

58

ARGOMENTI DI ACQUISIZIONE ED ELABORAZIONE
DEI DATI NEL RADIOTELESCOPIO
"CROCE DEL NORD "

1° RITARDI

A. FICARRA - S. MONTEBUGNOLI

LRA 32/79

RAPPORTO INTERNO

CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
ISTITUTO DI RADIOASTRONOMIA

c/o ISTITUTO DI FISICA «A. RIGHI»

Via Irnerio, 46 - 40126 BOLOGNA (Italy)

INTRODUZIONE GENERALE

Con l'argomento "ritardi" comincia una serie di rapporti che, nelle intenzioni degli autori, dovrebbe fornire un dettagliato resoconto del lavoro svolto sui diversi problemi di acquisizione ed elaborazione dati del radiotelescopio.

Il lavoro a cui ci si riferisce, ricopre un periodo di tempo di circa quattro o cinque anni. Ovviamente questo lavoro si è sviluppato contemporaneamente in tutte le direzioni e la suddivisione in argomenti separati corrisponde solo ad una esigenza di comodità e chiarezza nella stesura. Per questo motivo può capitare che la trattazione di certi punti compaia più volte in argomenti diversi, salvaguardando con ciò la possibilità di descrivere in modo dettagliato, in ciascun argomento, l'approccio ad un ben determinato problema e la sua risoluzione. In questi rapporti si farà pure riferimento molto spesso all'assetto strumentale del radiotelescopio, al solo scopo di chiarire il motivo di certe scelte, rimandando per altro a lavori fatti in precedenza la descrizione particolareggiata di tale assetto strumentale, [1], [2], [3].

INTRODUZIONE AL RAPPORTO "RITARDI"

E' noto che la risposta di un interferometro al segnale radioastronomico è una precisa funzione della differenza in tempo con cui i segnali provenienti dalle due antenne giungono al correlatore. Tale differenza, comunemente chiamata "ritardo", deve essere la più piccola possibile: infatti in prima approssimazione la risposta interferometrica è tanto più grande quanto più piccolo è il ritardo; poichè invece il rumore generato dalle apparecchiature elettroniche e dal cielo è mediamente costante, il massimo rapporto segnale-rumore, e quindi la massima sensibilità strumentale, si ottiene col minimo ritardo. Per ogni coppia di elementi di antenna, nell'ipotesi di una banda passante rettangolare di larghezza B con frequenza centrale ν , la risposta interferometrica, dopo la correlazione e l'integrazione, è:

$$G \frac{\sin \pi B \Delta t}{\pi B \Delta t} \cos 2\pi \nu \Delta t \quad (1)$$

dove G è un coefficiente che dipende sia dalla intensità della radiazione osservata che dal guadagno del sistema, e Δt è il ritardo. Come si può facilmente dedurre da questa formula, il ritardo entra sia nel termine sinusoidale, quindi oscillante (frangia della risposta interferometrica), sia nel termine $\sin X/X$ (termine di banda) in cui evidentemente la risposta diminuisce con l'aumentare del valore assoluto del ritardo. Occorre quindi mantenere il ritardo entro limiti tali da non ridurre sensibilmente il termine di banda. Se per esempio fissiamo un limite minimo di 0,98, si ha, sviluppando in serie:

$$1 - \frac{(\pi B \Delta t)^2}{6} > 0,98 \quad \text{da cui risulta}$$

$$B |\Delta t| < 0,11$$

Nell'ipotesi di una banda passante di 2,5 MHz come nel nostro caso, si ha $|\Delta t| < 44$ nanosecondi. Se si vuole quindi che l'attenuazione prodotta dal termine di banda sia inferiore al 2%, il ritardo deve essere sempre contenuto entro 44 nanosecondi. In pratica quando il ritardo tende, per motivi strumentali o geometrici, a diventare troppo grande, quello che si fa è agire sulle linee di trasmissione, inserendo o disinserendo materialmente cavi elettrici di lunghezza tale da compensare il ritardo. Il

problema è quindi di dedurre dalla conoscenza dei parametri elettrici e geometrici dello strumento, la quantità complessiva di ritardo da inserire o disinserire in funzione dei diversi puntamenti dell'antenna. A questo proposito si distingue per comodità il ritardo complessivo in ritardo "fisso" e ritardo "variabile". Per ritardo fisso si intende quello misurato e compensato una volta per tutte (o ad ogni variazione dell'assetto strumentale), corrispondente al puntamento del ramo N-S allo zenith, mentre il ritardo variabile è la quantità aggiuntiva in funzione del puntamento del ramo N-S. Per giungere alla corretta determinazione del ritardo fisso, si è proceduto attraverso diversi step di approssimazione: nel primo step si è calcolato il ritardo da considerazioni puramente geometriche e dalla conoscenza della lunghezza delle linee di trasmissione delle diverse parti dello strumento; si è quindi compensato il ritardo ottenuto da questi calcoli e, aggiungendo e togliendo piccole quantità di ritardo a partire da questa nuova situazione, si è misurata la risposta interferometrica dovuta ad alcune sorgenti forti (calibratori) in funzione del ritardo. Massimizzando questa risposta per ogni interferometro, si è così ottenuta una misura precisa del ritardo fisso e lo si è compensato definitivamente. Questo lavoro è stato fatto due volte, nell'estate 76 e nell'autunno 77, perchè nel frattempo era stato leggermente modificato l'assetto strumentale del radiotelescopio.

Per quanto riguarda il ritardo variabile, la sua compensazione avviene tramite l'inserimento o il disinserimento di linee di trasmissione nella parte a 230 MHz dei canali del ramo N-S [2]; infatti è evidente che la variazione del ritardo complessivo tra E-W e N-S in funzione del puntamento dipende solo dal canale N-S dell'interferometro considerato.

CONSIDERAZIONI TEORICHE E APPROSSIMAZIONI

Il ritardo complessivo Δt fra due segnali elettromagnetici, provenienti dalla stessa sorgente nella direzione individuata dal versore \vec{r} e raccolti da due antenne rispettivamente nei punti \vec{p}_1 e \vec{p}_2 , è dato dalla relazione:

$$\Delta t = \Delta t_0 + \frac{(\vec{p}_1 - \vec{p}_2) \times \vec{r}}{c} \quad (2) \text{ dove:}$$

Δt_0 = ritardo introdotto dalla eventuale differente lunghezza elettrica delle linee di trasmissione.

c = Velocità della luce.

Il prodotto scalare che figura nella (2), può essere sviluppato esprimendo i vettori \vec{p}_1 e \vec{p}_2 nelle loro componenti cartesiane e il versore \vec{r} in funzione delle coordinate astronomiche declinazione e angolo orario. A questo scopo poniamo l'origine del sistema di riferimento cartesiano nel centro geometrico del ramo N-S; inoltre il piano yz sia il piano meridiano e gli assi siano così orientati: asse x verso Est, asse y verso Nord e asse z verso lo zenith. In questo sistema, applicando elementari nozioni di trigonometria sferica, si perviene alla seguente espressione del prodotto scalare che figura nella (2):

$$\begin{aligned} (\vec{p}_1 - \vec{p}_2) \times \vec{r} = & (x_1 - x_2) \cos \delta \sin H - (y_1 - y_2) (\cos \gamma \sin \delta - \sin \gamma \cos \delta \cos H) \\ & - (z_1 - z_2) (\sin \gamma \sin \delta + \cos \gamma \cos \delta \cos H) \end{aligned} \quad (3)$$

dove: δ e H sono le coordinate sferiche "declinazione" e "angolo orario" che individuano la direzione di provenienza del segnale, γ è la declinazione dello zenith del luogo (il valore calcolato astronomicamente è $\gamma = 44^\circ 57'$), x_1, y_1, z_1 , e x_2, y_2, z_2 sono le componenti cartesiane dei punti \vec{p}_1 e \vec{p}_2 . Tenendo presente che in questa sede vogliamo valutare solamente gli effetti di ritardo, cioè la attenuazione introdotta dal termine $\sin x/x$ che figura nella (1) e ricordando che tale attenuazione si mantiene inferiore al 2% finchè il ritardo resta entro 44 nanosecondi, alcuni termini della (3) possono essere trascurati. Il radiotelescopio infatti è usato come strumento di transito meridiano e quindi il segnale si può misurare solo quando il suo angolo orario è molto piccolo. Nell'espressione (3) si può approssimare: $\sin H \approx 0$ e $\cos H \approx 1$.

Si ha allora:

$$\begin{aligned}
 (\vec{p}_1 - \vec{p}_2) \times \vec{r} &\approx -(y_1 - y_2)\sin(\delta-\gamma) - (z_1 - z_2)\cos(\delta-\gamma) = \\
 &= -y_1\sin(\delta-\gamma) + [y_2\sin(\delta-\gamma) - (z_1 - z_2)\cos(\delta-\gamma)]
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

Ricordando che il centro della N-S è stato assunto come origine degli assi e supponendo che \vec{p}_1 sia un punto della N-S e \vec{p}_2 un punto dell'E-W, il termine fra parentesi quadra della (4) comprende l'ordinata di un punto dell'E-W e la differenza di quota fra i due rami. Come funzione di δ questo termine complessivamente varia fra 8 e 10 mt e quindi il ritardo corrispondente varia fra 26 e 33 nanosecondi; perciò lo si può stimare pressochè costante al variare di δ e conglobare nel termine fisso. Sostituendo infine nella (2) il termine che resta del prodotto scalare si ha:

$$\Delta t \approx \Delta t_0 - \frac{y_1 \sin(\delta-\gamma)}{c}
 \tag{5}$$

risulta quindi chiaro che il ritardo dipende da δ unicamente tramite y_1 che è la coordinata in N-S dell'elemento N-S considerato.

COMPENSAZIONE DEI RITARDI VARIABILI

In linea puramente teorica bisognerebbe annullare il ritardo per ogni elemento N-S; poichè in pratica questo è possibile solo agendo sulla lunghezza delle linee Δt_0 in modo tale che sia sempre $\Delta t_0 \approx y_1 \frac{\sin(\delta-\gamma)}{c}$ ed è impensabile eseguire questa operazione su ogni singola antenna, ci si è sempre limitati a correggere il ritardo agendo sulle linee di ciascun canale N-S, anche se ciò comportava un ritardo residuo non corretto, all'interno del canale, superiore talvolta ai 44 nanosecondi, che abbiamo indicato come limite corrispondente ad una attenuazione del 2% del segnale. Sostituendo infatti nella (5) a y_1 la coordinata del centro di ciascuna antenna e a Δt_0 una quantità tale da compensare il ritardo calcolato nel centro di ciascun canale, si lascia un ritardo residuo che, nelle condizioni peggiori ($\sin(\delta-\gamma) \approx 0,7$ e y_1 residuo = 35 mt nel caso della antenna più esterna), arriva fino a ≈ 80 nanosecondi. La compensazione del ritardo su ciascun canale N-S avviene tramite l'inserimento o il disinserimento di spezzoni di cavo coassiale nelle linee a 30 MHz. Il ritardo complessivo è realizzato mediante combinazione, secondo un codice binario, di linee la cui lunghezza è sempre multipla di una quantità prefissata. Per ragioni di comodità questa quantità unitaria di ritardo è stata posta a 33,3 nanosecondi, corrispondente ad una lunghezza d'onda a 30 MHz, tale cioè che il suo disinserimento o inserimento non dovrebbe in teoria introdurre alcuna variazione di fase. Inoltre il sistema è provvisto di amplificatori con guadagno regolato in modo da compensare l'attenuazione introdotta dall'inserimento dei cavi. In pratica al variare della configurazione di ritardo si registrano lievi variazioni di ampiezza e fase, che vengono però compensate misurando il livello (prova E) e la fase (prova B) immediatamente prima e dopo il cambiamento di una configurazione di ritardo e correggendo le differenze tramite il regolatore di guadagno e lo sfasatore che si trovano nella catena di media frequenza.

Tralasciamo a questo punto la descrizione in dettaglio delle apparecchiature e dei circuiti di questo sistema per la compensazione dei "Ritardi variabili" per cui esiste già un rapporto interno specifico [2]. Quello che invece ci proponiamo qui è di presentare la serie di considerazioni e misure che hanno portato alla formulazione delle specifiche di progetto del sistema. Ritorniamo a questo scopo alla relazione (5) considerandola come l'espressione del ritardo medio complessivo e osserviamo che risulta suddivisa in due parti: la prima, indipendente dal puntamento, e la seconda, funzione di δ . Il problema è di inserire linee elettriche di diversa lunghezza, rendendo fun-

zione di δ anche la prima parte, in modo tale da annullare il ritardo complessivo. Supponiamo allora che y_1 sia la posizione del centro di ciascun canale N-S; risulta, indicando con d la distanza fra un canale e l'altro e con k il numero di identificazione del canale considerato (da $k = 1$ per il canale 4S a $k = 8$ per il canale 4N), $y_1 = d \times (k-4.5)$ e quindi il termine di ritardo variabile diventa una funzione di δ e di k che indicheremo con $L(\delta, k)$, cioè:

$$L(\delta, k) = - \frac{d(k-4.5) \times \sin(\delta-\gamma)}{c} \quad (6)$$

Inoltre poniamo per comodità il ritardo Δt_o come somma di diversi termini logicamente distinti:

$$\Delta t_o = \left[L_{N-S}(k) - L_{E-W}(j) \right] + \left[R_{N-S}(k) - R_{E-W}(j) \right] + R(\delta, k)$$

dove: l'indice j indentifica il canale E-W considerato; $L_{N-S}(k) - L_{E-W}(j)$ è il ritardo prodotto dalla differenza di cammino elettrico della parte in aria (il termine fra parentesi quadra della (4)) e delle linee sia in alta che in media frequenza; $R_{N-S}(k) - R_{E-W}(j)$ è il ritardo fisso che noi aggiungiamo nelle linee a media frequenza (sia nei canali E-W che nei canali N-S) per minimizzare il ritardo complessivo; infine $R(\delta, k)$ è il ritardo variabile, inserito nelle linee a media frequenza dei soli canali N-S, per compensare il ritardo in aria dato da:

$$\Delta t = \left[L_{N-S}(k) - L_{E-W}(j) \right] + \left[R_{N-S}(k) - R_{E-W}(j) \right] + R(\delta, k) + L(\delta, k) \quad (7)$$

Questa quantità deve essere il più possibile vicina a zero per ogni δ e per ogni coppia k e j di canali N-S e E-W.

Osserviamo anzitutto che i termini $R_{N-S}(k)$, $R_{E-W}(j)$ e $R(\delta, k)$ devono essere per costruzione sempre positivi. Inoltre, affinché la relazione (7) sia indipendente da δ , deve essere: $R(\delta, k) + L(\delta, k) = \text{costante}$. Tenendo presente che $L(\delta, k) = 0$ per $\delta = \gamma$ (Zenith), come risulta chiaramente dalla (6), si ha $R(\delta, k) + L(\delta, k) = R(\gamma, k)$. D'altra parte, poichè deve essere sempre $R(\delta, k) \geq 0$, si ha $R(\gamma, k) \geq L(\delta, k)$; per cui deve essere posto $R(\gamma, k) \geq L_{MAX}(k)$, dove quest'ultimo termine indica il valore massimo, in funzione di δ , raggiunto dal ritardo in aria. All'opposto, quando $L(\delta, k) = -L_{MAX}(k)$ (si ha: $R(\delta, k) - L_{MAX}(k) \geq L_{MAX}(k)$, cioè $R(\delta, k) \geq 2 L_{MAX}(k)$). Per ogni canale N-S, quindi, il ritardo variabile $R(\delta, k)$ da inserire deve essere compreso fra 0 e $2 L_{MAX}$,

Tenendo presente che la massima elongazione dallo zenith ottenibile è circa 45° e che il termine di "baseline" d che figura nella (6) è di 80 mt. si ha: $L_{MAX}(k) = 188,6(k-4)$ nanosecondi, oppure, esprimendo il ritardo in unità di 33,3 nanosecondi, corrispondente come si è visto ad una lunghezza d'onda a 30 MHz (e che quindi denotiamo impropriamente con λ): $L_{MAX}(k) = 5.65 (k - 4.5) \lambda$.

Risulta perciò che il ritardo variabile deve essere dimensionato fra 0 e almeno $11.3(k - 4.5) \lambda$. Si deduce la seguente tabella di limiti inferiori del ritardo allo zenith e del ritardo massimo

CANALE N-S	RITARDO ALLO ZENITH $R(\gamma, k)$ (in λ)	RITARDO MASSIMO (in λ)
1S (k = 4) e 1N (k = 5)	2.8	5.7
2S (k = 3) e 2N (k = 6)	8.5	17.0
3S (k = 2) e 3N (k = 7)	14.1	28.2
4S (k = 1) e 4N (k = 8)	19.8	39.6

In pratica, poichè si disponeva di unità di ritardo multiple di $\lambda = 33,3$ nanosecondi secondo potenza di 2 (fino a 16λ), si scelse, con largo margine, la seguente configurazione:

CANALE N-S	RITARDO ALLO ZENITH $R(\gamma, k)$ (in λ)	RITARDO MAX (in λ) E COMPONENTI
1S e 1N	7	15(8 + 4 + 2 + 1)
2S e 2N	15	31(16 + 8 + 4 + 2 + 1)
3S e 3N	23	47(16+16+8+4+2+1)
4S e 4N	23	47(16+16+8+4+2+1)

A questo punto, fissata la quantità

$$R(\gamma, k) = R(\delta, K) + L(\delta, k), \quad \text{la (7) si riduce a:}$$

$$\Delta t = \left[L_{N-S}(k) - L_{E-W}(j) \right] + \left[R_{N-S}(k) - R_{E-W}(j) \right] + R(\gamma, k) \quad (8)$$

in cui si può vedere che la parte dipendente da δ è stata eliminata.

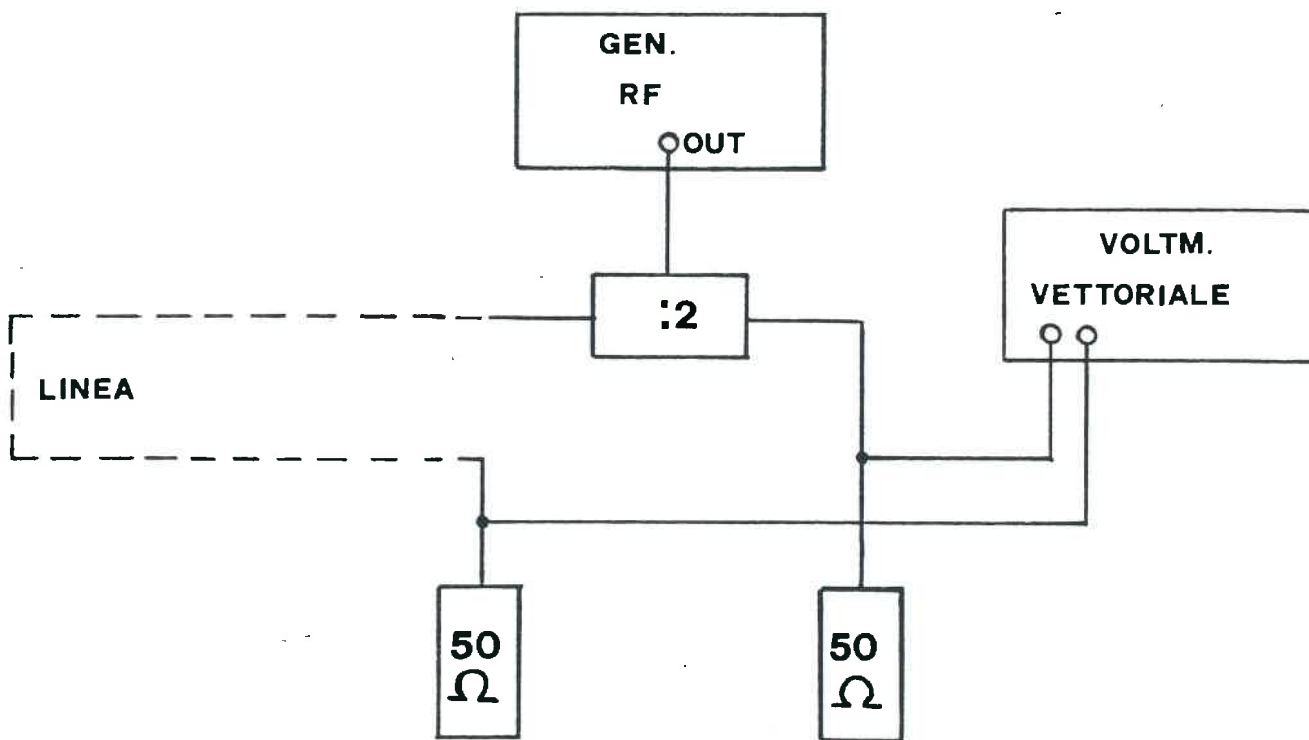
RITARDI FISSI: STIME INIZIALI E MISURA DELLA LUNGHEZZA DELLE LINEE

Il problema è ora quello di determinare la parte "fissa" dei ritardi, cioè i termini $R_{N-S}(k)$ e $R_{E-W}(j)$ in modo tale che valga la relazione dedotta dalla (8) ponendo $\Delta t = 0$:

$$R_{N-S}(k) - R_{E-W}(j) = -R(\gamma, k) - [L_{N-S}(k) - L_{E-W}(j)] \quad (9)$$

come si è visto $R(\gamma, k)$ è già stato prefissato per ogni canale N-S. Si tratta quindi di determinare la lunghezza esatta delle linee $L_{N-S}(k)$ e $L_{E-W}(j)$. Questo scopo si è raggiunto procedendo attraverso diversi gradini di approssimazioni successive.

Il primo gradino è consistito nella stima approssimativa della lunghezza delle linee riferendosi ai dati di progetto, quando questi erano sufficienti, e integrando con misure di lunghezza elettrica in quelle parti in cui tale lunghezza non era nota con sufficiente accuratezza. Le misure furono fatte iniettando nella linea in esame un segnale a due frequenze sufficientemente diverse, proveniente da un generatore a RF, e misurando con il voltmetro vettoriale la differenza di fase corrispondente alle due frequenze usate. Questo metodo è eseguibile in pratica solo se ingresso e uscita della linea da misurare sono accessibili facilmente dallo stesso strumento



In questo caso, detto L il ritardo da misurare, ν_1 e ν_2 le due frequenze usate e $\phi^\circ(\nu_1)$ e $\phi^\circ(\nu_2)$ le due fasi in gradi lette dallo strumento, si ha la relazione:

$$\begin{aligned}\phi^\circ(\nu_1) &= (L\nu_1 - k_1)360 \\ \phi^\circ(\nu_2) &= (L\nu_2 - k_2)360\end{aligned}$$

dove k_1 e k_2 sono due numeri interi incogniti che derivano dall'ambiguità di 360° nella lettura della fase. Si ricava quindi:

$$L = \frac{\phi^\circ(\nu_1) - \phi^\circ(\nu_2)}{360(\nu_1 - \nu_2)} + \frac{(k_1 - k_2)}{(\nu_1 - \nu_2)}$$

In questo risultato l'ambiguità rappresentata dal secondo termine consiste in step di $1/(\nu_1 - \nu_2)$ e nella maggior parte dei casi può essere risolta "a buon senso" nell'ipotesi che la differenza $\nu_1 - \nu_2$ sia sufficientemente piccola.

Questo metodo è stato applicato per misurare la lunghezza elettrica del tratto del ramo N-S che va dall'ingresso alle linee quadre fino al ricevitore in cabina (3/12/75). Si fecero più misure e si ottenne il seguente risultato (nella solita comoda unità di $\lambda = 33.3$ nanosecondi): $L = (4.1 \pm 0.2)\lambda$. Per la determinazione della lunghezza delle rimanenti linee a 408 MHz si ricorse invece alle specifiche dichiarate nel progetto. Il ritardo introdotto da ciascuna parte è presentato nella seguente tabella:

RITARDO DELLE LINEE A 408 MHz IN UNITA' DI λ

Ramo E-W

- 0.9 (parte in aria, vedere pag. 5)
- 2.3 (lunghezza media delle linee dei dipoli)
- 0.2 (lunghezza del 1° sommatore a T)
- 2.6 (collegamento con il T centrale)
- 3.1 (collegamento al giunto rotante)
- 1.9 (cavo di discesa)

11.0

Ramo N-S

2.3 (lunghezza media delle linee nei dipoli)

0.8 (cavo di discesa)

4.1 (restante parte, misurata, vedi pag. 10)

7.2

Come risulta evidente dalla presentazione dei dati, si è fatta l'assunzione, peraltro ovvia, che i valori soprariportati siano uguali per ogni canale all'interno dello stesso ramo.

Per quanto riguarda la determinazione del ritardo introdotto dalle linee a 30 MHz, cioè della parte che in ogni canale va dal ricevitore all'ingresso del correlatore, si è proceduto nel modo seguente: la parte finale, cioè quella dalle catene a MF fino ai correlatori, è stata realizzata con cavi tutti della stessa lunghezza; a questo risultato si è pervenuti misurando e poi compensando col metodo descritto precedentemente le eventuali differenze costruttive. La parte precedente invece, costituita prevalentemente dalle linee sotteranee, è stata misurata utilizzando in modo non standard l'apparecchiatura delle prove A e B. Precisamente si è sostituito al generatore R.F. delle prove un generatore a RF esterno, avendo così la possibilità di fare diverse serie di misure a frequenze diverse. Misurata così la lunghezza delle linee di prova con il sistema di apparecchiature della prova A e la lunghezza elettrica delle linee di prova più le linee a 30 MHz con la prova B, si è dedotta per differenza la lunghezza delle linee a 30 MHz, che vengono riportate nella seguente tabella (l'unità è, come al solito, $\lambda = 33.3$ nanosecondi).

1E	25.4	1N 23.4	1S 21.4
2E	39.3	2N 35.8	2S 33.6
3E	53.8	3N 47.8	3S 45.9
4E	68.1	4N 60.2	4S 57.6
5E	82.6		
6E	96.6		

Le misure furono fatte nell'ottobre del 1975.

L'errore medio dedotto dalla dispersione delle fasi misurate in funzione della frequenza è circa 0.5λ . Sommando in ogni canale la lunghezza così dedotta a quella a 408 MHz, che come abbiamo visto per i canali del ramo E-W è 11.0λ e per i canali del ramo N-S è 7.2λ , si è giunti quindi a una prima valutazione dei ritardi $L_{N-S}(k)$ e $L_{E-W}(j)$; di conseguenza applicando la (9) si sono determinate le differenze $R_{N-S}(k) - R_{E-W}(j)$. Il problema successivo è stato quello di dedurre da tale differenza il ritardo fisso da compensare per ciascun canale. Poichè ogni ritardo corrisponde ad un inserimento di cavi e quindi deve essere sempre positivo, bisogna individuare il canale che introduce il ritardo più grande. Questo canale è il 6E, per cui si è deciso di porre $R_{E-W}(6) = 0$. Di conseguenza si sono dedotti tutti i ritardi N-S e da questi ultimi i rimanenti ritardi E-W. Per lasciare una certa elasticità alla configurazione anche i ritardi fissi, come i ritardi variabili, sono costituiti in parte da unità di ritardo multiple di λ secondo potenze di 2, inseribili manualmente con interruttori. In questo modo è possibile operare correzioni fini al ritardo, seguendo il procedimento che vedremo, senza dovere costruire materialmente degli altri spezzoni di linee.

RITARDI FISSI: CORREZIONI FINI DA MISURE INTERFEROMETRICHE

L'ultimo step di approssimazione alla determinazione definitiva delle quantità di ritardo fisso da inserire nelle linee dei canali, consiste, come già anticipato nella introduzione, nel dedurre tali quantità da misure interferometriche su radiosorgenti usate normalmente come calibratori. Il procedimento usato si articola essenzialmente in due passi: anzitutto si determina la migliore correzione di ritardo per ogni interferometro, eseguendo varie misure dell'ampiezza della risposta interferometrica ad una stessa radiosorgente con diverse configurazioni di ritardo e applicando un procedimento di best-fit ai risultati; il secondo passo consiste invece nel dedurre la correzione da apportare per ciascun canale dalle correzioni precedentemente determinate per ciascun interferometro; anche in questo caso si è usato un procedimento di best-fit che da 48 dati iniziali ha portato alla determinazione di 14 risultati (di cui 13 indipendenti, in quanto il ritardo di un canale può essere sempre fissato arbitrariamente).

Le registrazioni furono fatte puntando circa 7 ÷ 8 noti calibratori, ciascuno in tre o quattro configurazioni differenti di ritardo, cioè in quella correttamente calcolata in corrispondenza della declinazione del calibratore e in quelle ottenute aggiungendo e togliendo alla precedente 3 o 5λ. Quest'ultima operazione in pratica era eseguita utilizzando le apparecchiature dei ritardi variabili e provvedendo all'inserzione o meno dei diversi blocchi di ritardo con interruttori manuali che sostituivano la scheda generale di comando (in questo caso inadeguata perché già predisposta a configurazioni fisse in funzione della declinazione). I dati così ottenuti venivano trattati dal programma "Astro" con perforazione dei risultati su banda di carta. La descrizione dettagliata di tale programma apparirà su un prossimo rapporto di questa serie. Quello che interessa sapere qui è che fra i dati misurati dal programma Astro si ritrovano anche le ampiezze delle risposte dei 48 interferometri. Il programma successivo, che è stato chiamato "Delay" (e che lavorava sempre off-line sul calcolatore Selenia), legge i suddetti risultati dell'Astro con aggiunte alcune informazioni fornite da teletype. L'input complessivo del programma è riassunto dalla seguente tabella:

Richiesta del calcolatore da teletype: SITUAZIONE GENERALE

Dati letti da teletype:

1° riga: NTOT = numero di sorgenti osservate

Successive righe { NPPS(k) = numero di osservazioni

per ogni sorgente { IG (k) = gradi della declinazione

k = 1, 2 ... NTOT { IP (k) = decimi di primi della declinazione

Richiesta del calcolatore da teletype: NUOVO FILE

(Per ogni registrazione)

Dati letti da teletype:

NSOR = indice della sorgente

NPEZ = indice dell'osservazione per quella sorgente

RIT = ritardo aggiunto (con il suo segno) a quello standard.

Dati letti da fotolettore di banda:

Ampiezze dei 48 interferometri

Il calcolatore dopo avere letto il nastro delle ampiezze relative ad una certa registrazione, continua a richiedere "NUOVO FILE" finché la risposta da teletype non è "0".

Terminato questo processo di accumulo di informazioni il calcolatore si ritrova in memoria, per ogni radiosorgente osservata e per ognuno dei 48 interferometri, l'andamento per punti della risposta del radiotelescopio in funzione del ritardo. A questo punto normalizzando i dati misurati al flusso di ogni sorgente e potendo così mettere insieme i dati relativi alle diverse sorgenti, il programma esegue, per ogni interferometro, un'operazione di best-fit su tali dati con la funzione tipo $\sin x/x$ che appare sulla (1) il parametro da determinare è il punto di massimo di detta funzione che, cambiato di segno, non è altro che la correzione di ritardo da apportare all'interferometro. Il procedimento viene applicato due volte: il ritardo determinato la prima volta viene usato per dare una leggera correzione al flusso di ogni radiosorgente (che la prima volta veniva assunto uguale a quello misurato nel punto di ritardo nominale zero); e il nuovo flusso serve a sua volta ad una seconda e più accurata determinazione del ritardo. A questo punto resta il problema di determinare la correzione di ritardo da apportare a ciascun canale, essendo note quelle di ciascun interferometro. Il procedimento usato è il seguente: detto $R_I(j,k)$, $J = 1 \dots 6$ e $k = 1 \dots 8$ il ritardo trovato per ogni inter-

ferometro I identificato dalla coppia di indici j, k (j per i canali E-W e k per i canali N-S) e detti $R_{E-W}(j)$ e $R_{N-S}(k)$ i ritardi incogniti per ogni canale, deve valere, a parte gli errori, la relazione:

$$R_I(j,k) \approx R_{N-S}(k) - R_{E-W}(j)$$

Applichiamo allora il metodo dei "minimi quadrati", minimizzando la funzione di j e k:

$$\sum_{I=1}^{48} [R_{N-S}(k) - R_{E-W}(j) - R_I(j,k)]^2$$

si ottengono, dopo semplici passaggi, le 14 equazioni

$$\begin{cases} 6 \times R_{N-S}(k) - \sum_{j=1}^6 R_{E-W}(j) = \sum_{j=1}^6 R_I(j,k) & K = 1 \dots 8 \\ \sum_{k=1}^8 R_{N-S}(k) - 8 R_{E-W}(j) = \sum_{k=1}^8 R_{N-S}(k) & J = 1 \dots 6 \end{cases}$$

Come si può vedere facilmente il sistema è indeterminato a meno di una costante aggiuntiva. Questo corrisponde fisicamente al fatto che si può sempre fissare arbitrariamente il ritardo di un canale. Fissato allora un valore qualunque $R_{E-W}(6)$, si ottiene la soluzione:

$$\begin{cases} R_{E-W}(j) = \frac{1}{8} \sum_{k=1}^8 R_I(6,k) - \frac{1}{8} \sum_{k=1}^8 R_I(j,k) \\ R_{N-S}(k) = \frac{1}{6} \sum_{j=1}^6 R_I(j,k) + \frac{1}{6} \sum_{j=1}^6 R_{E-W}(j) \end{cases}$$

Il programma "Delay" stampa i ritardi calcolati per ogni interferometro, le correzioni fini di flusso per ogni radiosorgente, e ancora la serie dei 48 ritardi determinati a partire dai nuovi flussi. Infine il programma stampa le correzioni di ritardo per ogni canale N-S (prima riga) e per ogni canale E-W. La correzione per il canale 6E viene sempre fissata uguale a zero.

CONCLUSIONI

In linea puramente teorica sarebbe sufficiente eseguire la procedura di compensazione dei ritardi "una tantum", cioè al momento dell'installazione. Tuttavia, sia perchè durante la vita dello strumento alcune parti vengono spesso sostituite con altre non assolutamente identiche; sia perchè una sola serie di misure può essere "biasata" da fattori esterni non controllabili (per esempio disturbi nelle registrazioni); sia e soprattutto perchè la tecnica ad "inseguimento di frangia" [1] causa a sua volta l'inserimento periodico di una unità di λ aggiuntiva e questo richiede a maggior ragione che il ritardo di partenza sia piccolo, cosicchè la risposta del radiotelescopio percorra la parte piatta della $\sin x/x$ e quindi non subisca modulazione apprezzabile durante l'inseguimento, si consiglia di ripetere la procedure di correzione più volte, per esempio una volta ogni anno o due.

Complessivamente il lavoro dura 3 o 4 giorni. In passato è stato fatto una prima volta, nell'estate del '76, ottenendo correzioni finali anche di 2 unità di λ in alcuni canali e una seconda volta nell'autunno del '77 in seguito al cambiamento dei ricevitori (e quindi ad un eventuale variazione di ritardo dovuta ad una possibile rotazione della fase di 180°); in quel caso solo 5 canali furono corretti e comunque per non più di 1λ ; ciò a riprova della ripetibilità dei risultati ottenibili con questo metodo.

BIBLIOGRAPHIA

- [1] Ficarra, A. et al.: 1976, Alta Frequenza, Vol. XLV n. 9, 526.
- [2] Ambrosini, R. et al.: 1976, Rapporto Interno, n. 16.
- [3] Ficarra, A. et al.: 1977, Giornale di Astronomia, Vol. III, n. 3, 115.