

PROGETTO E REALIZZAZIONE DI UNO STRUMENTO PER OLOGRAFIA A MICROONDE

P. Bolli*, A. Gallerani**, S. Mariotti**, G. Tomassetti**

* Osservatorio Astronomico di Cagliari

** Istituto di Radioastronomia di Bologna

Rapporto tecnico IRA 398 / 2007

INDICE

1. Motivazioni del presente lavoro in vista del Sardinia Radio Telescope	3
2. La tecnica dell'olografia a microonde	4
3. Il correlatore digitale, back-end dello strumento	6
4. Generalità e possibili applicazioni di un correlatore	7
5. Alcune caratteristiche salienti del correlatore in uso	8
6. La struttura ricevente del progetto	8
7. La modifica degli Low Noise Block (LNB)	12
8. Misure sperimentali e considerazioni finali	15
9. Ringraziamenti	17

Appendici

A) Dettagli tecnici riguardanti il correlatore digitale	18
B) Schema elettrico del moltiplicatore X24 controllato a cristallo di Quarzo	24

Bibliografia	25
--------------------	----

1. Motivazioni del presente lavoro in vista del Sardinia Radio Telescope

Le deformazioni superficiali di un riflettore rispetto al suo profilo ideale influiscono negativamente nelle prestazioni dell'antenna, limitando soprattutto la massima frequenza di lavoro del sistema. Molteplici sono le cause di tali deformazioni: forza gravitazionale, gradienti termici, effetti del vento, errori meccanici nella realizzazione dei singoli pannelli, disallineamenti in fase di montaggio dell'intera struttura e dei pannelli stessi ed altri ancora. Questi errori risultano essere tanto più rilevanti quanto maggiori sono le dimensioni dell'antenna, come per esempio nel caso delle antenne utilizzate in radio astronomia.

Il Sardinia Radio Telescope (SRT) è stato progettato per lavorare con una buona efficienza fino ad una massima frequenza di 100GHz; la metrologia rappresenta pertanto una delle attività di ricerca fondamentali per il corretto funzionamento del radio telescopio. Molto sommariamente gli obiettivi del gruppo di metrologia di SRT (GAI02) sono [1]:

- una precisione di puntamento di 1 arcsec
- un RMS di superficie di 0.190 mm

Ovviamente queste specifiche non possono essere raggiunte in modo passivo da SRT, che ricordiamo essere un riflettore di 64 metri di diametro con una struttura del peso complessivo di oltre 3000 tonnellate. Verranno quindi adottati alcuni sistemi di controllo delle deformazioni, tra i quali:

- un sistema di attuatori (circa 1100 con accuratezza di 0.03 mm) posti sul riflettore primario in grado di correggere la forma della superficie e quindi ripristinare il profilo ideale
- un sistema di movimentazione a 6 gradi di libertà (con sei attuatori lineari) del subriflettore

La correzione che si ottiene con la 'superficie attiva' richiede ovviamente la conoscenza della distribuzione delle deformazioni presenti nel riflettore primario. Numerose sono le tecniche che permettono il monitoraggio della deformazione del riflettore primario, tra cui fotogrammetria, *rangefinders* ed olografia a microonde. Questa ultima presenta la peculiarità di poter essere effettuata con la strumentazione utilizzata regolarmente all'interno di una campagna osservativa standard astronomica; inoltre permette di raggiungere le precisioni richieste che sono dell'ordine dei 200 micron.

Venendo al lavoro specifico, l'idea base è stata quella di allestire un sistema di misura che in tempi successivi potesse permettere di effettuare l'olografia a microonde su SRT. Non potendo ancora disporre del radiotelescopio, in questa fase si è provveduto all'allestimento ed alla successiva verifica di funzionamento di un primo prototipo, realizzato utilizzando la strumentazione disponibile all'interno dell'Istituto di Radioastronomia. Tale lavoro di realizzazione del prototipo ci ha permesso di prendere confidenza con l'applicazione dell'olografia a microonde.

Si è quindi deciso di osservare un segnale digitale televisivo proveniente da un satellite geostazionario, utilizzando due differenti antenne (in particolare due antenne paraboliche per applicazioni commerciali); anche i ricevitori di prima conversione (dalla banda K alla banda L) sono quelli standard utilizzati per la ricezione della TV satellitare. I due segnali, ricevuti e convertiti in banda base, sono stati inviati dapprima ad un sistema di seconda conversione realizzato ad-hoc e successivamente al correlatore numerico multicanale per radioastronomia, realizzato in Istituto, dove si è verificato che avvenisse la corretta correlazione dei segnali raccolti sia in termini di ampiezza sia in termini di fase.

Il sistema qui proposto è preliminarmente collaudato presso l'Istituto di Radioastronomia di Bologna è quindi scomponibile in tre blocchi hardware distinti (e nel seguito ampiamente descritti):

- sistema di antenna con primo front-end, costituito da due antenne a parabola più due Low-Noise Block Converter (LNB) commerciali, opportunamente adattati, che permettono la prima operazione di down-conversione dalla banda 11-12GHz a 1-2GHz;
- sistema di secondo front-end assemblato ad-hoc e costituito da amplificatori, filtri e mixer per riportare il segnale in banda base;
- sistema di back-end costituito dal cross-correlatore per il recupero dell'informazione sulla fase.

2. La tecnica dell'olografia a microonde

Prima di procedere con la descrizione dell'hardware utilizzato, è necessario introdurre la tecnica dell'olografia a microonde.

L'olografia a microonde è una tecnica basata sulla relazione di trasformata di Fourier che lega il *far-field pattern* al campo di apertura [2,3]. Dalla conoscenza del *far-field pattern* dell'antenna è quindi possibile risalire, in fase di riduzione dati, alla distribuzione del campo sull'apertura ed in particolare alla fase di tale campo. La conoscenza dell'informazione sulla fase risulta essere di fondamentale importanza in quanto essa è strettamente collegata, attraverso semplici relazioni di natura geometrica, alle deformazioni dello specchio rispetto ad un profilo ideale parabolico.

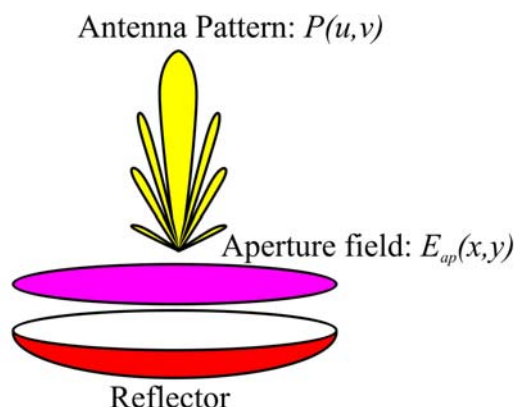


Fig. 1 – Immagine schematica del diagramma di radiazione dell'antenna e del campo sull'apertura del riflettore. Tali grandezze sono tra di loro legate in termini di trasformazione di Fourier.

La tecnica quindi si basa sulla conoscenza del *far-field pattern* che viene misurato attraverso l'utilizzo di sorgenti con particolari caratteristiche sia in termini di ampiezza del segnale (costante nel tempo e sufficientemente forte), sia in termini di posizione nel cielo (nota e relativamente stabile); di regola vengono utilizzati maser oppure, più spesso, satelliti artificiali (in particolare i satelliti geostazionari utilizzati per la TV digitale satellitare in banda Ku). Muovendo l'antenna si campiona quindi il segnale su una matrice bi-dimensionale, con passo determinato dalla larghezza del *beam* dell'antenna.

Una complicazione nasce dal dover conoscere, oltre che l'ampiezza, anche la fase del *pattern*. Diviene quindi necessario utilizzare ricevitori coerenti e con un riferimento di fase. La tecnica che regolarmente viene implementata è il metodo interferometrico, che consiste in un doppio ricevitore, di cui uno posizionato nel fuoco del radio telescopio *under test* e l'altro in un riflettore commerciale

satellitare di piccole dimensioni (assunto ideale). Il riflettore di riferimento potrà essere posizionato o a terra oppure, di regola, solidale con il radio telescopio stesso. Il metodo interferometrico presenta interessanti vantaggi sia in termini di elevata accuratezza che di semplicità di calcolo in fase di post-processing; viceversa come già accennato necessita di una doppia catena di ricezione.

Una volta ricevuti i due segnali, questi vengono cross-correlati tra di loro, e ciò appunto permette di ottenere la fase del *pattern*. Ovviamente per avere una corretta correlazione tra i due segnali, è necessario che essi siano, durante tutto il percorso, sempre sincronizzati con riferimenti comuni; i mixer delle due catene, per esempio, devono essere agganciati agli stessi oscillatori locali. Esistono varie tipologie di cross-correlatori digitali o analogici, software o hardware. Nel caso in esame, si considererà un cross-correlatore digitale hardware.

Data la natura del segnale, sono regolarmente richiesti per ciascun pixel della mappa, tempi d'integrazione abbastanza contenuti (dell'ordine del secondo) e bande di acquisizione dell'ordine di qualche MHz. Di contro, una conoscenza accurata delle deformazioni del riflettore richiede che la mappa venga ottenuta osservando molti punti in cielo; per esempio una mappa di 128x128 punti, permette di conoscere le deformazioni in un reticolo quadrato di punti distanti nelle due direzioni x e y circa 30cm (avendo considerato un fattore di *over-sampling* pari a 0.8, necessario per evitare fenomeni di *aliasing*).

Altri due aspetti cruciali dell'olografia sono il rapporto segnale-rumore, che incide sulla risoluzione nella conoscenza delle deformazioni, e la dinamica del ricevitore, dell'ordine di alcune decine di dB; è necessario infatti osservare la sorgente con il picco di antenna ma anche con lobi secondari molto attenuati e questo comporta un'elevata variazione nell'ampiezza dei segnali ricevuti.

Per meglio illustrare la tecnica dell'olografia, si descrivono alcune immagini ottenute attraverso un potente simulatore elettromagnetico; in particolare nelle seguenti figure, si riporta sulla sinistra il *pattern* in *far-field* simulato e sulla destra la fase sul piano di apertura, ricostruita attraverso la trasformata di Fourier. Alla Fig.2 corrisponde un profilo del riflettore analizzato, perfettamente parabolico, mentre alla Fig.3 un profilo con deformazione superficiali distribuite che determinano un diagramma di radiazione non perfettamente simmetrico e, di conseguenza una fase non costante sul piano di apertura.

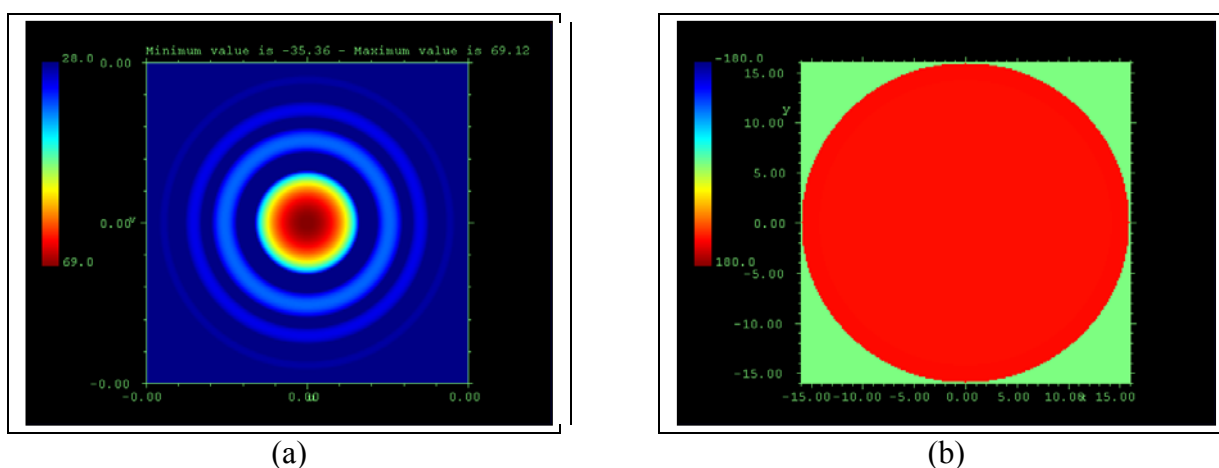


Fig. 2 – Immagini ottenute attraverso simulazioni con riflettore ideale parabolico: (a) diagramma di radiazione, (b) fase sull'apertura.

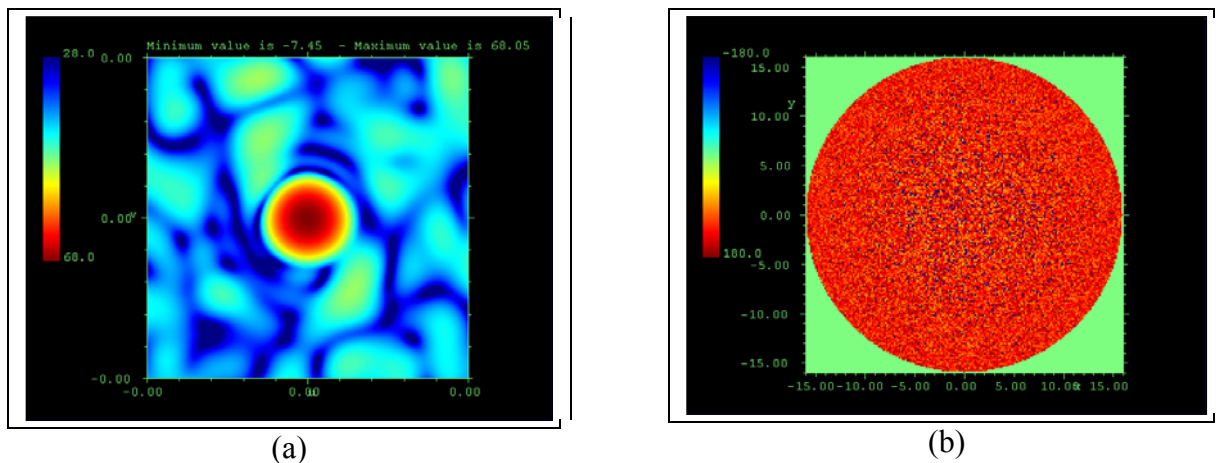


Fig. 3 – Immagini ottenute attraverso simulazioni con riflettore non perfettamente parabolico: (a) diagramma di radiazione, (b) fase sull'apertura.

3. Il correlatore digitale, back-end dello strumento

La realizzazione dell'olografia mediante il metodo interferometrico, come già accennato, richiede la conoscenza del modulo e della fase del campo sulla apertura della parabola per potere risalire alle deformazioni dello specchio.

Per ricavare l'ampiezza e la fase mediante il metodo interferometrico, l'aspetto tecnologico richiede l'uso di un correlatore complesso in cui la moltiplicazione dei segnali avvenga sia in fase che in quadratura.

Con questo obiettivo, si è sfruttata l'apparecchiatura, in tempo reale, già in grande parte sviluppata e sperimentata con successo per applicazioni di interferometria legate alla Croce Del Nord e all'interferometro didattico operativo presso il “visitor center” della stazione radioastronomica di Medicina [4]. Per questi lavori sono già stati scritti diversi rapporti interni e ad essi si rimanda. Qui verranno riportate solo le notizie assolutamente indispensabili per questa nuova apparecchiatura dedicata alla olografia. Lo schema di principio del correlatore complesso è riportato in Fig. 4.

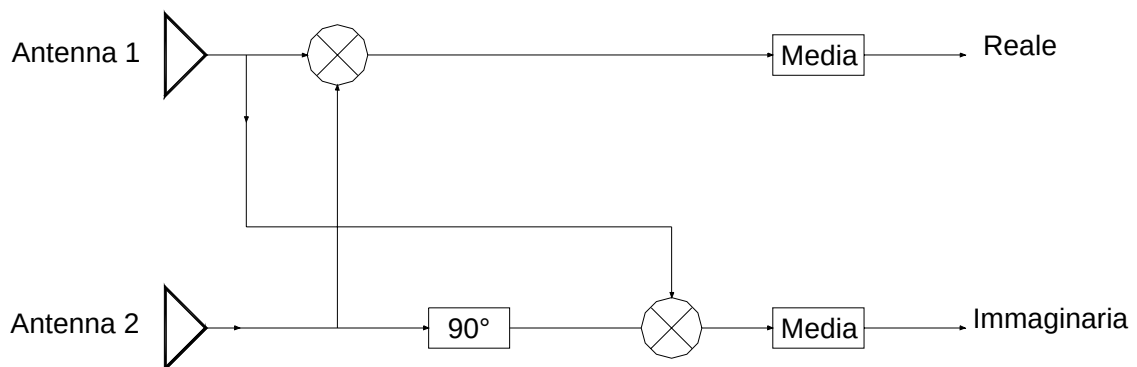


Fig. 4 – Schema di principio del correlatore complesso

La Fig. 4 mostra che la tecnica della correlazione consiste nel moltiplicare e sommare i segnali su un certo intervallo di tempo. La prima notevole conseguenza, soprattutto se la distanza a cui vengono poste le due antenne è ragguardevole, è che risulteranno notevolmente attenuati tutti i

segnali indesiderati per una loro improbabile presenza simultanea in entrambi i canali oltre alla condizione che l'intervallo di integrazione sia sufficientemente ampio (tipicamente 1 s).

Si approfitta di questo rapporto tecnico anche per illustrare alcune potenzialità dei correlatori in generale, dal momento che trovano svariate applicazioni in campo radioastronomico e quindi per suscitare o stimolare possibili ulteriori applicazioni.

4. Generalità e possibili applicazioni di un correlatore

Vengono qui di seguito riportate le più note relazioni teoriche alla base del concetto di correlazione.

1) Spettro di potenza del segnale

Detta $x(i)$ la sequenza di lunghezza N , dei campioni in uscita da uno dei due convertitori A/D, la funzione di autocorrelazione digitale è:

$$R(k) = \sum_{i=0}^{N-1-k} x(i)x(i+k)$$

La trasformata di Fourier della funzione di autocorrelazione di un segnale (teorema di Wiener-Khintchine) ci dà lo spettro di potenza del segnale stesso:

$$\mathfrak{F}(R(k)) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} R(k) e^{-j \frac{2\pi k n}{N}}$$

La trasformata discreta viene naturalmente calcolata efficacemente mediante algoritmi detti di Fast Fourier Transform (FFT).

2) Mappa di una radio-sorgente

L'uscita di un correlatore rappresenta la funzione di visibilità “spaziale” della radiosorgente ovvero, dette A_1 ed A_2 le due antenne, si può scrivere:

$$V(A_1, A_2) = \langle E_1 E_2^* \rangle$$

ove E rappresenta il campo elettrico raccolto dall'antenna e l'asterisco indica “complesso coniugato”. Avendo a disposizione i dati di uscita di un correlatore complesso è possibile ricavare diverse importanti informazioni. Si cita in primo luogo la possibilità di produrre una mappa radio della sorgente usando la tecnica detta “sintesi di apertura”, basata sul teorema di van-Cittert – Zernike con cui si afferma che la “distribuzione di brillantezza o intensità” è data dalla trasformata inversa di Fourier della risposta interferometrica [5].

In una sola dimensione x , per la distribuzione della brillantezza si ha la formula schematica:

$$B_x = \int_{-\infty}^{\infty} C e^{-j 2\pi x u} du$$

3) Applicazioni in geodesia

Infine, per segnali ricevuti tramite interferometro, il correlatore si presta a notevoli applicazioni di tipo geodetico. Potendo infatti assumere che le sorgenti di tipo radio-astronomico mantengano spazialmente una posizione immutabile, è possibile determinare con precisione la posizione geografica delle antenne come, in alternativa, nota la posizione delle antenne è possibile determinare la posizione di una nuova sorgente radio.

5. Alcune caratteristiche salienti del correlatore in uso

Il correlatore presenta una banda piatta B tra 28 – 32 MHz; se si può considerare stretta rispetto alla frequenza del segnale ricevuto, l'uscita dell' interferometro è, con una buona approssimazione, una risposta del tipo:

$$C(\tau_g) \propto 2KB(\cos \omega_c \tau_g) \frac{\sin(\pi B \tau_g)}{\pi B \tau_g}$$

ove, K è una costante dipendente dall'ampiezza dei segnali per via dell'amplificazione introdotta dai vari stadi del ricevitore e τ_g è il ritardo geometrico, che rende conto della differenza di tempo che il segnale impiega per arrivare a due antenne dell'interferometro; ω_c è la pulsazione del segnale ricevuto dalle antenne.

Poiché l'apparecchiatura realizzata per l'olografia opera in banda X (circa 11...12 GHz), il requisito della banda stretta è senz'altro soddisfatto.

Una importante novità contenuta in questo correlatore è rappresentata dal numero di bit impiegati che è di otto, diversamente da quanto avviene in quasi tutti i correlatori per uso radioastronomico, che usano invece uno o due bit. La nostra soluzione offre di conseguenza un doppio vantaggio rispetto al rapporto segnale-rumore, sia per la tipologia Gaussiana del segnale ricevuto che per il legame con il rumore di quantizzazione.

Per quanto riguarda il primo vantaggio, esso si realizza per confronto col caso analogico, che si può praticamente considerare unitario [6]; il secondo, riguarda la convenienza che si ha ad operare con il maggior numero di bit possibile, dal momento che l'errore di quantizzazione si riduce di 3dB per ogni bit aggiuntivo [7].

Si potrebbe pensare che un numero di bit così elevato, con intervalli di correlazione abbastanza ampi, potrebbe fare saturare il Digitale Signal Processing (DSP) (il HMA510 della Harris) ma, considerato che quest'ultimo contiene un registro accumulatore di 2^{35} bit e che i bit effettivamente usati dai convertitori analogico-digitale sono quattro o cinque (si consideri anche che il bit più significativo è riservato per il segno) questa possibilità non si può mai verificare, almeno per intervalli di correlazione fino ad 1 secondo.

Per tutti i dettagli si rimanda a [7].

6. La struttura ricevente del progetto

La condizione di verifica sperimentale del nostro progetto, eventualmente applicabile nell'erigendo radiotelescopio sardo, non prevedeva impegni specifici dal punto di vista economico, pertanto ci si

è organizzati di conseguenza, selezionando e raccogliendo apparecchiature, prototipi o giacenze di componenti elettronici presenti nei laboratori IRA.

Il progetto di massima prevede la realizzazione e l'uso di due catene di ricezione con input nella banda Ku, (settore della banda X utilizzato dai canali della TV via satellite) e uscita con centrobanda a 30 MHz, input del nostro correlatore complesso, digitale.

La parte aerea sarà costituita da due antenne paraboliche di 80 cm di diametro, corredate di LNB sincronizzati (come descritto nelle prossime sezioni), montate su cavalletti di sostentamento con indicazione goniometrica di puntamento, convenientemente spaziate di circa 3 metri ($\sim 100 \lambda$).

Il segnale di uscita dei due LNB in banda L, tramite cavi coassiali lunghi circa 20 metri, convergono alla postazione centrale per il successivo trattamento.

Con le antenne paraboliche installate in terrazza e con un analizzatore di spettro è stato individuato, tra tanti, un comodo satellite digitale che opera a 11202 MHz con polarizzazione lineare concorde con quella degli LNB installati, che riteniamo quasi ideale quale nostra sorgente di calibrazione e riferimento.

La necessaria conversione (traslazione) del segnale dalla banda L ai 30 MHz del correlatore potrebbe avvenire con una semplice singola conversione di frequenza che abbiamo però scartato per via di possibili interferenze di canali adiacenti e/o di frequenza immagine difficilmente filtrabili. La conseguente necessità di realizzare almeno altre due conversioni (la prima conversione avviene all'interno degli LNB), dovrà tenere conto delle disponibilità e reperibilità di componenti di cui si è già detto. Una banda candidata alla seconda conversione risulta essere quella radioastronomica (406.1- 410 MHz) a cui disponiamo di amplificatori filtrati, costruiti nei nostri laboratori per la Croce del Nord, banda che, tra l'altro, potrà facilmente essere convertita a 30 MHz con un prototipo di O.L. a 378 MHz, tutt'ora a nostra disposizione.

Implementando questa soluzione risulterebbe mancante il solo O.L. di seconda conversione di cui possiamo intanto calcolare la frequenza di operazione come segue:

Frequenza da ricevere = 11202 MHz

Oscillatore Locale (O.L.) del LNB = 9750 MHz

$11202 - 9750 = 1452$ MHz (centrobanda della emittente convertita in banda L)

$1452 - 408 = 1044$ MHz (frequenza dell'O.L. di seconda conversione)

Tale frequenza di O.L. può essere ottenuta usando un generatore di segnali commerciale ma, per rendere il nostro sistema ricevente compatto ed indipendente, sarebbe più conveniente costruirlo, ad esempio moltiplicando per 24 la frequenza di un quarzo disponibile, con frequenza di targhetta di 43.5 MHz .

Lo schema a blocchi di questa eventuale disposizione complessiva è mostrato in Fig. 5

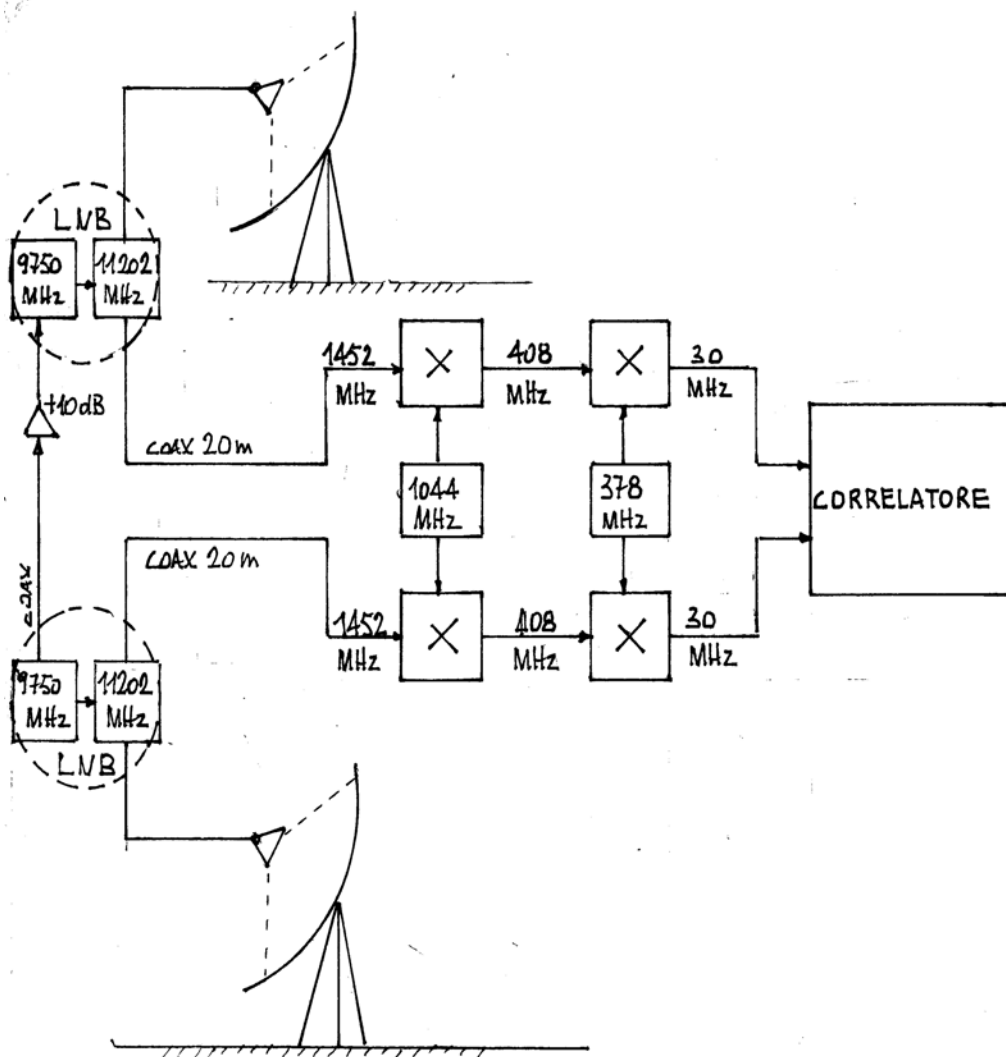


Fig. 5 - Schema a blocchi delle proposte conversioni di frequenza

Nello schema delle conversioni di frequenza sopra disegnato, viene indicata, per completezza, anche la prima conversione che ha luogo all'interno degli LNB, come descritto in seguito. Non si fa invece cenno, per semplificare lo schizzo, al tipo ed alle caratteristiche tecniche, come ad esempio rumore e guadagno dei componenti indicati o che si dovranno usare in pratica. Notevole rilevanza assumerà il guadagno complessivo delle due catene di cui deve essere garantita la massima linearità di operazione almeno fino alla massima potenza d'uscita prevista in circa zero dBm.

A seguito della necessaria prima realizzazione sperimentale a "cielo aperto" in cui è stata sperimentata la maggior parte dei componenti del "doppio" ricevitore ed a seguito di misure a banco del laboratorio, si è giunti allo schema pratico e dettagliato mostrato in Fig. 6, che risulta pertanto lo schema definitivo del nostro lavoro, di cui segue una breve descrizione.

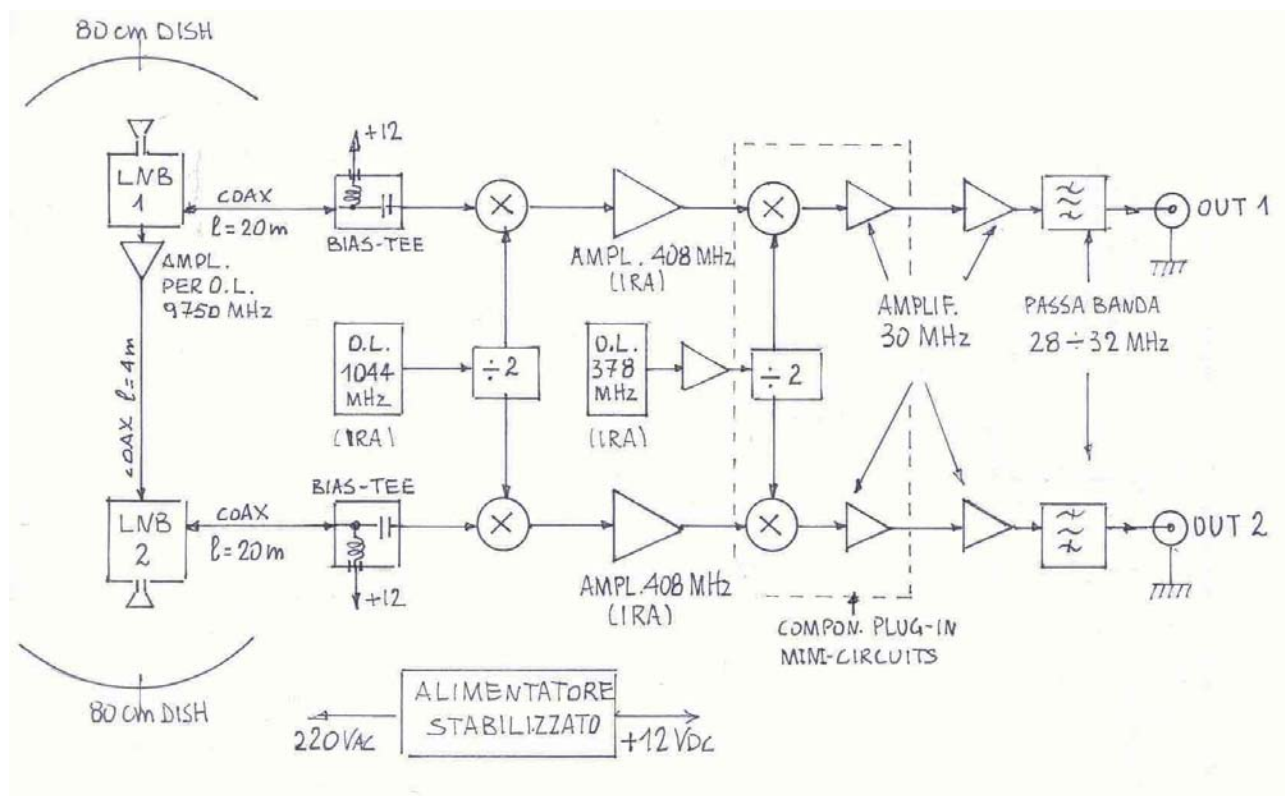


Fig.6 - Schema definitivo dei ricevitori

Ricordando che il guadagno banda X / banda L di un LNB supera i 50 dB, il segnale convertito alla sua uscita, pur attenuato dai cavi coassiali di collegamento con la postazione centrale, lunghi oltre 20 m, può direttamente subire una seconda conversione senza alterare il rapporto Segnale / Rumore del sistema.

Il primo stadio dei ricevitori infatti, è costituito da mixer commerciali a larga banda preceduti dal dispositivo (bias-tee) mostrato con la Fig. 10, necessario per alimentare in d.c. gli LNB. Ai mixer viene applicata, previa suddivisione del livello, la necessaria potenza di O.L. ottenuta dal generatore di segnale operante a 1044 MHz (inizialmente fu usato un generatore commerciale HP sostituito in seguito dal nostro moltiplicatore con cristallo di quarzo).

Le uscite convertite a 408 MHz vengono applicate ad amplificatori a basso rumore e limitata banda passante, costruiti nei nostri laboratori di Medicina, che garantiscono un guadagno di oltre 30dB. La ulteriore conversione a 30 MHz avviene tramite mixer commerciali della Mini-Circuits a cui giunge la potenza di O.L. proveniente dal generatore a 378 MHz, amplificato e suddiviso come richiesto. A questa terza conversione di frequenza con uscita a 30 MHz è affidato il compito di “formare” la complessiva banda passante di uscita ottenuta utilizzando filtri passa-banda disponibili in laboratorio.

La tensione di alimentazione a 12 V del sistema ricevitore / LNB si ricava da un alimentatore stabilizzato “open-frame” commerciale.

Complessivamente il guadagno operativo delle due catene riceventi è di circa 95 dB di cui 55 (o più) di provenienza LNB. La ricezione del segnale relativamente forte proveniente dal satellite geostazionario prescelto è risultata immediata e stabile nel tempo, senza nessun evidente segno di saturazione del livello d'uscita.

7. La modifica degli LNB

La pratica possibilità di utilizzare a fini radioastronomici dispositivi commerciali per TV via satellite, fu dimostrata in un Rapporto Tecnico IRA del 1998, con la descrizione di uno interferometro didattico [8]. L'attenzione fu allora particolarmente rivolta all'unità nota con l'acronimo LNB (Low Noise Block), posizionata nel fuoco di tutti i piccoli parabolidi che vediamo affollare i tetti cittadini. Si tratta di un dispositivo abbastanza complesso attraverso il quale i canali televisivi dalla banda X (spesso indicata come Ku), irradiati dai satelliti geostazionari, vengono convertiti (traslati) sulla più agevole banda L (da 1 a 2 GHz) a cui operano i ricevitori domestici.

Un LNB congloba necessariamente un illuminatore corrugato, di norma a forma di tronco di cono, seguito da un amplificatore per banda X a bassissimo rumore (temperature di rumore dichiarate anche inferiori ai 50K), un oscillatore locale con risuonatore dielettrico (DRO), un filtro di banda interdigitato che precede il mixer ed uno stadio di media frequenza con filtro per la banda L di uscita. Complessivamente il guadagno X/L rasenta i 55 dB con una banda passante di circa 2 GHz (nominalmente da 10.7 a 12.75 GHz). Attraverso il cavo coassiale di discesa verso il ricevitore domestico, viene inviata la tensione di alimentazione di 12 o 18 Volt, scelta da cui dipende la polarizzazione del segnale ricevuto. Gli LNB permettono inoltre di selezionare la banda alta (11.7-12.75 GHz) o la banda bassa di cielo (10.7-11.7 GHz) attraverso la presenza o meno di un tono continuo a 22 KHz; avendo abbondanza di segnali TV digitali in banda bassa, nel nostro esperimento tale tono non è stato inserito.

Per realizzare un interferometro (tipologia radio-elettrica a cui appartiene in pratica anche il nostro strumento) costituito da due postazioni separate di qualche metro, sono necessari due LNB che dovranno necessariamente essere modificati per renderli "coerenti", fare cioè in modo che i loro oscillatori locali operino sulla stessa frequenza, con identica fase, per soddisfare la imposizione teorica posta dagli interferometri. Non risulta ovviamente mai sufficiente la indicazione di identica frequenza di O.L. dei due esemplari, stampigliata dal costruttore nella targhetta.

Il modo più semplice per far fronte a questa esigenza è quello di usare un unico oscillatore locale operante in banda X, condiviso da entrambe le unità.

Tale ovvia soluzione non è applicabile nel nostro caso per via della distanza che potrebbe in futuro separare le antenne riceventi e quindi per l'alta perdita di potenza della connessione a microonde ma soprattutto perché richiederebbe una modifica, probabilmente distruttiva, dei circuiti stampati interni agli LNB.

Una soluzione di nessuna rilevanza economica, semplice ma efficace perché risolve egregiamente il problema è quella utilizzata in [8] ove è stata implementata una tecnica nota come *injection locking*, usata nel passato per sincronizzare apparati RADAR, tecnica che intendiamo riproporre anche in questa circostanza.

Le basi fisiche su cui opera la *injection locking* sono abbastanza note e verificabili in laboratorio perché riguardano la semplice disponibilità di due oscillatori liberi da vincoli circuitali e le cui frequenze non siano troppo diverse fra loro. Se *sufficientemente accoppiati elettro-magneticamente*, i due circuiti tenderanno ad oscillare su una identica frequenza, intermedia fra quelle iniziali o a quella a cui è associata maggior energia.

L'applicazione di tale principio al nostro caso è particolarmente efficace perché:

- gli oscillatori, pur controllati da risuonatori dielettrici, possono essere considerati "liberi" per almeno ± 10 MHz attorno alla frequenza nominale;

- il valore della frequenza comune risultante dopo la eventuale sincronizzazione, leggermente diversa da quelle iniziali, non costituisce un problema perché la perfetta sintonizzazione del satellite geostazionario può essere fatta negli stadi successivi. In ogni caso il nostro sistema è invariante rispetto alla frequenza di lavoro;

- per realizzare l'accoppiamento E.M. tra i due oscillatori è sufficiente prelevare con una antennina di qualche mm di lunghezza, parte del campo presente in zona DRO (Dielectric Resonator Oscillator) di entrambi gli LNB e collegare tra loro tali prelievi tramite un cavetto coassiale.

Uno schizzo che mostra una pratica realizzazione di prelievo di segnale con una antennina accoppiata con il circuito di O.L. di un LNB è mostrato in Fig. 7

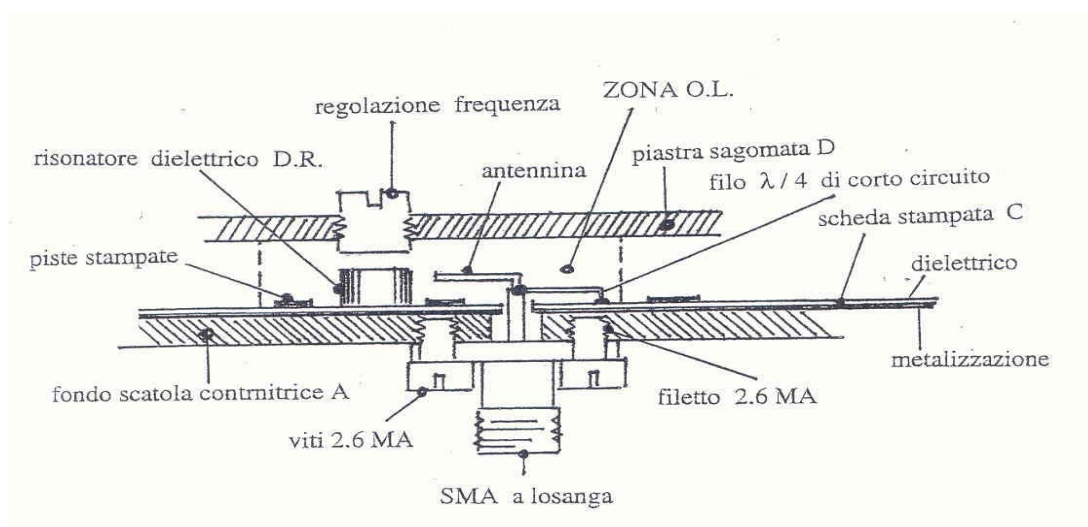


Fig. 7 - Antennina accoppiata con il circuito di O.L. di un LNB

La presenza di una linea lunga $\lambda/4$ che collega il connettore d'uscita a telaio è utile per mettere a massa la testina di misura della potenza, come richiesto da alcuni misuratori.

Per non interferire troppo con la struttura locale, conviene fisicamente limitare l'accoppiamento antenna / DRO in modo da fornire un solo mW di potenza al connettore coassiale di uscita preventivamente e con la massima cura posizionato meccanicamente. In pratica, a causa della distanza fra le due postazioni interferometriche e della conseguente attenuazione provocata dal cavo di connessione che opera in banda X, è di norma necessario amplificare di alcuni dB il segnale di un prelievo prima di applicarlo all'altro. Misure di laboratorio confermano che una "sicura" sincronizzazione degli O.L. avviene applicando allo LNB "dipendente" una potenza di almeno +5 dBm.

Nel nostro caso, per sincronizzare i due LNB, spazati di circa 3 metri, collegati con un buon cavetto coassiale sottile, abbiamo usato un piccolo amplificatore con un guadagno di una decina di dB, come mostrato in Fig. 8

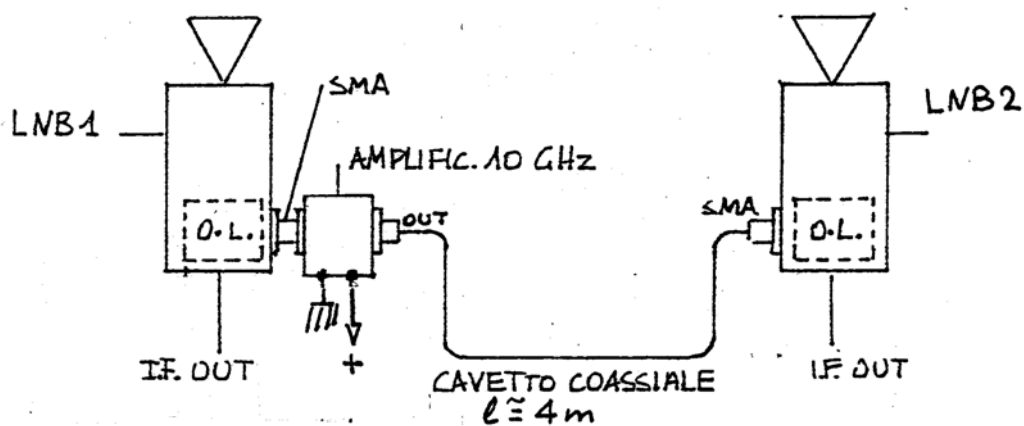


Fig. 8 – Schema per la sincronizzazione dei due LNB

La Fig. 9 sottostante mostra chiaramente lo spostamento di entrambe le frequenze degli LNB verso un valore centrale comune. Dallo schizzo non risulta evidente l'aumentata ampiezza del segnale alla frequenza risultante per l'avvenuta somma in fase delle due componenti primarie.

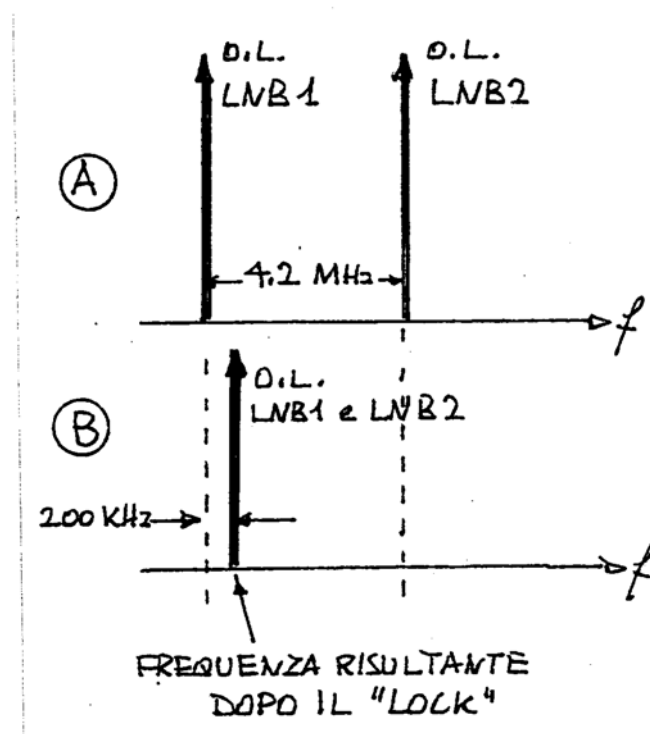


Fig. 9 – "Lock" di uno dei due oscillatori locali

L'uscita in banda L dei due LNB, tramite i cavi coassiali precedentemente citati, convergerà verso la postazione centrale ove è alloggiato il secondo ingresso del sistema, costituito dal doppio ricevitore, sede della seconda e terza conversione di frequenza.

È utile subito mostrare con Fig. 10 lo schizzo dei due “bias-tee” di nostra costruzione per mezzo dei quali si ottiene la separazione del segnale utile a R.F. di entrambi gli LNB dalla rispettive tensioni continue di alimentazione.

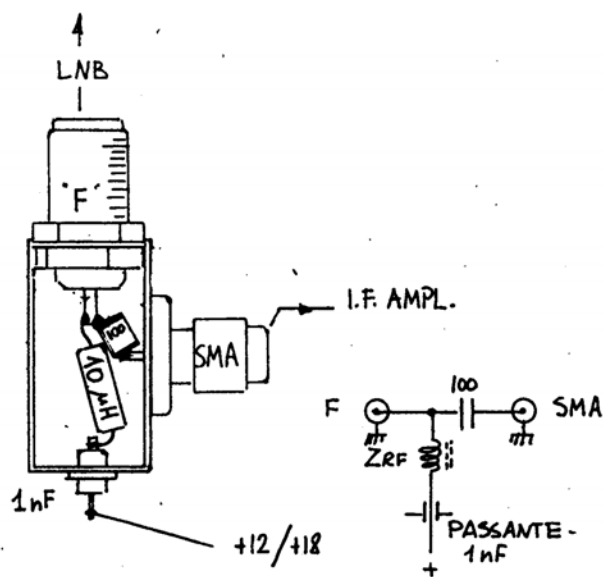


Fig. 10 – Schema del “bias-tee”

Il circuito prevede l'impiego di connettori coassiali di tipo “F” verso gli LNB e “SMA” e verso i ricevitori per banda L. All'interno del contenitore di ottone (uno spezzone di guida d'onda WR90), si nota la presenza di una impedenza R.F. e di un condensatore ceramico di accoppiamento per il segnale R.F.. Il valore dei componenti suggerito nello schema elettrico è solo indicativo.

8. Misure sperimentali e considerazioni finali

Disponendo di un correlatore digitale perfettamente funzionante e di una serie disparata di componenti e dispositivi elettronici, in vista di un possibile utilizzo nel nuovo impianto sardo (SRT), si è prospettata la costruzione di uno strumento nuovo e diverso da quelli acquistabili in commercio perché basato fondamentalmente sull'uso di prodotti “consumer” di elevate prestazioni, disponibili sul mercato TV via satellite a prezzi estremamente moderati.

Con la precedente descrizione se ne è dimostrata la pratica realizzabilità e le misure di laboratorio (di cui si riportano alcune immagini in Fig. 11) ne hanno confermato le previste prestazioni tecniche.

Si pone inevitabilmente l'impossibilità di poter misurare le prestazioni applicative finali del nostro lavoro per l'assenza della grande antenna a cui il dispositivo è potenzialmente destinato. Le due antenne di 80 cm, entrambe rigidamente puntate sullo stesso satellite, non possono fornire i dati conclusivi richiesti.

Una stima delle prestazioni finali può comunque essere ottenuta verificando ad esempio la sensibilità del sistema a variazioni di fase fatte su una catena usando l'altra come riferimento. La fase di una catena di amplificazione dipende essenzialmente dalla lunghezza delle linee di connessione tra i costituenti pertanto, ponendo in serie ad uno dei cavi che operano in banda L una linea coassiale allungabile, è facile, anche meccanicamente, provocare prefissate variazioni di fase a cui necessariamente debbono seguire proporzionali variazioni del coefficiente di correlazione.

Si è così valutato il coefficiente di correlazione in tre differenti casi di lunghezza del tratto variabile (0 , $+\lambda/4$ (equivalente a $+90^\circ$) e $-\lambda/4$ (equivalente a -90°), con λ pari a 22.5cm). I risultati, riportati nella seguente tabella, hanno quindi confermato i valori attesi, ovvero valori in contro-fase per le due lunghezze ritardate ed un valore circa medio per la stessa lunghezza dei due tratti:

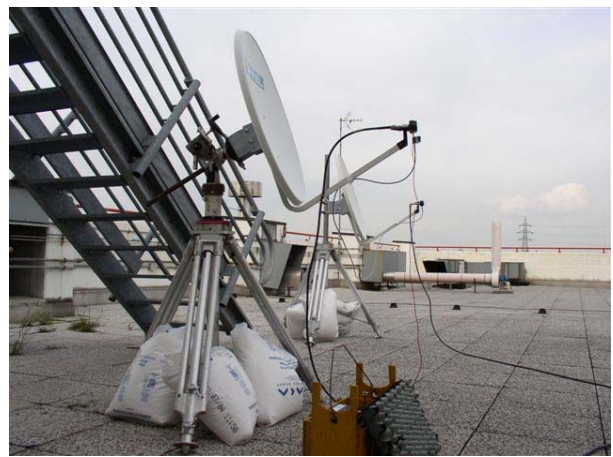
Lunghezza del tratto di linea aggiuntivo	Coefficiente di correlazione in unità
0	-110
$+\lambda/4$	610
$-\lambda/4$	-626

Tab. I – Coefficienti di correlazione al variare della lunghezza del tratto di linea aggiuntivo

Si può quindi concludere che il nostro progetto può costituire un sistema completo di ricezione e correlazione, utilizzabile nell'ambito di una campagna olografica a microonde.



(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 11 – Alcune fotografie del set-up di misura allestito presso l'Istituto di Radioastronomia di Bologna. In particolare: (a) sistema di front-end per seconda e terza down-conversione, (b) antenne a riflettore puntate verso la stessa sorgente, (c) dettaglio della sincronizzazione dei due LNB con stadio amplificatore, (d) rack con correlatore complesso e PC per la memorizzazione dei risultati.

Ringraziamenti

Un sentito ringraziamento va rivolto al personale del Radiotelescopio di Medicina per aver messo a disposizione componenti e strumentazione. In particolare per la realizzazione delle conversioni di frequenza, C. Bortolotti e M. Roma hanno fornito una parte di componenti commerciali e F. Perini ha fornito due amplificatori e due filtri operanti ad una delle medie frequenze, 408 MHz, progettati e realizzati da lui medesimo.

Si ringraziano i revisori F. Mantovani e T. Pisanu per le acute osservazioni ed i suggerimenti in fase di stesura del testo.

APPENDICI

A) Dettagli tecnici riguardanti il correlatore digitale

Questo correlatore è stato concepito per correlare in “real time” e in modo complesso i 6 rami E/W con gli 8 N/S della Croce; pertanto si basa sui seguenti punti:

- Si parla di 96 canali perché è stato studiato per correlare gli 8 canali N/S con i 6 canali E/W della Croce in modo complesso. N.B. Date n stazioni, il numero di interferometri nel VLBI è di $n*(n-1)/2$; tale formula non vale nel nostro caso: infatti $14*13/2$ non fa 96! Ma qui, le possibili correlazioni sono diverse.
- Lo spettro di potenza, si ottiene, per una nota proprietà della trasformata di Fourier, applicando a posteriori, la FFT ai coefficienti di correlazione tra ciascuno dei 6 rami E/W con ciascuno dei 16 rami N/S.

Il correlatore realizzato

L'elevato numero dei canali appesantisce enormemente il progetto, perché ogni scheda a monte deve presentare in uscita un forte buffering per la scheda a valle: questo si traduce in un aumento notevole del numero degli integrati e delle potenze di alimentazione richieste.

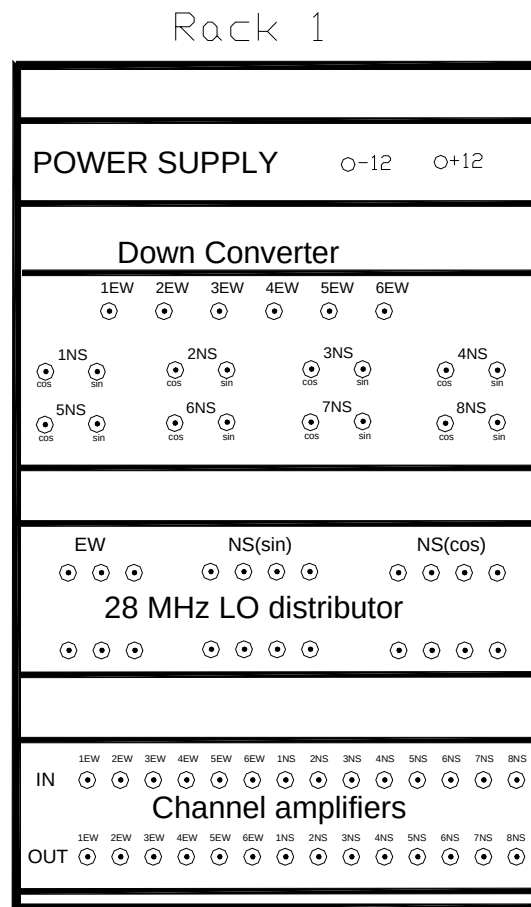


Fig. A1 – Schema a blocchi del rack 1

Il sistema si compone di tre maggiori rack come indicato nelle varie figure di questa appendice, che contengono 16 distinti correlatori. In esse la topologia è quella reale; mancano soltanto le parti non necessarie per la comprensione, come i ventilatori ecc..

I segnali di ingresso (fino a 16) entrano nel “channel amplifiers” del rack 1, con una banda compresa tra $28 \div 32$ MHz; quindi vengono amplificati e convertiti in banda base $0 \div 4$ MHz nel blocco Down-Converter; per questo serve un oscillatore locale di precisione alla frequenza di 28 MHz.

Per potere realizzare il correlatore complesso, l'oscillatore locale ("28 MHz LO distributor") distribuisce sei + otto + otto segnali (denominati rispettivamente "EW", "NS cos" e "NS sin"); le componenti di tipo coseno e seno servono naturalmente per potere effettuare, la correlazione complessa.

Per tutti i dettagli si rimanda a [9].

Le 14 uscite del “channel amplifier” e le 22 uscite del distributore LO a 28 MHz entrano nella scatola "DOWN CONVERTER" riportata nella Fig. A2.

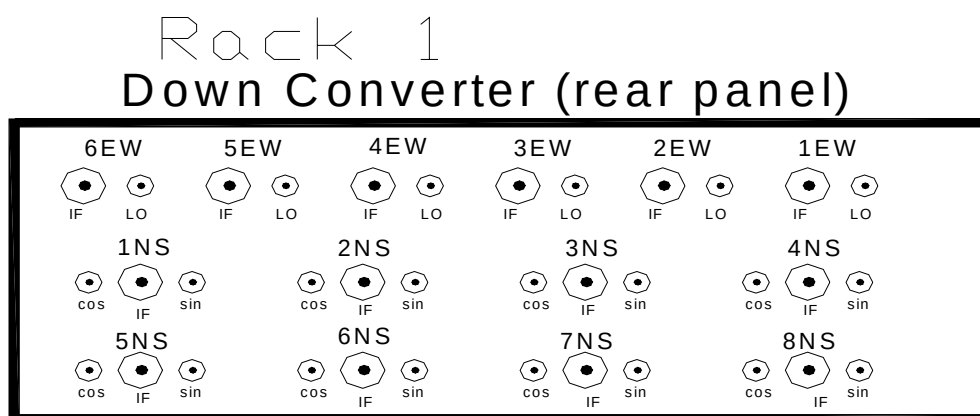


Fig. A2 – Down Converter

I 24 segnali di uscita del “down converter” vengono inviati alla scatola dell’“A/D converter” del Rack 2 (vedi Fig. A3), per la conversione in forma numerica ad 8 bit; la conversione avviene con la cadenza del clock ad 8 MHz distribuito dal blocco “8 MHz oscillator” [10].

Vale la pena di precisare che, per convenienza, si è mantenuta una suddivisione dei segnali secondo la terminologia del radiotelescopio Croce del Nord: i primi quattro blocchetti della scatola A/D tipicamente convertono i 16 segnali N/S (8 coseni ed 8 seni); gli altri 3 blocchetti convertono i 6 segnali E/W.

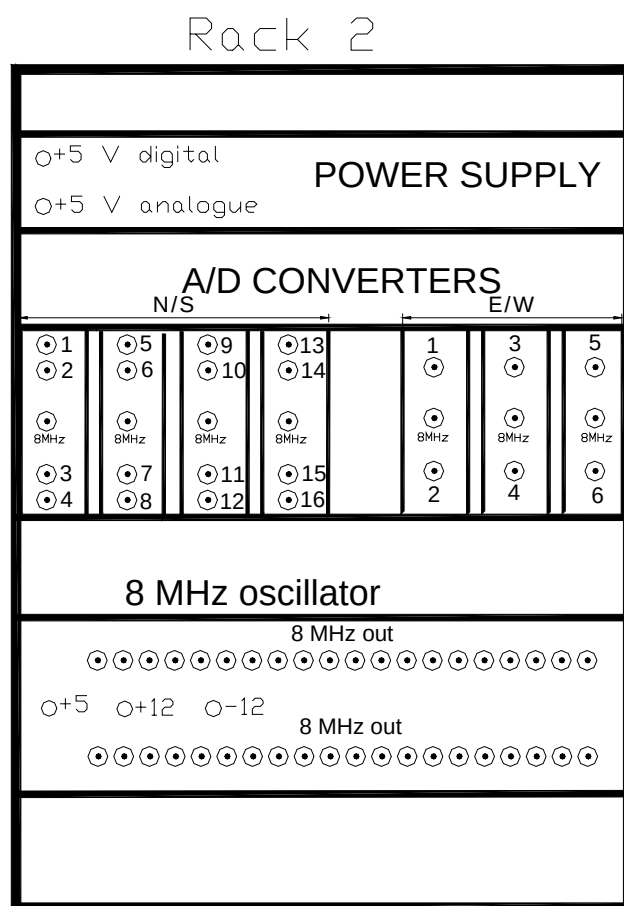


Fig. A3 – Schema a blocchi del rack 2

Nel Rack 3 (vedi Fig. A4) si trova il correlatore vero e proprio; esso è costituito di 8 blocchetti così organizzato:

- Il primo blocchetto effettua la correlazione dello stesso segnale "ref 0" con i due canali 0 ed 1; tipicamente, "ref 0" è una qualunque delle 6 uscite dei tre blocchetti E/W della scatola A/D CONVERTER; i due canali 0 ed 1 sono le uscite di due qualunque dei 4 blocchetti N/S sempre di tale scatola: ovviamente volendo una correlazione complessa, il canale 0 ed il canale 1 proverranno dalla conversione rispettivamente di una uscita "cos" ed una "sin" del DOWN CONVERTER.

- Il secondo blocchetto può essere usato in maniera del tutto simmetrica utilizzando un altro percorso E/W e N/S.

Nel Rack 3 è pure presente una scatola per la generazione dei segnali ACC, CORR, CKRIT indispensabili per fare funzionare il correlatore in tempo reale.

I dettagli si trovano in [11].

Rack 3

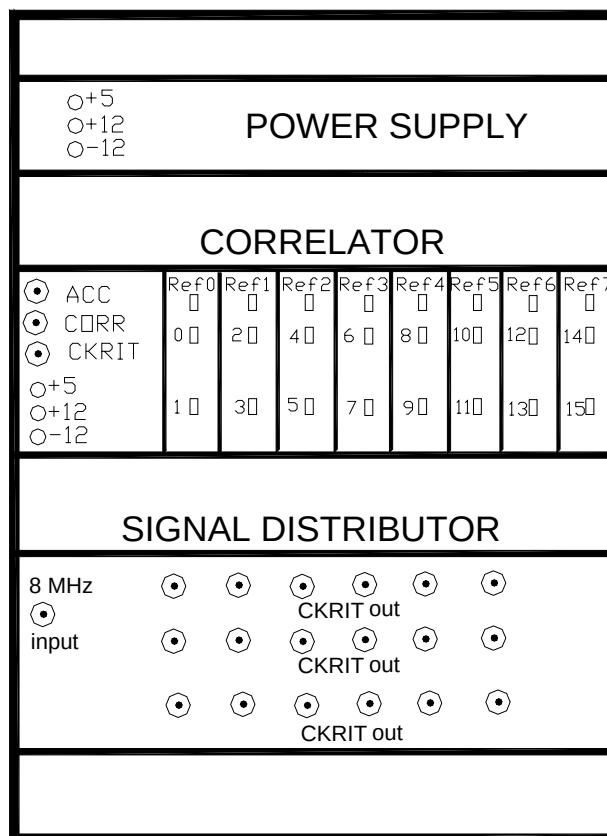


Fig. A4 – Schema a blocchi del rack 3

Sui livelli di segnale in gioco

I 6 rami E/W e gli 8 N/S di entrata nel blocco "channel amplifiers" del Rack 1 devono possedere un livello non inferiore a -30 dBm, ossia circa 7mV su 50 Ohm; in tal modo si ha una amplificazione fino a circa -6 dBm ≈ 110 mV su 50 Ohm, con escursioni sia positive sia negative.

I convertitori A/D sono ad 8 bit e lavorano nel range $0.6V \div 2.6V$; considerando una conversione effettiva su 6-7 bit, la sensibilità è di circa 12-13 mV, per cui, ad esempio, su un segnale di circa 100 mV entrano in gioco 4 o 5 bit, che sono ampiamente sufficienti per avere un rapporto segnale-rumore molto prossimo a quello del caso continuo.

Il bit più significativo dell'A/D è riservato al segno del segnale e per tale motivo, il correlatore lavora in complemento a due.

L'intervallo di correlazione è stato fissato in 1 s, perchè rappresenta un valore di sicurezza contro il possibile overflow dell'HMA510.

Collegamenti A/D con i correlatori per applicazioni di olografia

Ci sono quattro schede A/D di tipo NS e 3 di tipo EW; ognuna di queste schede contiene 4 A/D; inoltre: ogni A/D delle schede N/S esce con 6 buffer, mentre quelli di tipo E/W ne contengono 8.

I buffer relativi ad uno stesso A/D sono tutti in parallelo, per cui, scelto l'A/D, la scelta del buffer è a piacere.

Si è già detto che questo correlatore può correlare fino a 16 canali, per cui bene si presterebbe per applicazioni di olografia che richiedessero l'impiego di più antenne di riferimento

Programma dimostrativo

Come esempio si è applicato unico segnale alla frequenza di 30MHz, di 0.2Vpp all'ingresso 1EW ed 1N/S (ma con un certo ritardo) del "CHANNEL AMPLIFIER"; quindi:

- si è prelevata la uscita 1EW del "DOWN CONVERTER" e la si è inviata al primo A/D del gruppo E/W e l'uscita rispettiva la si è inviata a REF 0 della scatola del correlatore.

- si sono prelevate le uscite 1NS-cos ed 1NS-sin sempre del "DOWN CONVERTER" per inviarli ai primi due A/D del gruppo di convertitori N/S per poi inviare le uscite rispettive agli ingressi denominati 0,1 del correlatore.

Lanciando il seguente programma dimostrativo scritto per la gestione del correlatore finalizzato ad esperimenti di olografia:

```
' ***** COR_OLO *****
PA1 = &H1B0: pb1 = &H1B1: pc1 = &H1B2: CTRL8255N1 = &H1B3
PA2 = &H1B4: PB2 = &H1B5: PC2 = &H1B6: CTRL8255N2 = &H1B7
OUT CTRL8255N2, &H9B
OUT CTRL8255N1, &H99

' -----
cest(0) = 0
DIM corr(16): FOR i = 0 TO 15: corr(i) = i: NEXT i
' Cest(i) per abilitare il cestello
' Corr(i) per abilitare la scheda di correlazione
' -----
SCREEN 2
CLS
' -----
k1 = 256: k2 = 256 ^ 2: k3 = 256 ^ 3: k4 = 256 ^ 4
max = 2 ^ 35
count = 8000000!
' -----
DIM ix(5000): ' indice asse x
vy = 100: REM valor medio coordinata y sullo schermo
' -----
offset = 0
' -----
40 var = INP(pc1): var = (var AND 8)
IF var = 8 THEN 40:
45 var = INP(pc1): var = (var AND 8)
IF var = 0 THEN 45
' -----
FOR mux = 0 TO 15
OUT pb1, (cest(0) + corr(mux))
a = INP(PA2): b = INP(PB2): c = INP(PC2): d = INP(PA1): e = (INP(pc1) AND 7)
'OUT pb1, 255: REM disabilitiamo tutti i correlatori
ch0 = e * k4 + d * k3 + c * k2 + b * k1 + a
'PRINT e, d, c, b, a
segno = (e AND 4)
```

```

IF segno = 0 THEN PRINT mux, (ch0 / count)
IF segno = 4 THEN PRINT mux, (-1) * ((max - ch0) / count)
NEXT mux
PRINT " "
GOTO 40
700 END

```

'

si è ottenuto il risultato di seguito riportato:

0	163.89
1	-1361.305
2	.9999998
3	.9999998
4	.9999998
5	.9999998
6	0
7	36.6592
8	.9999998
9	.9999998
10	.9999998
11	.9999998
12	.9999998
13	.9999998
14	.9999998
15	.9999998

Il primo canale dà conto della correlazione tra $1EW$ ed $1NS_{\cos}$, mentre il secondo rappresenta la correlazione tra $1EW$ ed $1NS_{\sin}$; il segno positivo o negativo dipende, ovviamente, dall'angolo di sfasamento.

Le istruzioni contenute nel segmento di programma di sopra sono basate sulla scheda di interfaccia realizzata per bus ISA e descritto in [12].

B) Schema elettrico del moltiplicatore X24 controllato a cristallo di Quarzo

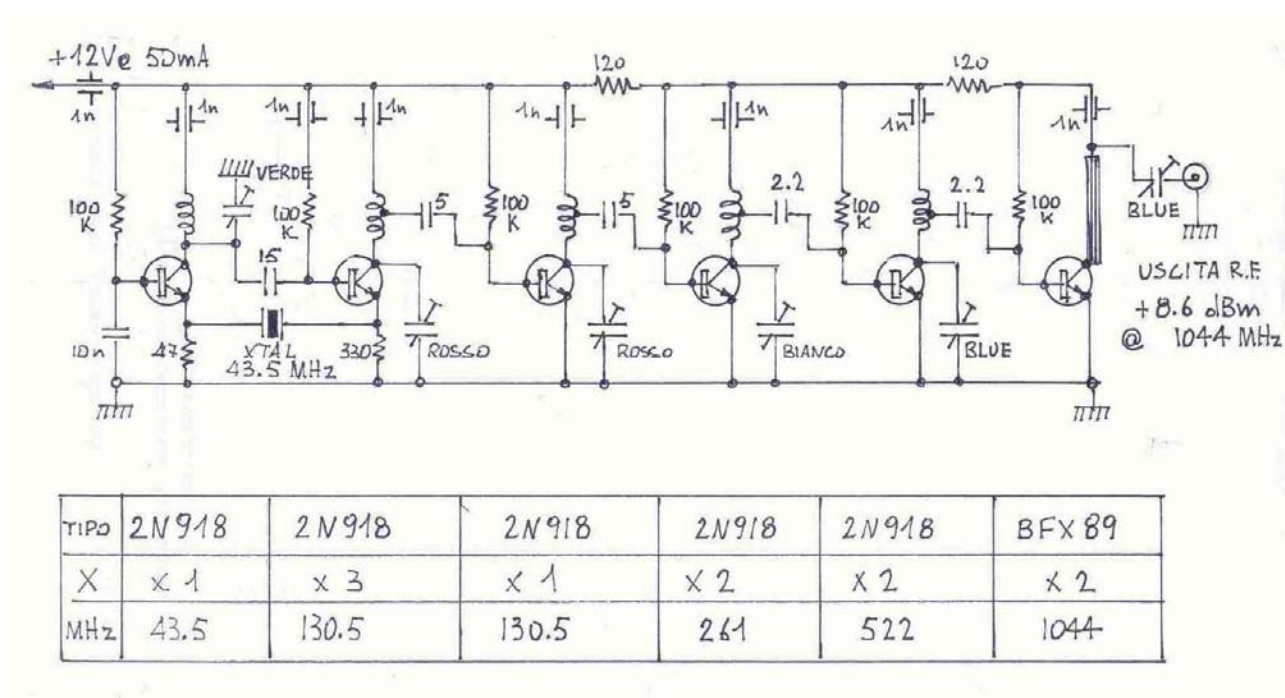


Fig. B1 - Schema del moltiplicatore di frequenza X24

Lo schema realizzativo di questa unità è nato attorno al quarzo disponibile e risulta pertanto totalmente sperimentale. L'oscillatore a quarzo, un Pierce modificato, è stato ripetutamente impiegato nel nostro laboratorio, come i transistor 2N918 che possono essere indifferentemente sostituiti da tipi più moderni e forse più disponibili sul mercato. Critico l'ultimo stadio costituito da un classico BFX89, agevolmente sostituibile con profitto dall'altrettanto famoso BFR96. Il montaggio è stato fatto "a cielo aperto" saldando i terminali direttamente sul rame di una piastra per circuito stampato. Il connettore di uscita in banda L è del tipo BNC, ancora usabile su tale banda. Si noti la targhetta incollata sul contenitore della realizzazione: la frequenza di uscita misurata risulta 1045.025 MHz invece di 1044.00 MHz previsti per moltiplicazione della frequenza del quarzo. In pratica, considerando la larghezza di banda del segnale da ricevere dell'ordine di alcune decine di MHz si è semplicemente preso atto della situazione senza tentare inutili aggiustamenti.

BIBLIOGRAFIA

- [1] C. Pernechele, Pianificazione Operativa 2006 del GAI02.
- [2] Y. Rahmat-Samii, "Microwave Holography of Large Reflector Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. AP-33, Nov. 1985, pp. 1194-1203.
- [3] G. Tuccari, S. Buttaccio, G. Nicotra, "Phase reference holography of the Noto 32 m VLBI antenna" *Electronic Letters*, 2001, 37, (17), pp. 1060-1062.
- [4] A. Gallerani, G. Minarelli, G. Tomassetti, "Un interferometro didattico numerico, complesso", IRA 349 / 2003.
- [5] Rohlfs, "Tools of radio astronomy", Springer-Verlag.
- [6] "Synthesis mapping", edited by A.R. Thompson and L.R. D'Addario, vol. 2, 1982.
- [7] A. Gallerani, G. Minarelli, M. Tugnoli, "Convertitori A/D ad 8 bit per correlatori digitali per radioastronomia", IRA 246 / 97.
- [8] G. Tomassetti, "Radioastronomia Didattica ed Amatoriale", IRA 270 / 1998.
- [9] A. Gallerani, G. Minarelli, M. Tugnoli, "Amplificazione e conversione in banda base dei 14 canali del Radiotelescopio 'Croce del Nord'", IRA 232 / 1996.
- [10] A. Gallerani, G. Minarelli, M. Tugnoli, "Oscillatore a 8 MHz e sistema di distribuzione clock", IRA 231 / 1996.
- [11] A. Gallerani, G. Minarelli, "Il distributore di segnali per il correlatore numerico a 96 canali", IRA 264 / 1998.
- [12] A. Gallerani, G. Minarelli, "Architettura del correlatore a 96 canali, scheda di comando e scheda per i bus", IRA 247 / 1997.

