi di calibrazione automatica, per tener conto delle variazioni temporali della unità centrale (derive, invecchiamento), per adattare il guadagno alle condizioni ambientali e, se possibile, per cancellare disturbi deterministici.
  - 3.3 Fare uso di una rappresentazione potenziata degli ionogrammi, che indichi anche l'intensità del segnale ricevuto.
- 
- 4.1 Introdurre il riconoscimento automatico del raggio ordinario e straordinario.
  - 4.2 Dotare lo strumento della capacità di elaborazione doppler usando anche segnali provenienti da più antenne, in modo da poter effettuare la mappatura della ionosfera.

Gli ultimi due punti meritano qualche spiegazione aggiuntiva, perché si tratta di funzioni completamente nuove, che rendono necessaria l'introduzione di filosofie di elaborazione alquanto differenti rispetto alla V1. Circa il punto 4.1, le normali ionosonde non consentono un riconoscimento automatico dei cosiddetti "raggio ordinario" e "raggio straordinario" riflessi dalla ionosfera. Il loro apparire è dovuto alla birifrangenza del mezzo trasmissivo, a sua volta dovuta alla presenza del campo magnetico terrestre. I tempi di arrivo diversi dei due raggi danno luogo a due tracce che si sovrappongono sullo ionogramma prodotto da una ionosonda tradizionale, pertanto la discriminazione tra i due echi viene affidata all'opera dell'interprete. Dato che lo stato della polarizzazione dei due echi è differente (infatti arrivano con polarizzazioni circolari opposte) è in teoria possibile una loro discriminazione automatica. Lo studio del problema è stato già affrontato in [Sciaccia e al., 2007], ove viene anche proposto lo schema generale di un sistema che produca in uscita echi distinti per i due raggi. Per ottenere questo risultato è necessario introdurre antenne con polarizzazione incrociata da commutare opportunamente.

Riguardo al punto 4.2, anche in questo caso è stato effettuato uno studio preliminare [Bianchi e al., 2008]. Il problema è quello di effettuare una mappatura della ionosfera sulla verticale del luogo di sondaggio, per rilevare la presenza di zone a diversa riflettività e le loro velocità di spostamento, sia orizzontale che verticale. Ciò è realizzabile tramite una elaborazione degli echi nel dominio della frequenza con una risoluzione sufficientemente spinta, usando un cosiddetto "banco di filtri Doppler". Tale

elaborazione viene svolta via software sui dati acquisiti insistendo a lungo su uno strato ionosferico sondato ad una sola frequenza. Per rendere possibile tale elaborazione software il sistema hardware deve però essere predisposto opportunamente, dato che i parametri di sondaggio, per questo genere di indagine, sono completamente differenti rispetto ad un sondaggio ordinario.

Nel corso della descrizione del funzionamento della AIS V2 verranno dati maggiori ragguagli su questi punti innovativi, oltre che su tutti gli altri punti sopra menzionati.

## 1.2 Specifiche di AIS-V2 e nuovo schema funzionale

Le specifiche da seguire per il progetto del nuovo sistema sono riportate in tab. 1. Sono ivi riportate anche le specifiche della V1 per un confronto. Nella fig. 2 è invece riportato uno schema funzionale, analogo a quello della fig. 1, che evidenzia le variazioni nella V2. I vari blocchi vengono ora commentati brevemente.

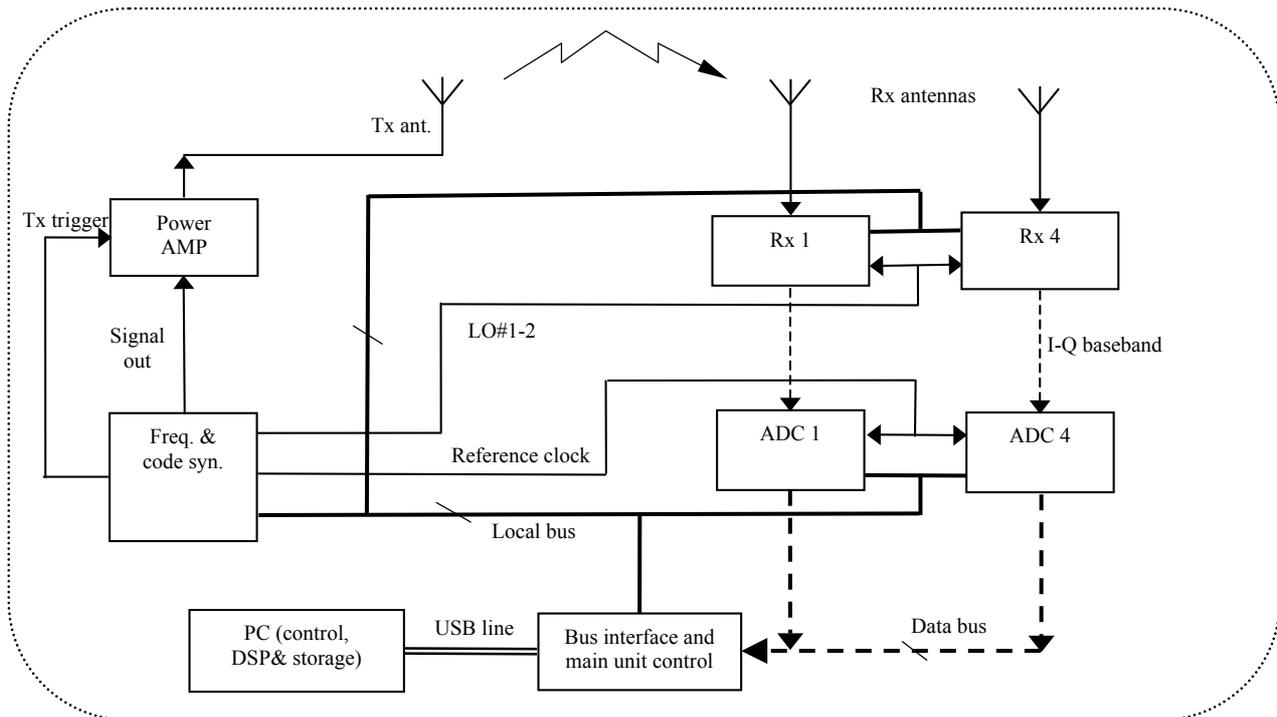
Parametri	Valori in V1	Variazioni per V2
Altezze sondate	90 ÷ 750 km	80 ÷ 800 km
Risoluzione in distanza	≈ 5 km	Invariata
Potenza Tx massima (media)	250 W (≈ 20 W)	≈ 200 W (invariata)
Sensibilità del ricevitore	≈ -85 dBm per 0 dB S/N	< -90 dBm per -8 dB S/N
Dinamica grezza	≈ 80 dB (non tutti lineari)	> 60 dB lineari
Dinamica con adattività	non prevista	> 70 dB lineari
Frequenze sondate	1 ÷ 20 MHz	1 ÷ 30 MHz
Risoluzione in frequenza (step)	25, 50, 100 kHz	invariati
Durata scansione (max.)	3-4 minuti (con passo 50 kHz)	invariata
Campionamento acquisizione	100 kHz	100 o 200 kHz
Quantizzazione ADC (1 canale)	8 bit	8-14 bit
Intervallo tra impulsi	>5 ms	invariato
Integrazione	coerente, con fattore manuale	coerente, con fattore adattivo
Risoluzione analisi Doppler	non prevista	≈ 0.04 ÷ 0.08 Hz

**Tabella 1.** Specifiche generali.

È evidente la variazione nel sistema di antenne. Infatti in ricezione è previsto che vi sia una schiera di quattro antenne, ciascuna composta da una coppia di antenne a telaio verticali ortogonali tra loro. Le quattro antenne hanno lo scopo di consentire la determinazione della direzione di arrivo dell'onda riflessa; il fatto che siano ortogonali a coppie serve per discriminare il raggio ordinario e straordinario. In caso di necessità deve essere possibile usare le normali antenne a delta usate in trasmissione, cosa che però consente solo di effettuare un sondaggio standard. Per ogni coppia di antenne ortogonali è stato introdotto un blocco (non segnato in figura per evitare troppe ripetizioni di blocchi simili) che ha lo scopo di combinare le uscite delle due antenne ortogonali e preamplificare il segnale prima di inviarlo all'unità principale.

I ricevitori Rx1 -- Rx4 sono collegati alle varie coppie di antenne, quindi a regime ve ne saranno quattro (in figura ne sono stati segnati solo due per semplicità), ciascuno composto dai filtri pre selettori di banda e dal ricevitore vero e proprio. I filtri che selezionano la banda ricevuta sono progettati *ex novo*, correggendo le imprecisioni del vecchio sistema e portando la banda complessiva fino a 30 MHz; è stato inoltre inserito un dispositivo di controllo del guadagno della sezione IF. Il numero di conversioni è ridotto da tre a due, con una sola IF ed un rivelatore delle componenti I-Q realizzato con due mixer distinti. Lo schema delle conversioni verrà spiegato in maggior dettaglio in un paragrafo successivo; per ora va sottolineato che vi sono solo due ingressi di LO e l'uscita non è più all'ultima IF bensì direttamente in banda base. Ciò rappresenta una diversità rispetto alla V1, ove si doveva demodulare l'uscita del ricevitore a IF facendo uso di opportuno campionamento (con una sincronizzazione precisa sui due canali); in V2 ciò non sarà più necessario, semplificando l'operazione (vedi anche il successivo blocco ADC). Nel fissare un riferimento per la sensibilità dei ricevitori si è tenuto conto che l'uso di codici di fase consente la rivelazione anche se il segnale è sotto al livello del rumore; il valore della dinamica viene ricavato nei paragrafi successivi.

Il blocco “Freq. & code syn.” risulta dalla fusione delle vecchie schede FSY, CTM e SYE, deputate alla generazione di varie frequenze di riferimento usate da tutto il sistema. L’uso di un nuovo dispositivo DDS potrà consentire, tra l’altro, di generare il segnale da trasmettere già modulato BPSK, cioè con il codice di fase impresso (in alternativa la modulazione può essere realizzata con un mixer esterno). La programmazione di questi dispositivi dovrebbe consentire anche di generare il segnale di eco sintetico usato in fase di collaudo, per il quale in V1 era necessaria una scheda dedicata (SYE). Questo blocco si occupa anche di controllare e sincronizzare le temporizzazioni in rapida sequenza legate al processo di trasmissione – ricezione - acquisizione del segnale (non sono comprese quindi le operazioni di impostazione del sondaggio).



**Figura 2.** Schema funzionale di AIS-V2.

I blocchi per la conversione (ADC) (in totale 8 convertitori) troveranno posto tutti all’interno di un’unica scheda. I convertitori potranno essere ancora a 8 bit, come nella vecchia V1; è pur vero che nel frattempo sono diventati accessibili a prezzi contenuti convertitori ad un numero maggiore di bit, che consentirebbero di estendere la dinamica sia verso i segnali grandi che piccoli, pertanto sarà possibile usare convertitori con un numero maggiore di bit. Dato che i due segnali da campionare arrivano già separati in forma analogica, il campionamento può avvenire in fase sui due canali.

I bus e la scheda di controllo (BCT su V1) saranno riprogettati. Una scheda si occuperà dell’interfacciamento con il PC tramite un cavo seriale USB, che diventa l’unico mezzo per la connessione col PC. Essa si occupa anche del controllo delle funzioni principali dell’unità. Dato che sarà possibile porre su un’unica scheda sia l’interfaccia che gli ADC, diventerà inutile anche il bus dati già presente sulla V1 (è stato segnato in fig. 2 solo per completezza).

Circa l’amplificatore di potenza (Power AMP) e i sistemi di alimentazione (non segnati in figura) non vi sono da segnalare novità rilevanti, se non che sono previste nuove tensioni a 3.3 V e 24V. La prima è derivata dalla 5V localmente ove serve per sistemi digitali nuovi; la seconda deve essere usata per generare i segnali di controllo dei preamplificatori di antenna (non segnati in figura).

Il PC, oltre alle funzioni svolte in passato, assolverà tutta l’elaborazione che in V1 era svolta dalla scheda DSP.

## 2. Valutazioni di progetto per il sistema

### 2.1 Stima dei segnali attesi

Le stime delle attenuazioni subite dal segnale nel suo percorso dal trasmettitore al ricevitore, passando per la ionosfera, già fatte al tempo della V1, sono state raffinate, in modo da renderle più aderenti alla realtà ed evitare di assumere margini eccessivi. A tale scopo, dato che i vari parametri che influenzano il collegamento dipendono dalla frequenza di sondaggio, una valutazione più realistica può essere fatta se si analizza il problema per più frequenze. Ciò vale anche per l'attenuazione geometrica: pur mantenendo l'altezza minima di riflessione a 90 km, quella massima tende a salire all'aumentare della frequenza (circa 200 km a 2 MHz, 400 km a 10 MHz, 700 km a 20 MHz), modificando l'attenuazione geometrica. Nella tab. 2 sottostante si riportano le stime in corrispondenza di tre frequenze, una all'inizio, una al centro ed una verso la fine della banda di sondaggio; per ciascuna sono state stimate le varie cause di attenuazione nel caso migliore e peggiore. I valori segnati sono attenuazioni in dB (se appaiono valori negativi sono guadagni).

Parametri	2 MHz min	2 MHz max	10 MHz min	10 MHz max	20 MHz min	20 MHz max
Antenna delta (2 x G)	20	20	-6	-6	-6	-6
Geometrica	84	91	98	111	104	121
Assorbimento ionosferico	3	18	1	10	0	4
Disaccoppiamento di polarizzazione	3	6	3	6	3	6
Effetti di focalizzazione	-2	2	-2	2	-2	2
Attenuazione deviativa	1	2	1	2	1	2
Perdite di sistema	1	3	1	3	1	3
<b>Totale</b>	<b>110</b>	<b>142</b>	<b>92</b>	<b>128</b>	<b>101</b>	<b>132</b>

**Tabella 2.** Attenuazioni stimate.

L'antenna prevista è quella per i sondaggi standard. Qualora saranno usate le antenne a telaio, il pre amplificatore dovrà compensare il loro minor guadagno.

Si vede che la minore attenuazione si ha a 10 MHz (nel caso migliore), l'attenuazione massima a 2 MHz (nel caso peggiore). I dati della tabella possono essere sfruttati per stimare l'intensità del segnale ai morsetti dell'antenna ricevente: usando una potenza in trasmissione di 200W (+53 dBm) si stima che il segnale ricevuto dovrebbe variare tra -39 e -89 dBm, con una dinamica di 50 dB.

Segnali superiori al massimo potrebbero entrare nel ricevitore solo in presenza di stazioni radio disturbanti con frequenza molto vicina a quella di sondaggio. In questi casi potranno essere presi provvedimenti opportuni sia per evitare danni, facendo in modo che i circuiti, pur saturando, non si danneggino, sia per far sì che il segnale sia trattabile, almeno entro certi limiti. Quest'ultimo fine può essere perseguito adottando tecniche di taglio del rumore a livello di DSP, come già fatto nella V1 (filtraggio a banda più stretta, tosatura delle frequenze in banda che presentano ampiezze eccessive) oppure usando opportune tecniche di calibrazione.

È importante notare però che il vantaggio della calibrazione, così come della compressione dell'impulso al fine di incrementare il rapporto segnale / disturbo, si ottiene solo dopo la conversione AD, perciò, al fine di evitare di incorrere nella saturazione dei convertitori, così come di evitare la mancata rivelazione di segnali troppo piccoli, è bene ridurre la dinamica a monte degli ADC. In questa ottica si è deciso di dotare il ricevitore di un guadagno adattivo, nel senso che il sistema deve poterlo variare anche durante lo stesso sondaggio, in maniera automatica.

### 2.2 Determinazione della gamma dinamica del ricevitore

Le stime del paragrafo precedente sono propedeutiche al fine di determinare la dinamica del ricevitore. Da un lato infatti si è stimato che la dinamica attesa all'ingresso sarà di 50 dB, dall'altro si hanno le caratteristiche degli ADC posti alla fine della catena ricevente: il sistema dovrà essere realizzato in modo da far rientrare la dinamica in ingresso in quella degli ADC, cercando di mantenere il più possibile caratteristiche lineari (ciò per rendere possibile anche la misura delle intensità ricevute, anche se ciò non è

strettamente necessario ai sondaggi). Se si mantenesse la scelta di ADC a 8 bit fatta nella V1, la dinamica in ingresso sarebbe superiore a quella che tali dispositivi potrebbero gestire (48 dB), a meno che non si doti il sistema di caratteristiche di adattività, che varino il guadagno della catena ricevente per ridurre la dinamica in uscita rispetto a quella in ingresso. Le considerazioni che seguono hanno lo scopo di giungere alla determinazione della dinamica gestibile dallo strumento e delle modalità per la sua implementazione.

In prima battuta immaginiamo di disporre di un ADC a 8 bit e una dinamica di ingresso di  $-88 \div -40$  dBm. Tale dinamica è solo leggermente inferiore a quella stimata precedentemente, ma la si considera tale temporaneamente, solo per avere una prima idea di cosa succederebbe con un ADC a 8 bit, quindi senza necessità di ulteriori aggiustamenti. Al centro della dinamica di ingresso vi è un livello di  $-64$  dBm, se ad esso in uscita corrispondesse un livello di  $0$  dBm, ai valori estremi in ingresso corrisponderebbero i livelli di uscita  $-24 \div +24$  dBm. I valori in Volt su  $50 \Omega$  sarebbero quindi  $0.04 \div 10$  Vpp. Questi valori sono accettabili, in quanto è possibile trovare convertitori che trattano segnali fino a  $\pm 5$  V. Con queste ipotesi di lavoro la catena ricevente nel suo complesso dovrebbe quindi guadagnare  $64$  dB, valore anch'esso accettabile. A questo risultato si è giunti però rinunciando a  $2$  dB della dinamica stimata.

L'esperienza insegna che al momento della realizzazione pratica le prestazioni tendono sempre ad essere inferiori al previsto, pertanto è opportuno prendere precauzioni, sia per riportare la dinamica al valore stimato, sia per gestire situazioni impreviste. Al riguardo si possono prendere vari provvedimenti, meglio se contemporaneamente; essi possono essere:

- 1) prevedere dei margini alla dinamica in ingresso: un buon margine potrebbe essere di  $5 \div 6$  dB sopra e sotto ai livelli stimati;
- 2) prevedere un ricevitore con possibilità di adattività, sia automatica che manuale: si può ad esempio prevedere che, rispetto ad un valore medio, il ricevitore possa variare il proprio guadagno di  $\pm 6$  dB in maniera automatica (via software), più una ulteriore possibilità di variazione tramite controlli manuali;
- 3) tenere conto che il ricevitore potrebbe comunque fornire un segnale utilizzabile anche se lavora in compressione o in saturazione, prevedendo cosa succede al momento della conversione;
- 4) usare un convertitore ADC con più di 8 bit, in modo da poter gestire comodamente le situazioni estreme.

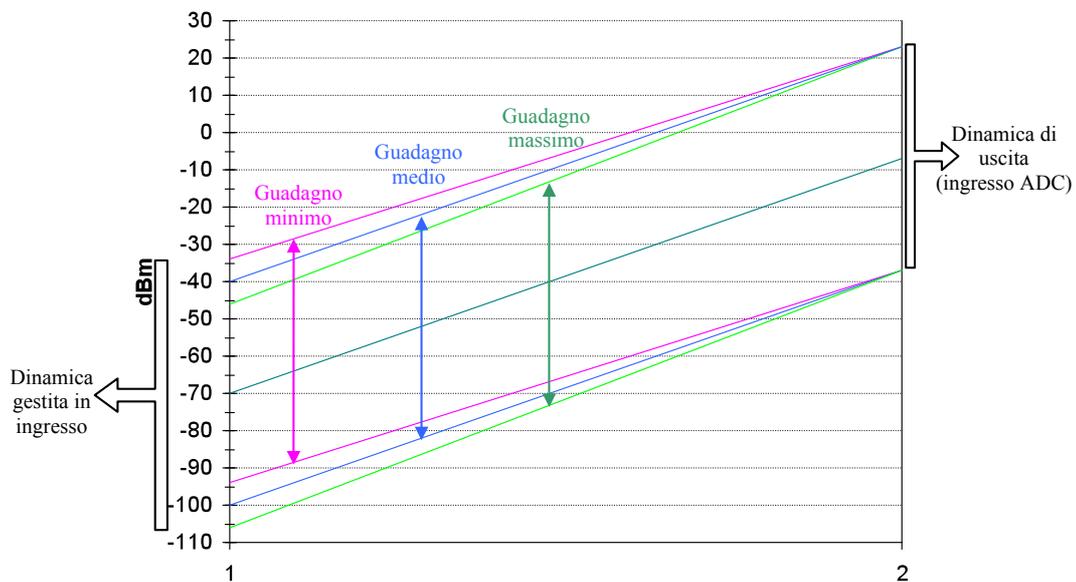
L'ultimo provvedimento indicato (punto 4) è anche quello a costo minore, dato che si sono resi disponibili ADC a 14-16 bit a prezzi molto più bassi che ai tempi della realizzazione della V1. D'ora in poi pertanto supporremo di usare un convertitore a 14 bit ( $2^{14} = 16'384$  livelli di quantizzazione), che possa gestire segnali fino a  $\pm 5$  V ( $+24$  dBm); in tal caso il "quanto" di conversione corrisponderebbe a un salto di  $10 \text{ V} / 2^{14} = 610 \mu\text{V}$ .

Volendo avere una dinamica di ingresso pari ai  $50$  dB stimati più  $10$  dB (punto 1), si arriva a valori di  $-94 \div -34$  dBm. Per motivi che saranno più chiari tra breve, è opportuno far corrispondere al massimo valore di questa dinamica di ingresso il massimo valore accettabile per l'ADC; tuttavia, per disporre di un ulteriore margine di sicurezza, scegliamo un valore leggermente inferiore: non  $+24$  ma  $+23$  dBm (corrispondenti a circa  $9$  Vpp). Il guadagno della catena ricevente pertanto dovrebbe essere di soli  $57$  dB (anziché i  $64$  stimati in un primo tempo). Al minimo valore atteso in ingresso quindi corrisponderebbe un livello in uscita di  $-94+57 = -37$  dBm, corrispondenti a circa  $9$  mVpp ( $14-15$  livelli di quantizzazione); tale risultato ci mette al riparo da qualunque problema di rivelazione dei segnali troppo piccoli, ed è uno dei motivi per cui si è scelto di far corrispondere la dinamica di ingresso ai massimi valori gestibili dall'ADC.

Con questi presupposti non sarebbe necessario fornire il ricevitore di caratteristiche di adattività (punto 2), tuttavia fare una cosa del genere doterebbe il sistema di maggiore robustezza, dandogli maggiori possibilità di gestire situazioni impreviste. Rispetto ai  $57$  dB prima considerati prevediamo che il ricevitore possa aumentare il proprio guadagno di  $12$  dB in maniera adattiva: a seguito di stime sui segnali in arrivo, il ricevitore dovrebbe quindi porre il guadagno a  $57$  dB se i segnali sono forti e  $69$  dB se sono deboli. In quest'ultimo caso, fissando l'uscita a  $-37$  dBm, ad essa corrisponderebbe un ingresso di  $-106$  dBm, un valore molto interessante perché molto vicino ai limiti imposti dal rumore elettronico interno al ricevitore. È improbabile che al ricevitore giungano segnali così piccoli, tuttavia, se dovesse succedere, basterebbe variare il guadagno via software per portarlo a  $69$  dB.

Dato che l'ADC è in grado di gestire anche segnali con livello inferiore a  $-37$  dBm, si sarebbe potuto anche non fare nulla e lasciare all'ADC la conversione di tali segnali. La soluzione dell'aumento del guadagno del ricevitore in presenza di livelli molto piccoli tuttavia è preferibile perché porta ad un miglioramento del rapporto segnale rumore (il rumore non è solo quello di quantizzazione, ma anche quello prodotto all'interno della catena ricevente). Si potrà decidere in un secondo tempo se sia preferibile mantenere tutti i 14 bit oppure trascurare i 3-4 bit meno significativi, che comporterebbe una minore quantità di dati da trasferire al PC.

Le scelte fatte in quanto precede sono schematizzate nella fig. 3, che riporta un grafico che visualizza come i livelli di segnale in ingresso (in corrispondenza all'ascissa "1") siano portati a quelli in uscita (ascissa "2"); esso va interpretato come segue. Vi sono quattro famiglie di linee, corrispondenti a differenti livelli di amplificazione del ricevitore (da implementare nella sezione IF). È opportuno evidenziare che il diagramma non riporta nel dettaglio l'andamento dei segnali all'interno della catena ricevente, ma solo i valori che si devono avere all'ingresso e all'uscita. In tutti i casi la dinamica di uscita è fissa: quella vista prima per gli ADC; però, in corrispondenza di vari livelli di guadagno impostati per la sezione IF del ricevitore, alla dinamica in uscita corrispondono varie dinamiche di ingresso. Il caso di guadagno massimo (linee verdi) va usato quando si è in presenza di segnali particolarmente deboli, infatti il valore minimo in ingresso scende fino a -106 dBm; mantenendo lo stesso guadagno, il massimo segnale ammissibile all'ingresso è di -46 dBm. All'estremo opposto, quando si attendono segnali forti, si deve impostare il guadagno al minimo (linee porpora); in questo caso si possono trattare i segnali fino ai -34 dBm di specifica, potendo scendere anche fino a -94 dBm. Alle linee blu corrisponde un guadagno a IF di valore intermedio; infine la linea grigia è stata disegnata come indicatore del valore medio della dinamica.



**Figura 3.** Livelli ingresso – uscita di riferimento per il progetto.

Si può notare che la dinamica attesa inizialmente (-39 ÷ -89 dBm) può essere agevolmente gestita con il livello di guadagno intermedio (-40 ÷ -100 dBm), mentre sfruttando l'escursione adattiva si può raggiungere una dinamica estesa di 72 dB. Rispetto ai valori di questa dinamica estesa, non sono attendibili valori di segnale in ingresso più piccoli, tuttavia va previsto il caso in cui possano presentarsi in ingresso segnali maggiori (punto 3). Tali situazioni non sono tanto determinate da riflessioni sugli strati ionosferici quanto dall'ingresso nel ricevitore di segnali interferenti; essi possono portare alla saturazione il ricevitore o addirittura al suo danneggiamento. In presenza di tali condizioni potrebbe essere accettabile sacrificare parte del guadagno pur di evitare la saturazione. Dato che queste condizioni sono difficilmente prevedibili si è scelto di mantenere i livelli indicati in fig. 3, prevedendo nel contempo la possibilità di variare il guadagno del ricevitore di un'ulteriore quantità, che può essere stimata in circa  $\pm 10$  dB. In sede di progetto di dettaglio del ricevitore pertanto si dovrà prevedere la possibilità di una ulteriore variazione del guadagno, da realizzare come taratura manuale; in tal modo si disporrà di un margine di sicurezza al funzionamento del ricevitore in condizioni di linearità. Qualora si presentino segnali in ingresso ancora maggiori, il comportamento della catena ricevente non potrà più assicurare la linearità, tuttavia si dispone sempre di un altro piccolo margine prima del raggiungimento della saturazione. In base all'esperienza passata si può stimare che, dopo aver portato con ogni mezzo il ricevitore al guadagno minimo, il massimo segnale ancora trattabile possa aggirarsi attorno ai -15 dBm. Ciò non significa che segnali ancora maggiori non possano essere comunque convertiti dall'ADC, sia pure con un effetto di "tosatura" (*clipping*), e che il sistema di sondaggio non possa ancora funzionare, dato che il fine primario è quello di ricavare tempi di arrivo; si andrà solo a perdere la capacità di misurare l'intensità ricevuta.

### 2.3 Schema generale delle conversioni di frequenza

Nella nuova ionosonda si è voluto semplificare lo schema generale delle conversioni di frequenza usate all'interno dello strumento. Infatti maggiore è il numero di frequenze diverse che vengono generate e possono circolare sulle varie linee, maggiore è la possibilità che si manifestino effetti indesiderati, come interferenze e intermodulazioni. Anche se l'impianto generale rimane molto simile alla versione V1, sono state apportate alcune modifiche, la maggiore delle quali riguarda l'oscillatore a frequenza fissa: nella V1 generava due frequenze differenti, da usare come base per gli oscillatori locali di due conversioni nel ricevitore; nella V2 sono generati due segnali alla stessa frequenza, sfasati di 90°, per fungere da oscillatore locale del demodulatore sincrono I-Q.

Per avere una visione di insieme della situazione, nello schema di fig. 4 si evidenziano le frequenze usate e le conversioni, tralasciando per ora altri componenti (amplificatori, ecc.) che potrebbero sviare l'attenzione. Sono evidenziati solo i punti notevoli, in modo da descrivere il tipo di segnale ivi presente e gli eventuali filtraggi necessari. I blocchi "DDS" sono componenti "Direct Digital Synthesizer", già usati nella V1 e che consentono una sintesi diretta di segnali a frequenza impostabile a piacere; nella V2 saranno usati nuovi dispositivi con prestazioni avanzate.

A è il segnale in uscita dall'oscillatore di riferimento, un'onda quadra a 50 MHz. Deve essere un segnale stabile perché funge da riferimento per tutto il sistema, tuttavia non è necessario che la stabilità sia spinta, perché eventuali piccole derive si ripercuotono allo stesso modo dappertutto (una eventuale piccola deriva della frequenza di sondaggio non ha conseguenze sullo studio della ionosfera, l'essenziale è che anche la frequenza ricevuta si alteri della stessa entità).

B viene ottenuto da una divisione di A e viene usato in varie parti del sistema come riferimento, ad esempio dai convertitori AD. Il possibile fattore di divisione potrebbe essere 250, in modo da ottenere una frequenza di 200 kHz, già utilizzabile come clock del campionamento. Si tratta di un parametro non ancora stabilito, ma non essenziale a livello di sistema.

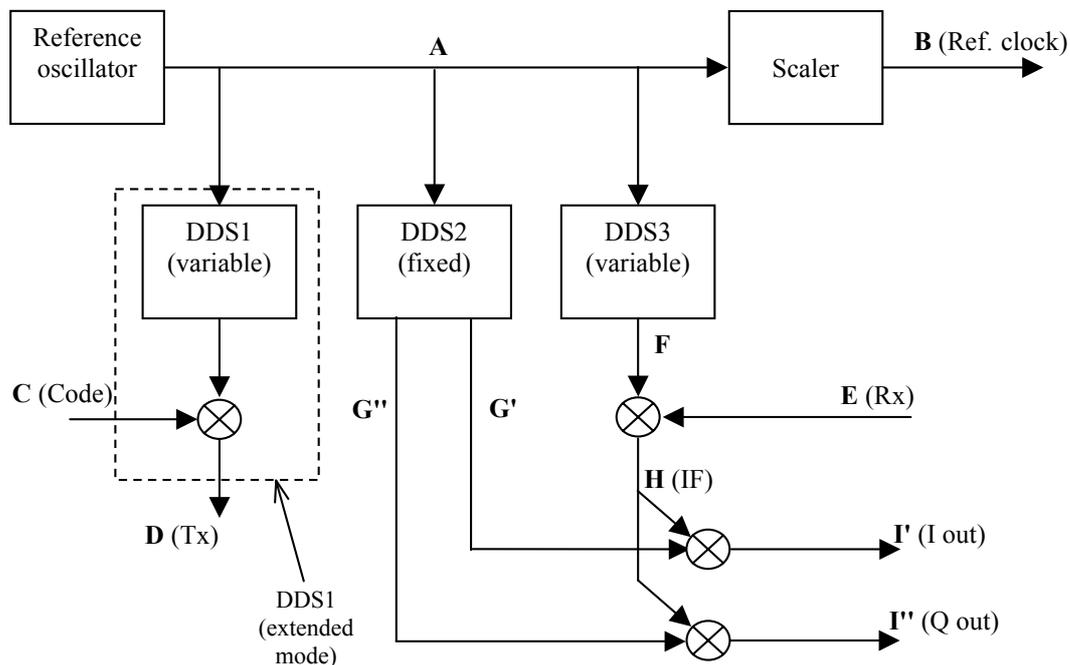


Figura 4. Schema delle conversioni di frequenza.

C è il codice da imporre al segnale trasmesso. Per imporre il codice sulla portante si prevede di usare un mixer, come nella V1, tuttavia il DDS prevede la possibilità di usare una modalità PSK. In questo caso il codice dovrebbe essere inviato al piedino dedicato del DDS e l'uscita sarebbe direttamente il segnale D. Si tratta anche in questo caso di un dettaglio non influente a livello di sistema, da risolvere in base a considerazioni di progetto della scheda sulla quale si troveranno i DDS.

**D** è il segnale da inviare al trasmettitore di potenza, cioè il segnale trasmesso, con il codice impresso. La portante è resa variabile dal DDS1 che viene riprogrammato durante il sondaggio da una circuiteria dedicata. Le frequenze dovrebbero andare da 1 a 30 MHz, a passi di 25, 50 o 100 kHz (se si sceglie 100 kHz si hanno 291 passi; per 50 kHz si hanno 581 passi; per 25 kHz, 1161 passi). Date le caratteristiche dei DDS e la loro frequenza di riferimento, è opportuno porre un filtro passa - basso nel punto D, con frequenza di taglio poco superiore al massimo previsto in uscita: si deve fare in modo che sia fatta passare la 30 MHz ma non la seconda armonica a 60, o meglio, che sia tagliata già la 50 MHz dell'oscillatore di riferimento (che potrebbe essere presente come residuo in questo punto). Se si vogliono tagliare anche eventuali spurie a bassa frequenza, potrebbe essere più opportuno un filtro passa - banda, che tagli anche le frequenze sotto il MHz, ciò specialmente se si usa il mixer per modulare la portante.

**E** è il segnale ricevuto dopo riflessione sulla ionosfera. Prima di entrare nel ricevitore deve essere filtrato in modo da tagliare le frequenze fuori banda e le immagini. Allo scopo vi sarà un banco di filtri selezionabili, simile a quello presente nella V1; esso deve essere aggiornato, per una migliore sovrapposizione delle risposte e per estendere la banda ricevuta fino a 30 MHz.

**F** è una portante molto simile a quella in uscita dal DDS1, solo spostata in alto di una quantità costante pari alla media frequenza, perciò potrà andare da 46.155 a 75.155 MHz. Sarebbe opportuno un filtraggio passa - banda, per eliminare le armoniche ed eventuali spurie; verso le alte frequenze il taglio dovrebbe eliminare la 92.31 MHz (seconda armonica). Verso le basse frequenze il problema è più delicato in quanto andrebbe evitato che una eventuale spuria a 44.155 MHz possa combinarsi ad un ingresso ad 1 MHz e uscire a IF, perciò il taglio dovrebbe essere piuttosto brusco; ciò comporta difficoltà costruttive, amplificate dal fatto di lavorare a frequenze piuttosto elevate. Per evitare tali difficoltà si è optato per un filtro passa basso anziché passa banda, si è pensato infatti che l'eventualità paventata di una uscita ad IF dovuta ad un mescolamento non voluto sia alquanto improbabile, ciò perché l'uscita del DDS può contenere armoniche a frequenze superiori a quella fondamentale, ma di solito non contiene righe indesiderate a frequenze inferiori.

A questo punto si può fare una considerazione: anziché usare un DDS dedicato, si sarebbe potuto ricavare il segnale F combinando G con D non modulato (in *up-conversion*), tramite un mixer seguito da un filtro. Un'altra alternativa poteva consistere nella derivazione della D non modulata da G e F. In entrambi i casi vi sarebbe stato un vantaggio nel risparmio di un DDS ma si sarebbero contrapposti vari svantaggi: dovendo aggiungere un altro mixer, vi sarebbe stato un maggior pericolo di generare componenti non lineari; dovendo usare l'uscita del DDS1 come oscillatore, non si sarebbe potuta sfruttare la potenzialità PSK e aggiungere il mixer per il codice; infine i due mixer aggiunti sarebbero stati più costosi del DDS risparmiato.

Continuando l'analisi dei segnali di fig. 4, i segnali **G'** e **G''** sono all'uscita del DDS2 a frequenza fissa (45.155 MHz) e fungono da oscillatore locale per la conversione in banda base. Anche in questo caso sarebbe opportuno un filtraggio passa - banda, ma si è optato per quello passa basso come per il segnale F. Il DDS consente di avere le due uscite richieste, già opportunamente sfasate a 0° e 90°.

**H** è l'uscita del mixer che fornisce la IF e, dato che presenta sia la somma che la differenza degli ingressi, va filtrata dal filtro IF a banda stretta. Con un filtro al quarzo dedicato si riescono ad ottenere i 64 kHz richiesti. Infine **I'** e **I''** sono le uscite dai mixer rivelatori di fase, con uscita che si spinge fino a frequenza zero. Vanno filtrate passa - basso con banda passante di poco superiore alla semibanda del filtro IF, quindi circa 40 kHz. Tale filtraggio sarà implementato direttamente dall'amplificatore finale del ricevitore.

Punto	Nome	Tipo	N° progetti	Scheda
D	Tx	BP 1-30 MHz	1	Sintesi delle frequenze
E	RF (x4)	BP 1-30 MHz	6 (6 bande)	Ricevitore
F	OL1	LP 85 MHz	1	Sintesi delle frequenze
G	OL2	LP 85 MHz	1 (x2 linee)	Sintesi delle frequenze
H	IF (x4)	BP 45.155 ±0.0318 MHz	(acquistato)	Ricevitore
I	BB (I-Q x4)	LP 40 kHz	1 (x2 linee)	Ricevitore

**Tabella 3.** Riepilogo sui filtri da usare.

Nella tabella 3 sono riassunte le esigenze di filtraggio nei vari punti del sistema. Sono riportati i punti caratteristici indicati in fig. 4 e altre caratteristiche significative. Nella colonna "N° progetti" è indicato se si tratta di un filtro singolo o ne devono essere previsti vari nello stesso punto; in alternativa indica se il filtro

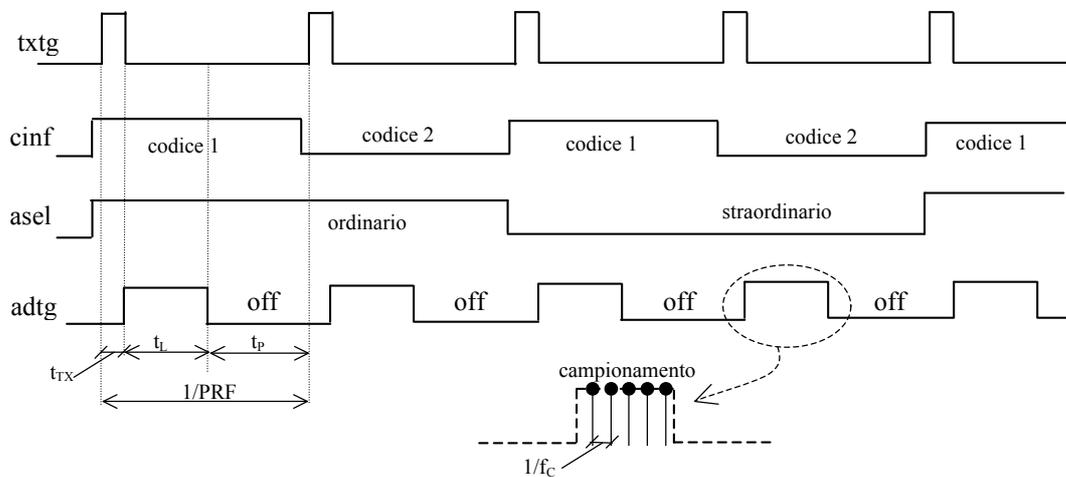
viene acquistato; infine la colonna “scheda” indica orientativamente la scheda in cui si dovrà trovare, anche se sono possibili modifiche.

## 2.4. Determinazione delle temporizzazioni

Il funzionamento di una ionosonda è determinato fondamentalmente dal modo con il quale si decide di inviare i segnali ed elaborarli successivamente. Ciò non toglie valore alle considerazioni hardware, che implicano la soluzione di problematiche anche delicate, senza le quali si rischia di compromettere il funzionamento corretto dello strumento. Tuttavia un ruolo centrale lo occupano le scelte sulla filosofia di funzionamento del sistema. In questa sede si supporranno noti i fondamenti del funzionamento dei radar utili per il progetto di una ionosonda tradizionale, peraltro sintetizzati efficacemente nella citata pubblicazione [Arokiasamy e al., 2002], così come della tecnica dell’analisi doppler studiata in [Bianchi e al., 2008]. Pertanto si passerà direttamente alle stime sulle temporizzazioni da imporre ai segnali di controllo, che poi determinano le possibilità di acquisizione dei dati, dei quali va anche stimata la quantità. Le valutazioni dovranno essere differenziate a seconda che si intenda costruire un normale ionogramma oppure effettuare un’analisi doppler.

### 2.4.1 Caso dello ionogramma standard

Nello schema di fig. 5 è riportata la temporizzazione per i segnali di controllo principali del sistema quando lavora per costruire uno ionogramma standard. La V2 lavorerà come la V1 usando una codifica bi-fase del segnale trasmesso, per cui ogni emissione in realtà è composta dalla trasmissione di due impulsi codificati con codice complementare (per una trattazione estesa di questi codici si può consultare [Sciacca e Zirizzotti, 2011]). Un particolare circuito genera alternativamente i due codici e una linea logica (bit) deve portare ove occorra l’informazione sul codice usato. Volendo poi usare la nuova funzione di discriminazione del raggio ordinario da quello straordinario, bisogna comunicare al sistema di antenne come combinare i segnali delle due antenne riceventi ortogonali; allo scopo serve un altro bit. Vediamo ora più in dettaglio i segnali della fig. 5.



**Figura 5.** Temporizzazioni essenziali (ionogramma standard).

- Il segnale “txtg” abilita l’emissione di energia a radio frequenza dal trasmettitore di potenza, ciò viene fatto per un tempo corrispondente alla durata dell’impulso codificato.
- L’informazione sul codice trasmesso è fornita da “cinf”, il quale ovviamente deve cambiare ad ogni impulso trasmesso.
- Il segnale “asel” consente la combinazione delle antenne ortogonali in modo da presentare all’ingresso (di ciascun ricevitore) solo un segnale proporzionale al raggio ordinario oppure straordinario. In realtà “asel” è formato da due bit, il secondo consente di selezionare l’antenna delta o spegnere i pre amplificatori di antenna e non è stato segnato perché non significativo in questo momento.
- Il segnale “adtg” infine è quello che abilita l’acquisizione del segnale ricevuto. Il ricevitore viene anch’esso abilitato in corrispondenza dell’abilitazione di “adtg”, tuttavia ad esso deve pervenire anche

l'informazione su quale filtro selettore di banda usare; anche questi segnali non sono stati indicati per non appesantire il grafico.

- Infine è stato evidenziato il fatto che, durante il periodo in cui "adtg" abilita l'acquisizione, i dati vengono campionati alla frequenza  $f_c$  (intervallo temporale  $1/f_c$ ) da determinare opportunamente.

Come si vede la sequenza prevede quattro impulsi di trasmissione ed altrettante ricezioni prima di ricominciare il ciclo: prima la coppia con i due codici per rivelare il raggio ordinario, poi l'altra per il raggio straordinario. Vi è poi la necessità di integrare vari impulsi ricevuti per incrementare il rapporto segnale / rumore, pertanto tutto il ciclo va ripetuto per  $M$  volte; anche questo non è stato segnato per non appesantire la figura: essa è stata volutamente semplificata per evidenziare le funzioni principali e stimare i tempi. In realtà le temporizzazioni sono più articolate di quanto appare: al momento del progetto di dettaglio delle schede digitali bisognerà tenere conto di vari fattori, come i tempi di ritardo nella risposta dei circuiti e del ricevitore. Alcuni tempi sono stati già indicati qualitativamente, ad esempio il fatto che  $t_{Tx}$  e  $t_{p}$  commutino leggermente in anticipo prima del trigger del trasmettitore  $txtg$ . Altre funzioni invece non sono state indicate, ad esempio il fatto che la base tempi non parta con  $adtg$  ma col fronte di salita di  $txtg$ , per poter stimare esattamente il tempo di volo dell'impulso trasmesso.

Come stima iniziale dei tempi segnati in figura ci basiamo su quanto già stabilito nella V1:

$$\begin{aligned} t_{Tx} &= 0.48 \text{ ms} && \text{(tempo di trasmissione),} \\ t_L &= 4.5 \text{ ms} && \text{(tempo di ascolto),} \\ t_p &= 5 \text{ ms} && \text{(tempo di pre elaborazione).} \end{aligned}$$

Il tempo di pre - elaborazione è stato inserito in analogia con la V1, tuttavia nella V2 l'elaborazione avverrà quasi tutta nel PC, perciò può essere ridotto in maniera significativa. Non è stato eliminato del tutto per disporre di un tempo residuo per preparare i dati acquisiti ed inviarli al PC; del resto non vi erano specifiche stringenti sulla PRF.

Per calcolare il tempo necessario per effettuare un sondaggio completo bisogna fare i seguenti conti:

$$\begin{aligned} \text{tempo singolo impulso} &= t_{Tx} + t_L + t_p = T_{PRF} = 1/PRF \text{ (10 ms} \rightarrow \text{PRF = 100 Hz),} \\ \text{per i due codici} &= 2 \cdot T_{PRF} && \text{(20 ms),} \\ \text{per i due raggi} &= 2 \cdot (2 \times T_{PRF}) && \text{(40 ms),} \\ \text{per integrare M impulsi} &= 4T_{PRF} \cdot M && \text{(se M =15 viene 0.6 s),} \\ \text{per sondare } N_f \text{ frequenze} &= 4T_{PRF} \cdot M \cdot N_f && \text{(2.91, 5.81, 11.61 minuti per } N_f = 291, 581, 1161). \end{aligned}$$

Legate alle temporizzazioni indicate sono le stime sulla distanza minima e massima. Quella minima è determinata dalla lunghezza dell'impulso trasmesso, infatti durante la trasmissione il ricevitore non può essere abilitato perché sarebbe "accecato" dall'energia in uscita dal trasmettitore. Il valore di  $t_{Tx}$  fissa tale distanza a 72 km, inferiore all'altezza degli strati ionosferici più bassi (la cosa consente di scartare i primi dati acquisiti, nella certezza che saranno sicuramente costituiti solo da rumori e segnali spuri).

La PRF determina la massima distanza "non ambigua", in questo caso di 1500 km, sicuramente eccedente l'altezza degli strati ionosferici. Anche l'altezza corrispondente all'apertura del ricevitore ( $t_{Tx} + t_L$ ) è elevata: circa 750 km. Tale ampio margine lascia la libertà di accorciare i tempi tra un impulso ed il successivo, ciò anche per accorciare i tempi totali di sondaggio, che possono risultare un po' elevati (specialmente nel caso di passi di 25 kHz). Se il tempo totale di sondaggio risultasse eccessivo si potrebbe agire in uno dei modi seguenti.

- Scegliere un  $M$  più piccolo.
- Terminare il sondaggio ad una frequenza inferiore ai 30 MHz. Se ad esempio si ferma a 20 MHz, e il passo è di 50 kHz, il numero di frequenze è di 381, che porta ad un tempo totale di 3.81 minuti anche con  $M=15$ .
- Ridurre il tempo di pre elaborazione, che in definitiva nella V2 serve solo a trasferire dati. Se la velocità di trasferimento potrà essere molto maggiore di quella di V1 si potrebbe ridurre  $t_p$  a 0.5 - 1.0 ms (si veda poco più avanti il calcolo della velocità di trasmissione).

A questo punto è opportuno qualche breve richiamo sul campionamento. Va ricordato che ogni impulso trasmesso (e ricevuto) è costituito da più "subimpulsi", che altro non sono che i bit che costituiscono il codice (essi possono assumere solo due valori). Quindi, per acquisire il valore che assume un singolo subimpulso, una volta che il segnale ricevuto è stato convertito in banda base, basterebbe campionarlo una volta (su ciascun canale I e Q) in corrispondenza di ciascun bit del codice. In realtà non ci si può limitare a

questo valore minimo perché non è noto l'istante di tempo di arrivo, pertanto, in accordo con la teoria, è necessario campionare almeno due volte, ma è meglio farlo secondo un fattore moltiplicativo, che chiameremo S, ancora maggiore. Data una frequenza di campionamento  $f_c$  (ed un tempo tra i campioni  $T_C = 1/f_c$ ), il numero di campioni relativo ad un intervallo  $\Delta t$  è  $S = \Delta t \cdot f_c$  ( $\geq 2$ ). In AIS V1 si aveva  $f_c = 100$  kHz e un subimpulso con  $\Delta t = 30 \mu s$ , quindi  $S=3$ .

Premesso ciò, cerchiamo di stimare la quantità di dati prodotta da un sondaggio. Ipotizzando di adottare anche in V2 la stessa  $f_c$ , in corrispondenza del tempo di ascolto in ricezione ( $t_L$ ) si trova  $N_C = 4.5 ms \cdot 100 kHz = 450$ ; il valore di capacità di memoria più vicino è di 512 "posizioni": si può trattare di *byte* o di *word*, a seconda del numero di bit del convertitore; porteremo avanti questa doppia possibilità anche se è deciso che il convertitore è a 14 bit, perché allo stato attuale non è ancora stabilito se verranno trasferiti tutti i 14 bit (quindi verosimilmente una *word* di 16 bit) o solo gli 8 bit più significativi (quindi un *bite* di 8 bit). Questo dato iniziale va moltiplicato per vari fattori per ottenere:

- dato che le uscite sono due (I e Q):  $2 \cdot N_C = 2 \cdot t_L / T_C$ ,
- dato che le antenne sono quattro:  $4 \cdot (2 \cdot N_C) = 8 \cdot N_C$ ,

valore che porta ad un flusso dati di circa  $7.0 \div 3.5$  kB per ogni singolo impulso trasmesso; però:

- per la sequenza di 4 impulsi:  $4 \cdot (8 \cdot N_C)$ ,
- per l'insieme di M impulsi integrati:  $M \cdot (32 \cdot N_C)$ ,

che, per  $M=15$ , porta, per ciascuna frequenza, ad un valore di circa  $420 \div 210$  kB (a seconda della scelta di trasferire 16 o 8 bit). Se la ionosonda dovesse memorizzare prima tutte le frequenze e poi elaborare i dati, dovrebbe memorizzare questa quantità moltiplicata per le frequenze da sondare, quindi, per i valori di  $N_f$  prima visti (291, 581, 1161), si arriva a circa 120, 240, 480 MB (oppure 60, 120, 240 MB), valori che renderebbero necessario l'uso di grandi memorie. Ciò non è necessario perché solo una parte del lavoro viene svolta in tempo reale: i dati di ciascuna frequenza sono elaborati prima che il sondaggio passi alla successiva. Si può allora scegliere di memorizzare i dati limitatamente ad ogni singola frequenza ed inviare i dati al PC, quindi  $420 \div 210$  kB per volta; per trasmettere questo flusso di dati non vi sono particolari limitazioni ai tempi, perché il sondaggio deve comunque fermarsi per riprogrammare i DDS; questa scelta però implica ancora la presenza di una capacità di calcolo da implementare nella ionosonda (per poter effettuare l'integrazione). Volendo delegare al PC proprio tutto, si deve inviare l'informazione relativa ad ogni singola eco, inoltre sarebbe opportuno incrementare la frequenza di campionamento (per incrementare il fattore S di sovracampionamento), pertanto i valori visti prima per le temporizzazioni vanno scelti in maniera diversa.

A seguito di tutte le considerazioni precedenti, si adottano i parametri seguenti:

- $t_{Tx} \cong 0.5$  ms (distanza minima circa 75 km),
- $t_L \cong 5.0$  ms (distanza massima circa 830 km),
- $t_p \cong 1.5$  ms,
- PRF =  $1 / (t_{Tx} + t_L + t_p) \cong 143$  Hz

Impostando una  $f_c = 200$  kHz ( $T_C = 5 \mu s$ ), si trova poi:

- $N_C = 5$  ms /  $5 \mu s \cong 1000$ ,
- dato che le uscite sono due (I e Q):  $2 \cdot N_C = 2000$ ,
- dato che i ricevitori sono quattro:  $4 \cdot (2 \cdot N_C) = 8000$ ,

quindi il banco di memoria deve contenere almeno  $16 \div 7.8$  kB; una volta acquisiti vanno spediti al PC prima dell'acquisizione dell'impulso successivo (tempo  $t_p + t_{Tx}$ ), perciò la velocità di trasmissione verso il PC deve essere di almeno  $7.6 \div 3.8$  MB/s, compatibile con le velocità tipiche delle porte USB. Tutte le operazioni successive (FFT, filtraggio), compresa l'integrazione su M impulsi, vanno implementati nel PC.

Con i valori ipotizzati, il fattore di sovracampionamento per ciascun subimpulso sale a  $S=6$ , mentre il tempo totale di sondaggio, ipotizzando passi di 100, 50 e 25 kHz ( $N_f = 291, 581, 1161$ ) e  $M=15$ , diventa:  $4 \cdot M \cdot N_f / PRF = 2.0, 4.1$  e  $8.1$  minuti, valori abbastanza piccoli, che consentono di aumentare il parametro M in caso di necessità. In realtà è possibile abbassare M, infatti è possibile sfruttare la presenza di 4 ricevitori per disporre di più dati contemporanei sui quali mediare. Questo è il motivo per cui i calcoli precedenti sono stati portati avanti proprio ipotizzando quattro antenne riceventi, anche se in realtà per un sondaggio standard non sono necessarie, essendo sufficiente un solo ricevitore. La quantità di dati complessiva inviata al PC, dati

che devono essere elaborati per costruire lo ionogramma, è limitata a quella relativa ad una singola frequenza (ogni frequenza è indipendente dalle adiacenti), ed è di  $234 \div 117$  kB.

Tutti i parametri precedenti vanno intesi ancora come indicativi, potendo subire correzioni al momento del progetto di dettaglio delle schede ADC e di interfaccia col PC.

### 2.4.2 Caso dell'analisi Doppler

Nello schema di fig. 6 è riportata la temporizzazione per i segnali di controllo principali del sistema quando lavora per effettuare un'analisi Doppler. Lo schema è solo apparentemente simile a quello precedente, invece vi sono differenze sostanziali. Il segnale trasmesso ha la stessa durata:  $t_{TX}$ , tuttavia non è essenziale che lo sia e può essere cambiata, sarebbe infatti prudente inviare un impulso più lungo per aumentarne l'energia. In questo caso gli impulsi trasmessi non sono codificati, perciò il segnale "cinf" è ininfluenza. Al fine dell'elaborazione doppler si possono sondare una o più frequenze; nello schema ne sono state segnate due, ma possono essere di più (il loro numero sarà indicato come  $N_f$ ). Il segnale "asel" rimane fisso ad abilitare la combinazione di antenne che rivela il raggio ordinario. La ricezione è abilitata da "adtg" solo in un piccolo intervallo di tempo, in corrispondenza del periodo stimato di arrivo dell'eco, conosciuto dal sondaggio standard da eseguire subito prima. Tale abilitazione parte con un tempo di ritardo  $t_D$  e la sua durata è stata posta uguale a quella dell'impulso di trasmissione, tuttavia è bene prendere un piccolo margine e renderla un po' più lunga. Infine vi è il solito tempo di pre elaborazione  $t_p$ . Il tempo totale dell'acquisizione è  $T_{AQ}$ . Gli ordini di grandezza per i tempi potrebbero essere:

$$t_{TX} \cong 0.5 \text{ ms}$$

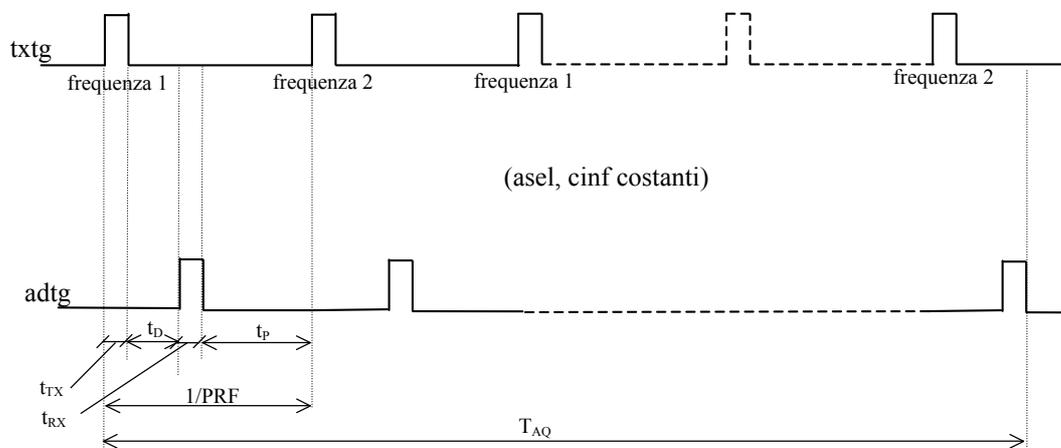
$$t_{RX} \cong 0.6 \text{ ms}$$

$$t_D \cong 1.0 \div 2.0 \text{ ms} \quad (\text{dipende dallo strato che si vuole sondare})$$

$$t_p \cong 0.9 \text{ ms}$$

$$1/PRF = t_{TX} + t_D + t_{RX} + t_p = 3 \div 4 \text{ ms} \quad (PRF = 333 \div 250 \text{ Hz})$$

$$T_{AQ} \cong 12 \div 24 \text{ s}$$



**Figura 6.** Temporizzazioni essenziali (analisi doppler).

In questo tipo di analisi, il parametro più importante è il tempo totale di acquisizione  $T_{AQ}$ , poiché fissa la risoluzione in frequenza, che è fondamentale per ottenere risultati significativi. Al contrario la distanza tra gli impulsi ( $1/PRF$ ) non influenza significativamente il risultato, determina infatti solo la distanza tra le righe dello spettro. Quindi, se ad esempio la PRF fosse di 285 Hz, tale sarebbe la distanza tra le righe; tuttavia l'elaborazione Doppler non è influenzata da questo parametro, bensì dalla risoluzione con la quale si riesce a determinare di quanto queste righe si spostano rispetto alla posizione relativa a velocità nulla. Se ad esempio il sondaggio si estende per un tempo di 15 s si ottiene una risoluzione di circa 0.07 Hz, già sufficiente; ad un tempo di 25 s corrisponderebbe invece una risoluzione di 0.04 Hz, ancora migliore.

In questo contesto, se si sondano più frequenze, ad esempio due, non si fa altro che diminuire la PRF relativa a ciascuna e avvicinare le righe fra di loro, ma ciò, entro ampi margini, non influenza le prestazioni. Facciamo un esempio: si fissi la PRF a 300 Hz e si sondino due frequenze per un tempo di 25 s; ciascuna

verrà interrogata a 150 Hz, quindi la distanza tra le righe dello spettro sarà altrettanto. I dati relativi alla elaborazione saranno “campionati” nel dominio della frequenza con risoluzione 0.04 Hz fino a 150 Hz. Si tenga presente che i valori attesi per gli scostamenti Doppler si mantengono sempre molto al di sotto di tale valore massimo; ciò spiega perché il vincolo sulla PRF e il numero di frequenze non sia stringente.

A questo punto facciamo alcune stime sui dati da acquisire. È opportuno ricordare che l’analisi Doppler ricostruisce le variazioni lente del segnale sul tempo  $T_{AQ}$ , e ogni impulso ricevuto rappresenta un campione della storia da ricostruire. Anche in questo caso, come nel precedente, si preferisce acquisire più campioni per ogni impulso, con la differenza che ora l’impulso non è codificato, pertanto il fine del sovracampionamento non è tanto quello di ricostruire una sequenza di codice, quanto quella di migliorare il rapporto segnale – rumore (SNR). In questo caso non si può pensare di integrare echi di più impulsi, perché siamo interessati proprio a quelle variazioni lente che nel caso standard sono trascurate: ogni impulso ricevuto porta un’informazione essenziale per la ricostruzione delle componenti Doppler. In definitiva, in questo caso non si può integrare come nel precedente, tuttavia il fattore S di sovracampionamento svolge un ruolo analogo al fattore M del caso standard.

Riprendiamo allora i calcoli per la stima della produzione di dati. Applicando la formula precedente adattata al caso attuale  $N_C = t_{RX} / T_C$ , si ottiene ( $T_C = 5\mu s$ ):  $N_C = 120 (= S)$ ; ogni campione contiene  $16 \div 8$  bit (perciò serve una memoria di 256 o 128 byte). Date le multiple uscite tale valore iniziale si moltiplica come segue (il numero di frequenze non è conteggiato esplicitamente):

- dato che ci sono due uscite (I/Q):  $2 \cdot N_C$ ,
- dato che le antenne sono quattro:  $4 \cdot (2 \cdot N_C)$ ,
- dopo il tempo di acquisizione:  $(8 \cdot N_C) \times (T_{AQ} \cdot PRF)$ .

La quantità di dati da trasferire al PC è solo di  $8 N_C = 1.9 \div 0.94$  kB in 1.4 ms (tempo  $t_p + t_{TX}$ ), per una velocità di circa  $1300 \div 670$  kB/s. A seconda dei valori scelti per PRF e  $T_{AQ}$ , si ottiene una quantità di dati complessiva di  $5.5 \div 15$  MB nel caso di dati a 16 bit ( $2.7 \div 7.3$  MB per dati a 8 bit).

Qualche considerazione va fatta a proposito della possibilità di restringere il tempo di acquisizione solo ad una finestra di durata  $t_{RX}$ , ritardata di  $t_D$  dopo l’impulso trasmesso. Questa scelta è quella che ottimizza il rapporto segnale – rumore, ma presuppone un sistema automatico che decida il tempo di ritardo in funzione dei dati prodotti da uno ionogramma precedente. Qualora non si disponga di un tale sistema l’acquisizione deve avvenire su tempi più lunghi, pertanto i dati ipotizzati in precedenza andrebbero ritoccati, arrivando agli stessi tempi del sondaggio standard:

$$\begin{aligned}
 t_{TX} &\cong 0.5 \text{ ms} \\
 t_{RX} &\cong 5.0 \text{ ms} && (N_C = 1000) \\
 t_D &\cong 0 \\
 t_p &\cong 1.5 \text{ ms} \\
 1/PRF &= t_{TX} + t_D + t_{RX} + t_p = 7 \text{ ms} && (PRF = 143 \text{ Hz}) \\
 T_{AQ} &\cong 10 \div 30 \text{ s}
 \end{aligned}$$

Anche la quantità di dati da trasferire al PC diviene la stessa che nel sondaggio standard:  $7.6 \div 3.8$  MB/s. La quantità di dati complessivi acquisiti diviene di  $22 \div 65$  MB nel caso di dati a 16 bit ( $11 \div 33$  MB per dati a 8 bit): ovviamente è molto maggiore di quella stimata per un’acquisizione centrata al momento dell’arrivo dell’eco; da essi però andranno estratti solo quelli significativi. La quantità di dati appare anche molto maggiore di quella del sondaggio standard, ma bisogna ricordare che nel sondaggio standard i dati da elaborare riguardano solo una frequenza per volta (tempo  $8M/PRF$ ) mentre per il Doppler è necessario elaborare tutto quanto acquisito in  $T_{AQ}$  per estrarre i dati di interesse.

Se si sondano più frequenze i dati precedenti non cambiano nella sostanza: il totale dei dati rimane lo stesso, solo che essi vanno suddivisi per le varie frequenze. La risoluzione dell’analisi doppler è influenzata solo da  $T_{AQ}$ , mentre il sondaggio su più frequenze (purché riflesse dallo stesso strato) rende i dati più affidabili.

Parametro	Ionogramma	Analisi doppler	Unità
Frequenza di campionamento	200	200	kHz
Tempo sub impulso	30	--	μs
Impulso trasmesso	480	480	μs
Fattore di sovracampionamento S	6	--	--
Tempo ascolto singolo impulso	5.1	5.1	ms
PRF	167	167	Hz
Fattore di integrazione M (tipico)	15	--	--
Tempo di acquis. singola freq.	420	--	ms
Numero di frequenze sondate $N_f$	581	2	--
Tempo sondaggio (escluso DSP)	244	30	s
Memoria ADC	16÷7.8	16÷7.8	kByte
Velocità dati verso PC	7.6÷3.8	7.6÷3.8	MB / s
Memoria dati (sul PC)	0.22÷0.11	65÷33	MB

**Tabella 4.** Prestazioni legate alla temporizzazione ed all'acquisizione.

Nella tab. 4 sono riassunte le prestazioni essenziali che l'hardware digitale del sistema deve avere. Il tempo di "sub impulso" è quello relativo all'invio di ogni elemento di codice e non è stato indicato per l'analisi Doppler dato che gli impulsi non sono codificati. Il tempo di acquisizione di una singola frequenza ha senso nel sondaggio normale, ove si sondano molte frequenze, non lo ha nell'analisi doppler, in cui vi sono poche frequenze (o una sola), che vengono acquisite contemporaneamente. Il tempo totale di sondaggio per lo ionogramma è stato calcolato ipotizzando un passo di scansione di 50 kHz.

### 3. Progetto dei sotto sistemi

#### 3.1 Schema a blocchi generale

Le valutazioni dei paragrafi precedenti consentono di definire gli schemi a blocchi, sia della ionosonda che dei sotto sistemi componenti. Lo schema della ionosonda completa è riportato in fig. 7; essa rappresenta un raffinamento di quanto già riportato in fig. 2 a livello di generici blocchi funzionali. Nella figura i riferimenti "lato frontale" e "lato posteriore" sono al momento solo indicativi. La suddivisione delle funzioni nelle varie parti del sistema prevede quattro blocchi principali, come per la V1:

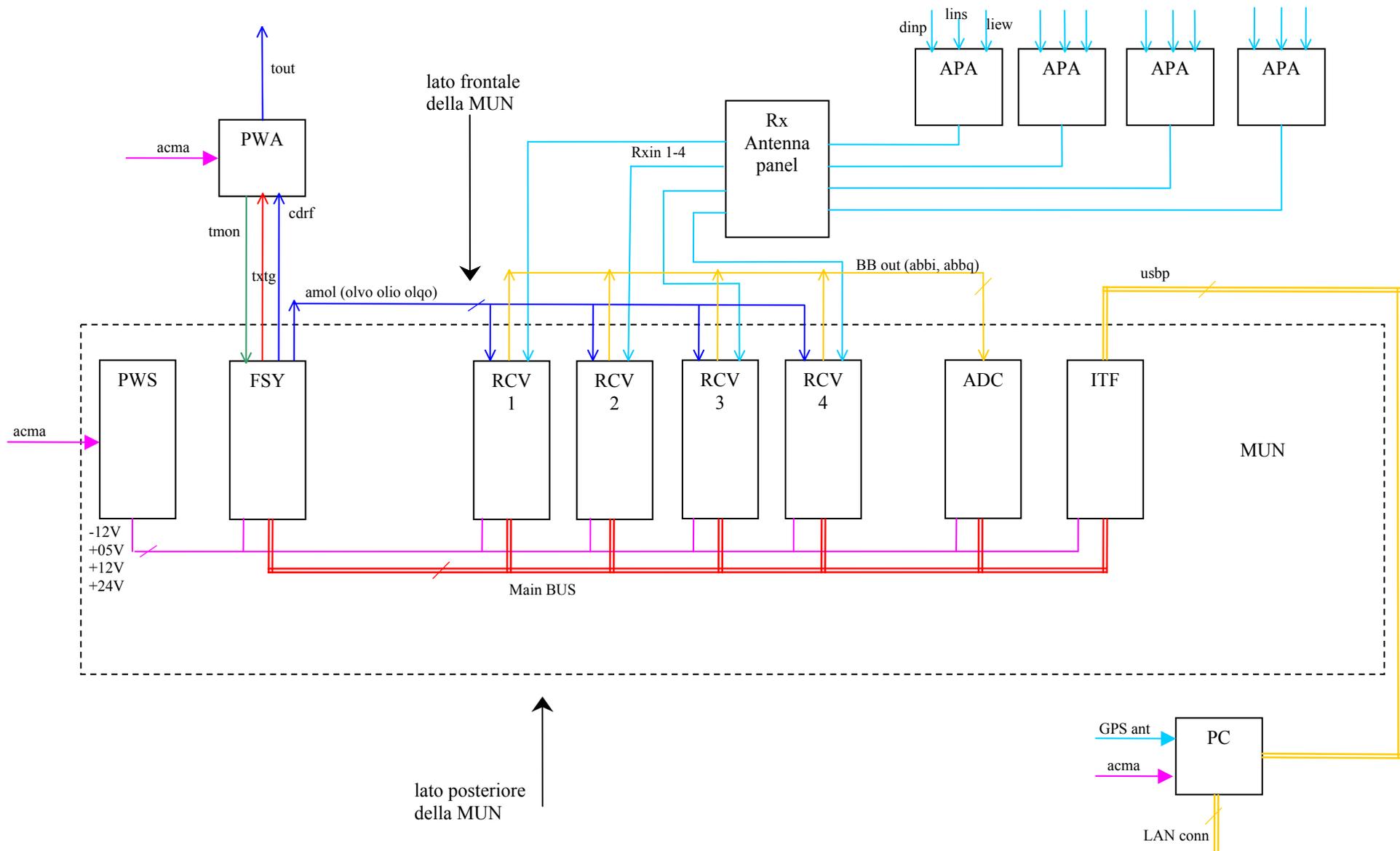
- l'unità principale (Main UNit - MUN), a sua volta costituita da varie schede;
- il PC per il controllo delle funzioni, la memorizzazione e l'elaborazione dei dati;
- l'amplificatore di potenza (PoWer Amplifier - PWA), per ottenere un adeguato livello in trasmissione;
- il sistema di antenne trasmittente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

Il PC andrà opportunamente scelto e configurato, eventualmente inserendo in esso qualche scheda aggiuntiva, ad esempio un ricevitore GPS. A parte la linea di alimentazione, si prevede un'unica linea di collegamento con la MUN, di tipo USB. Ovviamente potranno essere presenti altre connessioni con l'esterno, ad esempio un cavo per la connessione in rete. L'amplificatore PWA è l'unico blocco non ulteriormente diviso in sottosezioni, perciò verrà equiparato alle varie schede presenti sulla MUN.

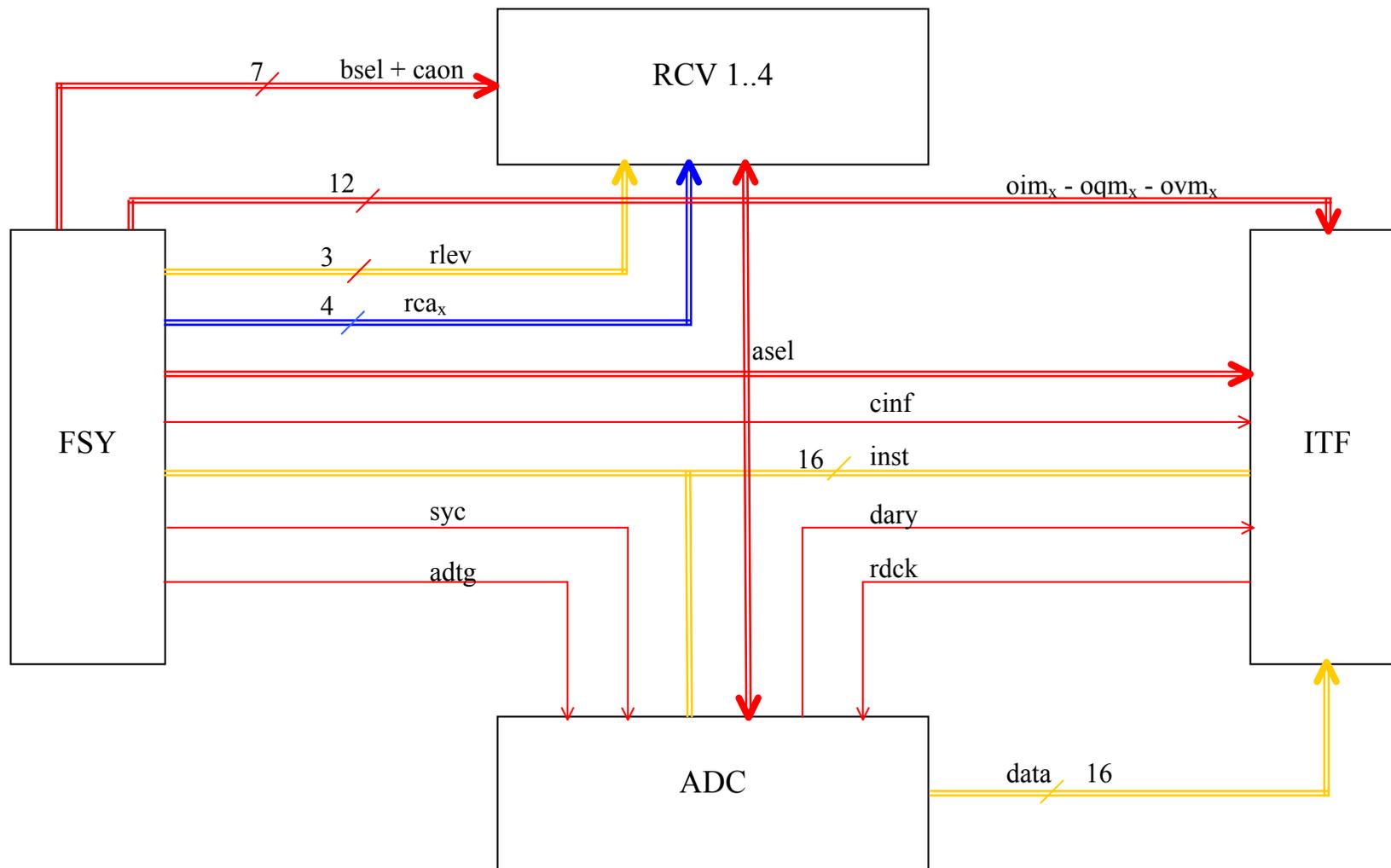
Il sistema di antenne comprende un'antenna trasmittente e da una a quattro riceventi, che possono essere di vari tipi. Le antenne a delta sono seguite da un balun per l'adattamento alle linee di trasmissione; le uscite delle antenne a telaio finiscono direttamente in piccoli sistemi posti sotto di esse, preposti a preamplificare il segnale (Antenna Pre Amplifier - APA-n dove n va da 1 a 4). Gli APA saranno equiparati alle altre schede, e sono progettati per accettare in ingresso anche una linea compatibile con le antenne delta (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 potendo usare tipi diversi contemporaneamente nello stesso sondaggio). Qualora servisse commutare due sistemi di sondaggio sulla stessa antenna in Tx, bisognerebbe predisporre un dispositivo esterno. Il blocco "Rx antenna panel" è semplicemente un pannello introdotto per rendere più pratiche le connessioni tra i cavi di antenna.

Sono indicati anche i nomi dei segnali scambiati tra i vari blocchi; di essi si parlerà diffusamente più avanti. Le linee sono state segnate con colori differenti principalmente con lo scopo di rendere gli schemi più leggibili. Peraltro si è cercato di seguire un criterio uniforme, adottando un colore diverso a seconda del tipo di segnale, precisamente si sono segnati:

- 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 7.** Schema a blocchi generale.



**Figura 8.** Schema dei segnali sul BUS (non sono segnate le linee di alimentazione e le masse).

La MUN conterrà i seguenti sotto sistemi, identificabili ciascuno con una scheda a circuito stampato.

- 1) PWS (PoWer Supply) - Alimentatore (fornisce  $\pm 12$  e  $+5V$  e  $+24V$ ).
- 2) FSY (Frequency SYntesizer) - Generazione delle frequenze, codice ed eco sintetica (funzioni che in V1 erano svolte da schede separate). Su questa scheda sono allocati anche circuiti analogici (amplificatori, filtri) per portare il livello dei segnali che fungono da oscillatori locali al valore opportuno.
- 3) RCV-n (ReCeiVer, n= 1..4) - Ricevitore: 4 schede, ciascuna con 6 filtri di banda e il ricevitore vero e proprio. Su di esse sono presenti anche i circuiti che predispongono le tensioni di alimentazione degli APA e di controllo dell'amplificazione a IF.
- 4) ADC (Analog to Digital Converter) - Scheda per l'acquisizione dei dati ed invio al PC.
- 5) ITF (InTerFace) - Una scheda di "interfaccia", con funzioni ausiliarie. L'interfaccia col PC viene posta su questa scheda; essa è resa autonoma dalle alimentazioni della MUN in quanto alimentata direttamente dal PC. Inoltre, potrebbero trovare posto qui il sensore del livello in Tx e vari circuiti digitali di interfaccia tra quanto trasmesso da/verso il PC e le altre schede (controllo dei DDS, del codice, del ricevitore, ecc.). Se il progetto delle schede lo consentirà, potrebbe essere possibile integrare ITF e ADC in un'unica scheda.
- 6) BUS - La scheda posteriore che funge da bus locale.

Quest'ultima scheda funge da supporto per lo scambio della maggior parte dei segnali tra le altre schede. Come criterio generale si è scelto di far correre su cavi schermati i segnali analogici che sono maggiormente soggetti a deterioramento; in tal caso i cavi si collegano sul pannello frontale. Invece i segnali digitali, di norma, vengono scambiati sul BUS. La fig. 8 riporta i principali segnali scambiati sul BUS.

### 3.2 Segnali scambiati tra le schede

I segnali scambiati tra le varie schede sono elencati nella tab. 5. Il riportare le informazioni dettagliate della tabella può apparire poco consono alla trattazione generale del sistema, cosa che poteva suggerire lo spostamento della tabella in appendice. Tuttavia si è preferito inserire queste informazioni in questo punto perché vengono spiegate le funzioni dei vari segnali, i cui nomi appaiono nelle figure precedenti. Tali descrizioni contribuiscono a chiarire il funzionamento e le interconnessioni tra le schede. Nelle varie colonne della tab. 5 figurano le informazioni seguenti:

- board: riporta la sigla della scheda, così come indicata nelle figg. 8 e 9; si tratta di solito di un acronimo di 3 lettere maiuscole;
- nome: è il nome del segnale, che di solito è un acronimo di 4 lettere minuscole;
- tipo: indica il tipo di segnale, secondo la codifica che segue:
  - A (analog): segnale analogico; sono considerate tali anche le portanti non modulate;
  - B (bus): insieme di linee, ciascuna con segnale digitale a due livelli, per lo scambio di dati;
  - D (digital): segnale a due livelli (un bit), di comando o controllo, compresi i segnali di clock;
  - P (power): linea che trasporta energia;
  - S (sense): segnale analogico di servizio, per il monitoraggio di funzioni;
  - M - misto: qualunque altro tipo, speciale, da specificare caso per caso.
- verso: indica il verso di percorrenza (riferito alla scheda indicata nella prima colonna):
  - I - rappresenta un segnale in ingresso con connettore proprio,
  - O - come sopra, in uscita,
  - IO - come sopra, bidirezionale,
  - Bx - un segnale da o verso il bus, "x" può essere i, o, io a seconda che sia in ingresso, uscita o bidirezionale
- sorgente/destinazione: indica da quale scheda proviene il segnale o verso quale è indirizzato;
- funzione: una breve descrizione della funzione del segnale.

board	nome	tipo	verso	sorg/dest	funzione
ADC	abbi	A	I	RCV	Segnale analogico banda base I (da 4 ricevitori)
ADC	abbq	A	I	RCV	Segnale analogico banda base Q (da 4 ricevitori)
ADC	adtg	D	Bi	FSY	Abilitazione dell'acquisizione segnale ricevuto
ADC	asel	B	Bi	FSY	Selezione del tipo di antenna (2 bit)
ADC	dary	D	Bo	ITF	Data ready (acquisizione terminata)

ADC	data	B	Bo	ITF	Dati campionati ed acquisiti (16 bit, multiplati per 4 ricevitori)
ADC	inst	B	Bio	FSY ITF	Bus per trasferimento istruzioni (16 bit)
ADC	rdck	D	Bi	ITF	Read clock (temporizzazione per lettura memoria su ADC)
ADC	syck	D	Bi	ADC FSY	Clock di riferimento per l'acquisizione
APA	dinp	A	I	RxA	Ingresso coassiale da antenna delta (RxA)
APA	liew	A	I	RxA	Ingresso da antenna a telaio EW (due boccole)
APA	lins	A	I	RxA	Ingresso da antenna a telaio NS (due boccole)
APA	rxin	M	IO	RCV	Uscita RF verso il ricevitore, ingresso dell'alimentazione
FSY	adtg	D	Bo	ADC	Abilitazione dell'acquisizione segnale ricevuto
FSY	amol	A	O	RCV	Oscillatori locali (4 uscite con 3 segnali: olvo, olio, olqo)
FSY	asel	B	Bo	tutti	Selezione del tipo di antenna (2 bit)
FSY	bsel	B	Bo	RCV	Selezione banda ricezione (6 linee)
FSY	caon	D	Bo	RCV	Abilitazione calibrazione
FSY	cdrf	A	O	PWA	Segnale da trasmettere (bassa potenza)
FSY	cinf	D	Bo	ITF	Toggle dei due codici usati
FSY	inst	B	Bio	ADC ITF	Bus per trasferimento istruzioni (16 bit)
FSY	olim	D	O	ITF	Monitor della presenza di olio
FSY	olqm	D	O	ITF	Monitor della presenza di olqo
FSY	olvvm	D	O	ITF	Monitor della presenza di olvo
FSY	rca <sub>x</sub>	D	Bo	RCV	Eco sintetica per calibrazione (4 ricevitori: rca1, rca2, rca3, rca4)
FSY	rlev	B	Bo	RCV	Selezione amplificazione IF (3 bit)
FSY	syck	D	Bo	ADC ITF	Clock di riferimento per l'acquisizione
FSY	tmon	S	I	PWA	Monitor di trasmissione
FSY	txtg	D	O	PWA	Trigger di trasmissione (50Ω)
ITF	asel	B	Bi	FSY	Selezione del tipo di antenna (2 bit)
ITF	cinf	D	Bi	FSY	Toggle dei due codici usati
ITF	dary	D	Bi	ADC	Data ready (acquisizione terminata)
ITF	data	B	Bi	ADC	Dati campionati ed acquisiti (16 bit, multiplati per 4 ricevitori)
ITF	inst	B	Bio	ADC FSY	Bus per trasferimento istruzioni (16 bit)
ITF	olim	D	I	OLA	Monitor della presenza di olio
ITF	olqm	D	I	OLA	Monitor della presenza di olqo
ITF	olvvm	D	I	OLA	Monitor della presenza di olvo
ITF	rdck	D	Bo	ADC	Read clock (temporizzazione per lettura memoria su ADC)
ITF	syck	D	Bi	ADC FSY	Clock di riferimento per l'acquisizione
ITF	usbp	B	O	PC	Porta USB per comunicazione con PC
PWA	acma	P	I	(ext)	Linea alimentazione di rete
PWA	cdrf	A	I	FSY	Segnale da trasmettere (bassa potenza)
PWA	tmon	S	O	FSY	Monitor di trasmissione
PWA	tout	A	O	TxA	Segnale verso l'antenna Tx (TxA)
PWA	txtg	D	I	FSY	Trigger di trasmissione (50Ω)
PWS	+05v	P	Bo	tutti	Uscita +5 V per l'alimentazione delle schede MUN
PWS	+12v	P	Bo	tutti	Uscita +12 V per l'alimentazione delle schede MUN
PWS	+24v	P	Bo	tutti	Uscita +24 V per l'alimentazione delle schede MUN
PWS	-12v	P	Bo	tutti	Uscita -12 V per l'alimentazione delle schede MUN
PWS	acma	P	I	(ext)	Linea alimentazione di rete
RCV	abbi	A	O	ADC	Segnale analogico banda base I (da 4 ricevitori)
RCV	abbq	A	O	ADC	Segnale analogico banda base Q (da 4 ricevitori)
RCV	amol	A	I	FSY	Cavo triplo degli oscillatori locali amplificati (olvo, olio, olqo)
RCV	asel	B	Bi	FSY	Selezione del tipo di antenna (2 bit)
RCV	bsel	B	Bi	FSY	Selezione banda ricezione (6 linee)
RCV	caon	D	Bi	FSY	Abilitazione calibrazione
RCV	rca <sub>x</sub>	A	Bi	FSY	Eco sintetica per calibrazione
RCV	rlev	B	Bi	FSY	Selezione amplificazione IF (3 bit)
RCV	rxin	M	IO	APA	Segnale di ingresso al ricevitore, invia l'alimentazione all'APA

**Tabella 5.** Segnali scambiati tra le schede.

Alla tab. 5 è necessario aggiungere alcune annotazioni. La tabella riporta i vari segnali solo sinteticamente, raggruppandoli per scheda. Non è presente la scheda BUS, perché non si tratta propriamente di una scheda come le altre, quanto di un collegamento tra le altre. È possibile ricavare quali sono i segnali che viaggiano sul bus perché nella colonna “verso” compare la “B”.

Le alimentazioni uscenti dalla PWS potenzialmente possono entrare in tutte le schede della MUN, perciò non sono stati ripetuti i relativi segnali tutte le volte (ricordare però che le varie schede non sempre usano tutte le alimentazioni).

Gli oscillatori locali (olvo, olio, olqo) vengono ciascuno suddivisi in quattro per essere inviati ai quattro RCV, ma raggruppati in modo da avere un solo connettore per ogni RCV (con i tre OL su ciascun connettore); tale segnale multiplo è stato chiamato “amol”.

La scheda ITF viene alimentata dalla porta USB del PC, in tal modo riesce a funzionare anche in caso di completo spegnimento della MUN. Essa elabora i monitor delle alimentazioni per attivare i LED sulla scheda stessa e comunicare col PC, perciò esistono quattro bit che non sono inviati sul BUS ma esistono come bit da inviare al PC.

Alcuni segnali che appaiono in tab. 5 vengono ora descritti con maggiore dettaglio.

- **adtg** (ADc TriGger) La linea diviene attiva quando il sistema abilita la ricezione, pertanto l’ADC deve acquisire (vedi anche “syck”); FSU usa il negato di adtg per porre rlev a 000 e bsel a 11111.
- **asel** (Antenna SElection) La selezione del tipo di sondaggio viene inviata come istruzione a FSU, la quale decide il valore dei due bit che materialmente determinano l’antenna da usare (la decodifica dai due bit al livello di tensione da inviare sulla discesa di antenna è fatta da RCV). La generazione dei due bit è fatta da FSU perché può essere necessario variarli (in realtà solo uno dei due) quando bisogna commutare le due antenne a telaio per ricevere i raggi ordinario e straordinario. La configurazione 00 spegne completamente APA, cosa da fare quando il sondaggio è terminato.
- **bsel** (Band SElection) Si tratta di un insieme di linee che selezionano la banda di ricezione, singolarmente (logica negata: banda selezionata quando la linea è a livello basso). Le linee possono essere usate anche come disabilitazione della ricezione (se sono tutte al livello alto), cosa da fare durante la fase di trasmissione o a sondaggio ultimato. FSU provvede a codificare le linee quando riceve l’appropriato comando su “inst”.
- **caon** (CALibration ON) Controllo che abilita la calibrazione interna (vedi “rca<sub>x</sub>”).
- **cdrf** (enCoDed RF tx signal) FSU genera la portante *ncrf* che poi viene codificata ed inviata a PWA a bassa potenza.
- **cinf** (Code INFo) FSU genera il codice da imporre al segnale da trasmettere; il sistema però deve sapere quale dei due codici è stato usato, pertanto viene inviato un bit a ITF.
- **dary** (Data ReaDY) È il segnale che ADC ha ultimato l’acquisizione e i dati sono pronti sul bus (vedi “data”).
- **data** (acquired DATA) Si tratta di una parola a 16 bit che codifica i dati acquisiti da ADC da inviare a ITF; i dati vengono prelevati con temporizzazione data da “rdck”. I 16 bit codificano contemporaneamente le uscite I e Q del ricevitore.
- **inst** (work INSTruction) Si tratta di una parola di 16 bit che codifica vari comandi o stati. La parola è divisa in due sezioni di 8 bit: la prima codifica il destinatario, la seconda porta l’istruzione vera e propria. Il destinatario può essere una scheda come ITF, o anche un dispositivo specifico, come uno dei DDS presenti su FSU. La parola viene usata per inviare istruzioni operative sul modo di funzionamento (es. la frequenza di trasmissione, il tipo di sondaggio, il codice, ecc.) oppure per inviare una risposta ad una richiesta di invio dati (es. lo stato degli OL, ecc.).
- **olim** (OL I Monitor) Uscita digitale che segnala la presenza o assenza della portante OLIO verso RCV.
- **olqm** (OL Q Monitor) Analoga alla precedente, per OLQO verso RCV.
- **olvm** (OL Variable Monitor) Analoga alla precedente per OLVO verso RCV.
- **rca<sub>x</sub>** (synthetic Received signal for CALibration on receiver x) FSU genera un’eco sintetica da inviare al RCV x come segnale di calibrazione. Quando “caon” diviene attiva, il RCV x non preleva il segnale dall’antenna ma dalla linea rca<sub>x</sub>. La modalità di calibrazione viene decisa su comando inviato su “inst”. FSU manda il segnale in uscita su 4 linee; ogni RCV è connesso a tutte, ma al momento di inserire le schede, ne va scelta una sola con un ponticello.
- **rdck** (ReaD CloK) Segnale di temporizzazione per lo scaricamento dei dati acquisiti da ADC a ITF.

- *rlev* (Receiver amplification LEVel) Si tratta di 3 bit che codificano il livello di amplificazione dello stadio IF di RCV. Allo stato 000 corrisponde un guadagno minimo, da adottare al di fuori della ricezione. Il livello viene deciso dal programma di gestione ed inviato a FSY tramite “inst”; FSY codifica poi i 3 bit da inviare a RCV.
- *syck* (SYnchronisation CloK) Si tratta del segnale di riferimento che viene usato da ADC per acquisire i dati ricevuti.
- *tmon* (Transmission MONitor) Segnale inviato da PWA a MUN come feedback sulla effettiva presenza del segnale trasmesso a piena potenza.
- *txtg* (TX TriGger) Segnale inviato a PWA per abilitare la trasmissione a piena potenza.

Per finire qualche considerazione sulla scheda BUS. Questa scheda alloggia i connettori dove vanno ad innestarsi le altre schede; le linee di collegamento vengono suddivise in più zone, non solo per esigenze logiche ma anche per migliorare la separazione di segnali di diversa utilizzazione. A differenza di quanto avveniva sulla V1, il BUS viene progettato in modo “dedicato”: vale a dire che la posizione delle schede è fissa e le linee tra le schede seguono il tragitto minimo e più efficiente, ciò al fine di semplificare la topologia e minimizzare i problemi di compatibilità elettromagnetica. La sezione “dati” dovrebbe godere di una locazione dedicata, in modo da consentire una velocità elevata di trasmissione (se risulterà possibile unificare la scheda ADC e ITF le linee dati non saranno più necessarie). Anche se ogni sezione viene separata dalle altre, per i segnali della sezione “schermati” sarà prevista una schermatura più accurata, trattandosi di segnali che possono sporcare dati analogici ad essi collegati.

ALIMENTAZIONI (n°5 linee):	+05v, +12v, +24v, -12v, PGND
DATI E MONITOR (n°36):	data (x16), inst (x16), olim, olqm, olvm, DGND
SCHERMATI (n°17):	asel (x2), bsel (x6), caon, rcal (x4), rlev (x3), AGND
CONTROLLI DIGITALI (n°6):	adtg, cinf, dary, rdck, syck, CGND

### 3.3 Monitoraggio delle funzioni

Data la grande quantità di segnali, funzioni e di modalità di funzionamento, il progetto prevede la possibilità di tenere sotto controllo la maggior parte di essi. Tale possibilità rappresenta un ulteriore miglioramento rispetto alla prima versione di AIS. Il monitoraggio potrà avvenire in due modi: o tramite un’indicazione visiva diretta sul pannello frontale, tramite LED, o tramite la codifica con opportune linee digitali che potranno essere inviate al PC. Quest’ultimo modo consente anche la possibilità di controllo delle funzioni da un’altra postazione, se il PC è collegato in rete.

Le indicazioni visive sulle schede consisteranno in vari LED presenti sul pannello frontale della MUN. Anche su PWA e PWS saranno presenti dei LED ma, dato che si tratta di apparati acquistati, potrebbe essere necessario apportare qualche variante alle indicazioni presenti dalla fabbrica. Nell’elenco che segue sono sintetizzate le indicazioni scheda per scheda, facendo riferimento alle sigle dei segnali riportate in tab. 5. La sigla “WD” (*watchdog*) segnala un’indicazione che rimane spenta in presenza di segnale rapidamente variabile, mentre si illumina quando la variabilità cessa.

- APA Nessuna indicazione esterna
- ADC Presenza alimentazioni (verdi) – *rdck* (WD verde) – *syck* (WD verde/rosso)
- FSY Presenza alimentazioni (verdi) – mancanza *ncrf* (rosso) – *caon* (giallo se in calibrazione) - uscite abilitate di OL verso RCV (x4 verdi) - mancanza *olvo*, *olio*, *olqo* (x3 rossi), oscillatore di riferimento (rosso), coincidenza *tmon* – *txtg* (rosso)
- ITF Presenza alimentazioni (verdi/rossi x4) - funzionamento porta USB (verde)
- PWA Presenza *acma* (giallo) - *txtg* (WD rosso)
- PWS Presenza della +05V in uscita (verde)
- RCV Presenza alimentazioni (verdi) – *bsel* (x6 verdi) – *rlev* (x7 rossi)

Per quanto riguarda i controlli mandati al PC tramite BUS (*inst*) essi sono i seguenti.

- FSY Le stesse funzioni che appaiono sul pannello frontale, escluse le alimentazioni e *caon*.
- ITF Presenza delle alimentazioni della MUN: viene controllato se sul BUS sono presenti i valori corretti per le tensioni di alimentazione (+24m, +12m, +05m, -12m).

### 3.4 Progetto delle singole schede

Anche se il progetto dei singoli sotto sistemi di AIS-2 non dovrebbe far parte di questo lavoro, tuttavia si ritiene importante aggiungere alcuni dettagli sulla costituzione delle schede componenti allo scopo di chiarirne il funzionamento. Ciascuna scheda verrà pertanto descritta come un sistema del quale viene fornito uno schema a blocchi funzionali, senza riportare i singoli circuiti. Si parlerà solo di FSY e della sezione ricevente (APA+RCV); la scelta non è stata dettata dal maggiore o minore stato di avanzamento della realizzazione, ma dalla maggiore complessità funzionale interna alle schede stesse.

#### 3.4.1 Sintesi delle frequenze (FSY)

Questa scheda era già presente nella V1 ma è stata completamente ri progettata, non solo per l'introduzione di nuovi componenti per la sintesi diretta delle frequenze (DDS), ma soprattutto perché sono state inglobate sulla stessa scheda anche le funzioni di generazione del codice e dell'eco sintetica, che in V1 erano svolte in schede separate. Questa scheda è di tipo misto: anche se in maggioranza i circuiti sono di tipo digitale, è presente una non trascurabile parte di circuiti analogici. La fig. 9 riporta lo schema funzionale della scheda, esclusi i componenti posti alle uscite degli oscillatori locali, riportati nella fig. 10.

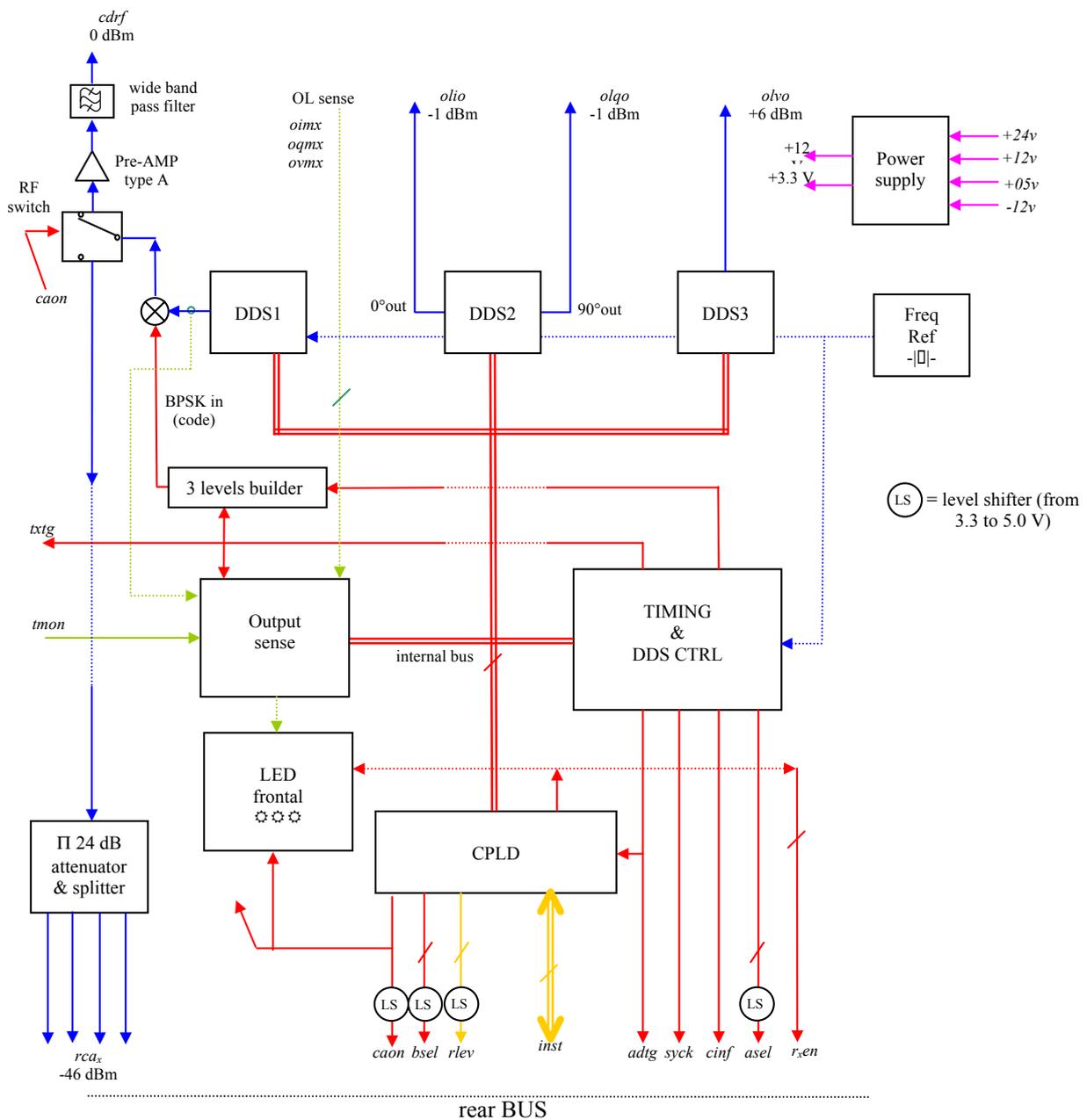


Figura 9. Schema funzionale della scheda FSY (parte digitale).

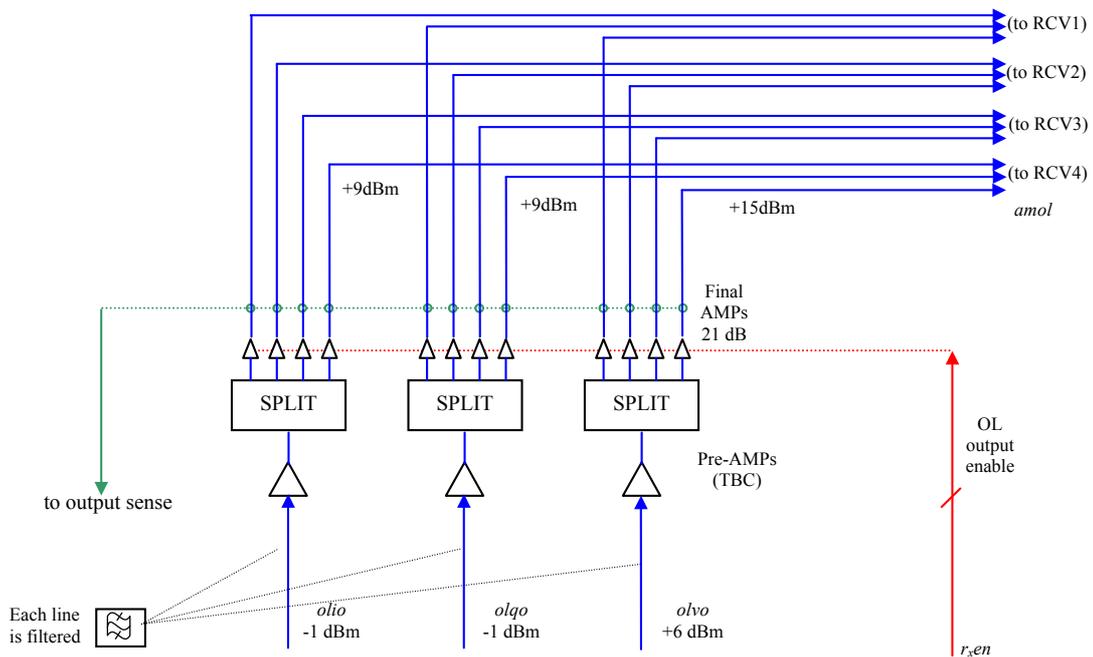
Al centro dello schema di fig. 9 vi sono i tre DDS, il cui schema di produzione delle varie frequenze è stato già discusso in precedenza (fig. 4). L'uscita di DDS1 è quella usata per la trasmissione; viene inviata ad un mixer per sovrapporle il codice, quindi filtrata e pre-amplificata, prima di uscire verso PWA. Il codice deve essere pre-trattato dal blocco "3 levels builder", infatti la sequenza 0-1 deve essere trasformata in -1/+1 e zero quando *txtg* disabilita la trasmissione.

Il componente "RF switch", su comando di "caon", può deviare l'uscita verso i ricevitori ("rca<sub>x</sub>"). Dato che i segnali RF non possono essere connessi semplicemente in parallelo, da FSY escono quattro linee, una per ogni ricevitore. Questa soluzione consente: da un lato di rendere gli schemi elettrici dei quattro ricevitori del tutto identici, dall'altro di effettuare la calibrazione contemporaneamente per tutti. Una soluzione alternativa, con una sola linea *rca<sub>x</sub>* e quattro *caon* avrebbe reso ciò impossibile e la calibrazione si sarebbe dovuta fare in sequenza. La soluzione scelta rende non necessari dei "dummy load" proprio per la contemporaneità delle calibrazioni; quando "caon" è disabilitato le linee verso "rca<sub>x</sub>" sono disconnesse sia in ingresso che in uscita; inoltre, per la presenza dell'attenuatore i *dummy load* non sono necessari anche in assenza di uno dei ricevitori.

Il blocco "TIMING & DDS CTRL" predispose tutti i segnali rapidamente variabili, essenziali per la sequenza trasmissione- ricezione- acquisizione; in particolare programma i DDS, predispose il codice da inviare a DDS1 e il trigger di trasmissione "txtg" e gli altri segnali di controllo da inviare a ADC e RCV.

Il blocco "output sense" monitorizza i livelli in uscita verso il trasmettitore, del riferimento di frequenza usato dai DDS, e il segnale di ritorno da PWA "tmon", verificando che in presenza di trigger, PWA eroghi potenza. "tmon" può essere usato per effettuare anche una calibrazione del ricevitore, misurando con un ADC il livello di potenza e convertendolo in una parola da inviare su inst.

Il blocco "CPLD" infine elabora l'interfacciamento tra il bus delle istruzioni ("inst") e quello interno, che controlla le modalità operative dei tre DDS, dei circuiti di "timing" e di "sense".



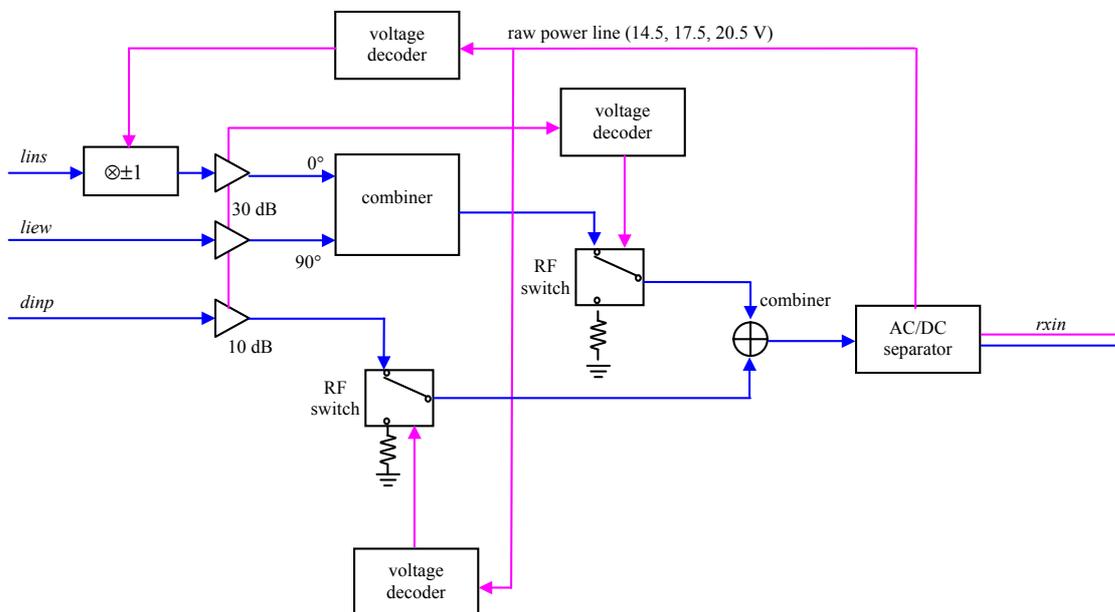
**Figura 10.** Schema funzionale della scheda FSY (amplificatori di OL).

Passando alla fig. 10, si può seguire il cammino dei segnali in uscita dai DDS2 e DDS3. Le loro uscite sono inviate a più amplificatori (i pre amplificatori sono TBC: "To Be Confirmed") e filtrate per pulire i segnali da eventuali spurie, quindi sono suddivise in quattro (corrispondenti ai quattro ricevitori). Gli amplificatori finali hanno la possibilità di essere spenti (segnali "rx<sub>x</sub>en") se il relativo ricevitore non è usato o quando non vi è ricezione. Dato che il progetto di dettaglio della scheda non è ancora definito, i vari blocchi indicati con "pre amp" o "final amp" sono da considerarsi solo indicativi.

Qualche considerazione sui blocchi “output sense” e “LED frontal”. Il primo è costituito dai componenti necessari per rilevare il livello dei segnali analogici da monitorare. Il valore rilevato va poi confrontato con una soglia e quindi inviato al blocco “CPLD” per la codifica; sul BUS posteriore (linee “inst”) le informazioni vengono poi inviate al PC. Come si vede, si tratta solo di informazioni di tipo presenza/ assenza. Con qualche eccezione, le stesse informazioni vengono anche inviate al pannello frontale per le indicazioni luminose.

### 3.4.2 Ricevitori e pre amplificatori di antenna (RCV-APA)

Si tratta di una parte del sistema che, pur dovendo svolgere sostanzialmente funzioni non molto diverse dalla V1, è stata soggetta a notevoli cambiamenti strutturali. Intanto, doveva essere consentita la connessione a diversi tipi di antenna ricevente, comprese quelle a telaio (*loop*), pertanto si è reso necessario inserire un sottosistema subito sotto all’antenna, capace di fornire amplificazione e selezione della giusta polarità; esso è stato chiamato “antenna pre amplifier” (APA). Il ricevitore vero e proprio (RCV) ha inglobato il banco di filtri RF, che in V1 alloggiava in una scheda separata, la sezione IF (una sola) e la sezione in banda base. La fig. 11 riporta lo schema funzionale di un APA, mentre la fig. 12 di un RCV. È importante notare che quanto contenuto nelle figure specifica più in dettaglio uno dei blocchi chiamati “Rx 1-2...” della fig. 2. In pratica ogni blocco va ripetuto per ciascuna delle antenne riceventi (se se ne usa una sola, i ricevitori non usati possono essere spenti). Segue una breve descrizione degli elementi funzionali.

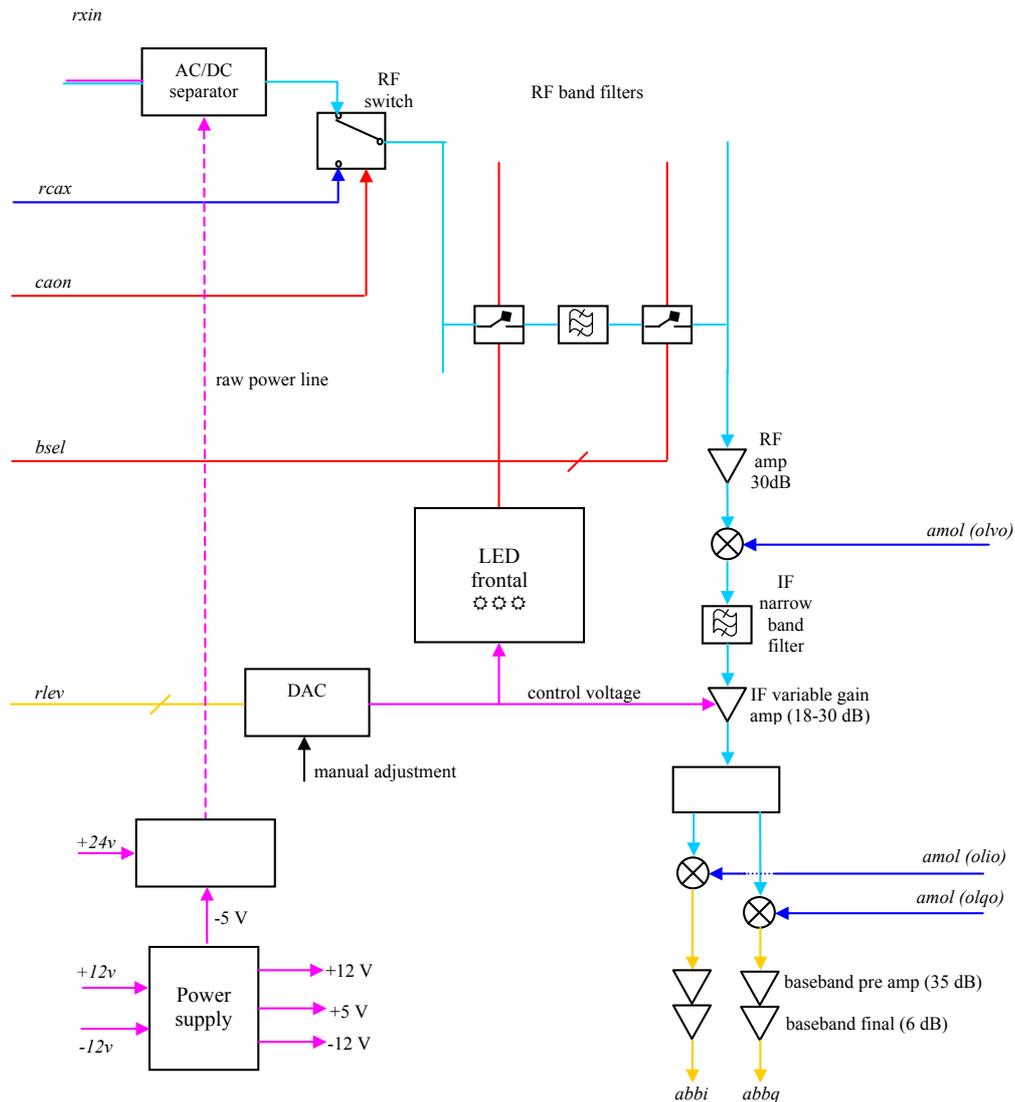


**Figura 11.** Schema funzionale della scheda APA.

APA ha tre ingressi, due per le antenne a telaio (*lins*, *liew*), uno per la delta (*dinp*). Sono separati perché il tipo di connessione e l’amplificazione interna richiesti sono diversi. Infatti per l’antenna delta, che si suppone disponga di balun, quindi di un’uscita sbilanciata, serve un circuito di protezione dalle scariche con un carico adattato e un amplificatore a basso rumore con piccolo guadagno (l’antenna delta presenta un guadagno da 10 a 20 dB superiore a quello delle antenne a telaio), sufficiente per compensare le perdite dei circuiti passivi che il segnale deve attraversare prima di arrivare al vero e proprio amplificatore RF che si trova nel blocco successivo ( $G \cong 10$  dB).

Invece, per le antenne a telaio, considerando che esse vanno prese a coppie per poter discriminare il raggio ordinario da quello straordinario, servono due canali paralleli, uno dei quali deve poter far cambiare polarità al segnale ricevuto; su ogni ramo si trovano:

- un circuito di protezione dalle scariche per ciascun canale;
- un circuito di cambio della polarità (inserito solo sul canale NS);
- un amplificatore a basso rumore con guadagno elevato ( $G \cong 30$  dB), tale da compensare il minor guadagno del telaio (l’ingresso va opportunamente adattato all’impedenza dell’antenna);
- un combinatori a  $90^\circ$ .



**Figura 12.** Schema funzionale della scheda RCV.

Segue una parte comune a tutte le antenne:

- il filtro generale di banda 1-30 MHz, presente su V1, non è stato ritenuto più necessario, anche perché, gli amplificatori, per le loro caratteristiche intrinseche e a causa del guadagno richiesto, hanno una caratteristica passa banda, con taglio proprio intorno a 30 MHz;
- un combinatore in fase tra l'uscita del canale "delta" e quella combinata delle antenne a telaio;
- il circuito di controllo dell'alimentazione, inserito per separare le tensioni AC e DC presenti sulla linea coassiale (vi devono passare anche le alimentazioni dei componenti attivi di APA);
- i blocchi indicati come "RF switch" e "voltage decoder" sono costituiti da una rete di resistori e diodi che provvede a far passare solo il segnale dal canale attivato (telaio/delta); oltre alla rete di diodi, una rete aggiuntiva predispone la giusta polarità dell'antenna a telaio "NS"; il livelli di controllo della tensione continua presente sulla discesa di antenna sono i seguenti:
  - livello 14.5 V ↔ antenna delta;
  - livello 17.5 V ↔ antenne telaio con la NS "dritta";
  - livello 20.5 V ↔ antenne telaio con la NS "invertita".

Ognuno dei tre canali dispone di un regolatore a 12 V che alimenta l'amplificatore relativo. Le tensioni sono sempre presenti, tranne ovviamente nel caso in cui la tensione presente sulla discesa scenda a zero (caso previsto tra i quattro possibili stati delle linee *asel*). Complessivamente (amplificatori più circuiti

aggiuntivi) il canale “delta” presenta un guadagno di circa 4 dB; i canali delle antenne a telaio invece ha un guadagno maggiore (circa 28 dB), per compensare il basso guadagno delle antenne. È importante che i due canali delle antenne a telaio presentino lo stesso guadagno, altrimenti non riesce la perfetta cancellazione del raggio indesiderato (ordinario o straordinario) quando si desidera ricevere l’altro.

Il ricevitore RCV ha i seguenti blocchi funzionali:

- il separatore AC/DC, analogo a quello posto in APA, per sovrapporre ai segnali sulla discesa le alimentazioni, predisposte dal blocco “voltage conditioning”;
- un selettore (“RF switch”) per commutare il ricevitore da funzionamento normale a modalità di calibrazione (comandata dal segnale “*caon*”); l’effettiva linea “*rca<sub>x</sub>*”, delle quattro disponibili, viene decisa da un ponticello;
- il selettore dei 6 filtri di banda (comandato dalle 6 linee *bsel*), realizzato con 12 switch SPDT;
- i 6 filtri di banda (riprogettati rispetto a V1);
- un nuovo amplificatore RF ( $G \cong 30$  dB);
- il mixer di IF, preceduto e seguito da attenuatori per migliorare l’adattamento;
- il filtro IF (un nuovo filtro al quarzo);
- amplificatore IF a guadagno variabile, controllato da un segnale analogico (“control voltage”) decodificato (“DAC”) a partire dai 3 bit di controllo “*rlev*”; la dinamica è estensibile manualmente tramite un trimmer, fino a 40 dB; in corrispondenza del controllo *rlev* “000”, l’amplificatore si pone in una condizione quiescente (attenua 10 dB);
- lo *splitter* per il demodulatore; anche qui con qualche attenuatore per l’adattamento;
- i due mixer - rivelatori di fase, con oscillatori locali in quadratura (“*olio*”, “*olqo*”, segnali G di fig. 4);
- gli amplificatori di banda base, costituiti da uno stadio pre amplificatore ( $G \cong 35$  dB) e da un finale ( $G \cong 6$  dB) introdotto allo scopo di fornire le correnti elevate richieste dalla bassa impedenza del carico (50  $\Omega$ ). Gli amplificatori hanno una banda passante limitata, progettata per essere sufficiente a trattare i segnali in transito, evitando filtri passa basso aggiunti.

Il blocco “LED frontal” trova posto su una schedina aggiuntiva, posta dietro al frontalino della scheda principale, sul quale alloggiavano i LED indicatori dello stato: 2 verdi per le alimentazioni +5V e -5V; 6 verdi pilotati dal segnale “*bsel*”, e 10 rossi pilotati dalla tensione “control voltage” che va a regolare il guadagno a IF; l’accensione di un LED corrisponde ad un aumento di guadagno di 4 dB, mentre un salto digitale di *rlev* corrisponde a 2 dB; tale differenza è stata introdotta per poter monitorare tutta la dinamica consentita dall’AD603 che è di 40 dB (ottenuti variando il trimmer manuale accessibile dall’esterno); il circuito pilota dei LED è stato tarato in modo che nella condizione di guadagno massimo siano accesi tutti i LED, mentre a guadagno minimo siano tutti spenti; i LED sono spenti anche nel caso in cui il ricevitore sia pilotato nello stato “quiescente” dalla combinazione “000” di *rlev*.

È noto che la cifra di rumore dei ricevitori delle ionosonde non è un parametro di progetto stringente, dato che la maggior parte dei rumori proviene dall’ambiente. Ciò nonostante la cifra di rumore complessiva del ricevitore è stata stimata e, nel caso di uso della catena ricevente a valle dell’antenna delta, dovrebbe essere di circa 6 dB. Qualora si usino le antenne a telaio la situazione dovrebbe migliorare, anche se solo in teoria; infatti la catena ricevente che ha un preamplificatore con guadagno maggiore (per compensare il minor guadagno delle antenne) dovrebbe portare ad una cifra di rumore complessiva inferiore a 2 dB. In pratica il peggioramento del guadagno di antenna compensa questo miglioramento: la cifra di rumore complessiva dipende anche dal rumore di antenna e un’antenna con minor guadagno non migliora certo le condizioni da questo punto di vista.

#### 4. Conclusioni - Sviluppo del progetto

In questo lavoro sono state sviluppate le considerazioni tecniche alla base del progetto della nuova ionosonda AIS-2, limitatamente al progetto dell’intero sistema. Ad esso devono seguire le seguenti fasi per arrivare allo sviluppo completo di un modello prototipale:

- il progetto di dettaglio delle schede da costruire in INGV,
- la costruzione dei prototipi di dette schede,

- l'acquisto dei dispositivi non costruiti in INGV,
- il collaudo delle schede prese singolarmente,
- lo sviluppo del software per la gestione dello strumento,
- l'integrazione delle schede nello strumento ed il collaudo.

I dispositivi non costruiti in INGV sono stati acquistati. Le fasi relative al progetto ed alla costruzione dei prototipi delle schede sono parzialmente completate, in particolare i sotto sistemi APA e RCV sono stati ultimati e collaudati. Le rimanenti schede ed il software sono invece ancora in fase di sviluppo, per questo motivo potrebbero intervenire delle variazioni rispetto a quanto riportato in questo rapporto tecnico. Peraltra la filosofia generale è ormai stabilizzata e le variazioni potranno riguardare solo aspetti costruttivi e tecnologici. In particolare il progetto di dettaglio delle tre schede digitali (FSY, ADC e INT) potrebbe evidenziare la possibilità di integrare le funzioni in due sole schede o addirittura in una sola.

La descrizione del dettaglio del funzionamento dei singoli sottosistemi della ionosonda, oltre che del collaudo finale, saranno oggetto di futuri Rapporti Tecnici.

## **Ringraziamenti**

Si ringrazia il Dott. Enrico Zuccheretti della Sezione Roma 2 per la consulenza fornita in più occasioni durante la progettazione del sistema e dei sottosistemi. Si ringrazia altresì il sig. Giuseppe Tutone per l'apporto tecnico dato in occasione della costruzione dei prototipi.

## **Bibliografia**

- Arokiasamy, J.B., Bianchi, C., Sciacca, U., Tutone, G., Zuccheretti, E., (2002). *The new INGV digital ionosonde design report*. Rapporti Tecnici INGV n°12.
- Bianchi, C., Sciacca, U., Arokiasamy, J.B., Zuccheretti, E., Tutone, G., (2008). *Rilevamento delle sorgenti doppler della ionosfera tramite radar HF*. Rapporti Tecnici INGV n°62.
- Sciacca, U., Bianchi, C., Zuccheretti, E., (2007). *L'uso della polarizzazione dell'eco nei sondaggi ionosferici*. Quaderni di Geofisica n°50.
- Sciacca, U., Zirizzotti, A., (2011). *Uso dei codici di fase complementari nei radar a compressione di impulso*. Rapporti Tecnici INGV n°190.

**Coordinamento editoriale e impaginazione**

Centro Editoriale Nazionale | INGV

**Progetto grafico e redazionale**

Daniela Riposati | Laboratorio Grafica e Immagini | INGV

© 2012 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**