

IL RICEVITORE DEL RADIOTELESCOPIO ITALIANO A CROCE

G. GELATO - C. ROSATELLI - G. SINIGAGLIA (*)

Dopo una premessa sulle ragioni che hanno determinato la particolare concezione del grande radiotelescopio a croce, vengono descritti i criteri costruttivi e funzionali dell'impianto elettronico ricevente, comprendente le sezioni convertitrici e amplificatrici, gli organi di regolazione e di misura, i dispositivi di elaborazione dei dati ed i servizi (alimentazione, termostati, ecc.). Vengono infine precisati lo stato di avanzamento e le previsioni per lo sviluppo futuro.

PREMESSA.

Scopo del presente articolo è la descrizione funzionale e, in parte, costruttiva dell'impianto ricevente in corso di allestimento per il grande radiotelescopio a croce italiano, destinato a lavorare sulla frequenza di 408 MHz.

Riteniamo però opportuno premettere alcune considerazioni sulle ragioni che hanno portato all'adozione per il nostro progetto della struttura a « Croce di Mills », con le modifiche rese necessarie dalle maggiori dimensioni e dalla più elevata frequenza di funzionamento rispetto al radiotelescopio a croce costruito da Mills e dai suoi collaboratori in Australia (Proc. I.R.E. 46, 67, 1958).

Come è noto, ad una determinata frequenza, il potere separatore di un'antenna aumenta col crescere della distanza massima tra due radiatori elementari: la sensibilità invece cresce proporzionalmente alla superficie. Nelle ricerche di radioastronomia occorrono in genere antenne con diagramma di radiazione « a pennello », cioè con elevato potere separatore in due piani perpendicolari.

L'esempio più comune di antenna con diagramma a pennello è quello dell'antenna parabolica. Per questo tipo di antenna, la massima distanza tra due elementi radianti è il diametro del paraboloide e la superficie equivalente è proporzionale al quadrato del diametro. Il costo di un paraboloide cresce invece col cubo, e forse più, del diametro. È chiaro da ciò che la forma a paraboloide di rotazione è conveniente solo per diametri modesti (10-20 m) o medi (25-75 m), mentre porta a sensibilità inutilmente elevate e a costi proibitivi se si vuole aumentare oltre certi limiti il potere separatore. Analoghe considerazioni valgono per la maggioranza delle antenne con diagramma a pennello.

La situazione è alquanto diversa in quelle antenne, cosiddette « di sintesi », in cui il diagramma a pennello è ottenuto combinando tra loro due o più diagrammi a direttività minore, come ad esempio quelli forniti da due allineamenti di dipoli.

Un allineamento di dipoli, infatti, ha un potere separatore proporzionale alla lunghezza (distanza massima tra due elementi). Se la spaziatura fra gli elementi resta costante, anche la superficie equivalente ed il costo sono proporzionali alla lunghezza (numero di elementi). Una simile antenna ha però un potere separatore elevato solo in un piano e il diagramma che si ottiene è un diagramma « a ventaglio ».

È possibile tuttavia ottenere un diagramma a pennello ricorrendo a due allineamenti, tra loro perpendicolari, di dipoli e combinando i segnali ricevuti dai due allineamenti in modo da sfruttare il potere separatore di entrambi.

Ci si svincola così dalla rigida dipendenza tra potere separatore, sensibilità e costo, tipica delle altre antenne a cui si è accennato.

Un esempio di antenna che impiega questo principio si ha nei radiotelescopi a Croce di Mills. La Croce di Mills è costituita da due lunghe e strette cortine di dipoli orizzontali e con polarizzazione concorde, poste perpendicolarmente in modo da formare una croce a bracci uguali. Ciascuna cortina, mediante opportune regolazioni in ampiezza e fase degli accoppiamenti alla linea di trasmissione, presenta un diagramma di radiazione a ventaglio. I segnali corrispondenti ai due diagrammi di radiazione vengono moltiplicati elettronicamente: poiché le componenti di segnale che sono presenti in un solo diagramma risultano incorrelate col segnale dell'altro, alla uscita del moltiplicatore forniscono una tensione mediamente non nulla solo le componenti dei segnali presenti in entrambi i ventagli. Si ottiene così come risultato un diagramma a pennello che è equivalente, come potere separatore, a quello che si otterrebbe da un paraboloide rotondo con un diametro di poco inferiore alla lunghezza di un braccio della croce. La sensibilità equivale grosso modo a quella che si avrebbe con un solo braccio della croce.

Il calcolo del costo di un radiotelescopio a croce è estremamente complesso perché dipende dal tipo di struttura impiegata per le antenne, dai sistemi di puntamento (elettrico o meccanico), dal numero e dal tipo dei ricevitori. Non entreremo perciò nella discussione di questo lato del problema, ma ci limiteremo ad osservare che è possibile ottenere con un radiotelescopio a croce di Mills un potere separatore alcune decine di volte superiore a quello ottenibile, a parità di costo, con un paraboloide. È chiaro che questo vantaggio si ottiene sacrificando altri requisiti: in particolare si ha una grande complicazione del sistema di illuminazione, del sistema elettronico ricevente e dei sistemi di puntamento elettrici (sfasatori) che devono, almeno in parte, sostituire i sistemi di puntamento meccanici di un paraboloide. A causa di ciò, mentre qualsiasi ricevitore a basso rumore e buona stabilità può essere connesso all'illuminatore di un paraboloide, per un radiotelescopio a croce di Mills di elevate prestazioni e concezione moderna è necessario un sistema ricevente assai complesso, come quello che ora descriveremo. Questi sacrifici sono però necessari dato che la ricerca radioastronomica richiede radiotelescopi ad elevato potere separatore per la soluzione di importanti problemi cosmologici.

L'ANTENNA.

Il progetto dell'antenna è già stato descritto (1), per cui ci limiteremo a richiamare ciò che è indispensabile per

(*) G. GELATO - C. ROSATELLI - G. SINIGAGLIA - Laboratorio Nazionale di Radioastronomia - Istituto di Fisica « A. Righi » - CNEN - Bologna.

(1) A. BRACCESI - M. CECCARELLI: *Il Nuovo Cimento X*, 23, 208.

la comprensione del sistema ricevente. Facciamo riferimento allo schema di fig. 1.

L'antenna nella sua forma definitiva, che si prevede pronta entro il 1964, sarà formata da due grandi bracci, Est e Ovest, ciascuno avente forma di cilindro parabolico, lungo circa 600 metri e largo 30 metri, e da due bracci Nord e Sud, costituiti ciascuno da 64 elementi lunghi 45 metri e larghi 8 metri con asse parallelo alla direzione E-W (queste cifre differiscono da quelle del-

diodi a cristallo e da un preamplificatore a frequenza intermedia.

Per quanto si stiano studiando sistemi in grado di fornire una maggiore sensibilità mediante l'uso di amplificatori con diodi parametrici (varactors) o di convertitori con diodi « tunnel »⁽²⁾, si è ritenuto opportuno, sia per ragioni economiche che di disponibilità di tempo, utilizzare in un primo momento mescolatori di tipo classico, con diodi a cristallo di silicio. Le pre-

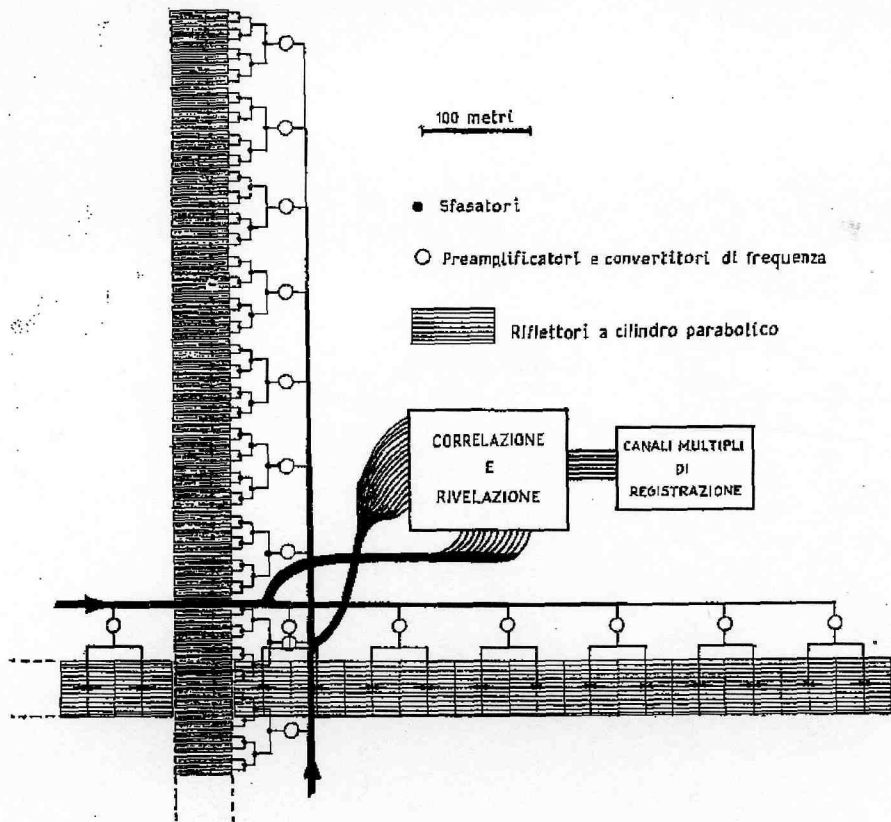


Fig. 1. — Vista in pianta di un quadrante dell'antenna e schema del sistema di ricezione.

l'articolo citato, per sopravvenute modifiche al progetto iniziale). Le principali caratteristiche, comuni agli elementi dei bracci Nord e Sud ed ai bracci Est e Ovest, saranno le seguenti:

- a) Illuminazione graduale ed equifase per mezzo di un adeguato numero di dipoli a mezz'onda muniti di riflettore ad angolo, con polarizzazione orizzontale E-W.
- b) Linea focale esterna all'apertura utile del cilindro parabolico.

c) Superficie riflettente costituita da fili di acciaio inossidabile da 0.5 mm, spazati di 20 mm.

d) Possibilità di orientamento meccanico intorno ad un asse E-W. I bracci E e W saranno divisi in 12 sezioni di circa 100 m di lunghezza, ed i 128 elementi dei bracci Nord e Sud saranno raggruppati in 16 gruppi di 8 elementi. Ad ogni sezione E e W, e ad ogni gruppo N e S, corrisponderà una sezione alta frequenza del ricevitore.

IL RICEVITORE.

Le sezioni alta frequenza.

Ognuna delle 28 sezioni alta frequenza del sistema ricevente sarà costituita, per ora, da un convertitore a

stazioni sono soddisfacenti dato che in montaggio bilanciato, con grado di soppressione della banda inferiore (immagine) maggiore di 30 dB e con disaccoppiamento dell'oscillatore locale per mezzo di anello ibrido, è stato ottenuto un fattore di rumore totale inferiore a 5 dB. Questo risultato deriva da una analisi sufficientemente approfondita del comportamento del circuito equivalente del mescolatore nei riguardi della impedenza di chiusura a frequenza immagine e alle armoniche del segnale. Si sono in tal modo determinati, in funzione della corrente nei cristalli e della potenza di oscillatore locale, i valori della impedenza a frequenza di segnale e a frequenza intermedia che danno un minimo per la perdita di conversione. Effettuando così l'adattamento del circuito alle varie frequenze in modo da impedire dissipazioni inutili della potenza del segnale, è possibile realizzare con l'impiego di diodi nN_2xF una perdita di conversione di poco superiore a 3 dB. Dato che la temperatura di rumore, proporzionale alla corrente che scorre attraverso, è per questo tipo di diodi sensibilmente vicina a quella di una resistenza, risulta possibile, con un miglioramento futuro del fattore di rumore del preamplificatore a frequenza intermedia rispet-

⁽²⁾ Stato di avanzamento del radiotelescopio a croce italiano - C. ROSATELLI, Atti Congresso SIF, Bologna, settembre 1962.

to al valore attuale di 1,5 dB, scendere ad un fattore di rumore totale del ricevitore dell'ordine di 4 dB. Va detto ancora che la condizione scelta di polarizzazione ha portato ad una notevole insensibilità del convertitore rispetto alle variazioni del livello di oscillatore locale.

È stato anche realizzato, oltre al convertitore bilanciato, un convertitore ad un solo diodo, con fattore di rumore pressochè uguale. Esso richiede peraltro una maggiore potenza di oscillatore locale, ciò che costituirebbe un sensibile aggravio nel caso venisse adottato per le sezioni alta frequenza, dato che il segnale di oscillatore locale dovrà giungere alle 28 sezioni riceventi attraverso cavi sotterranei lunghi circa 700 m, e con attenuazione prevista di circa 30 dB. Per di più il convertitore singolo anche se risulta più che soddisfacente, presenta rispetto al convertitore bilanciato una maggiore dipendenza del guadagno e della temperatura di rumore dal valore della impedenza di ingresso.

Il convertitore pilota, tramite trasformatore, un preamplificatore a frequenza intermedia avente un fattore di rumore di 1,5 ÷ 1,7 dB. Esso, (come del resto tutto il ricevitore, salvo l'oscillatore locale) usa soltanto transistori. Tre transistori di tipo AF 102 forniscono un guadagno di circa 38 dB con banda di 7 MHz centrata a 30 MHz e ottima stabilità. Con un consumo di soli 3 mA è possibile l'alimentazione centralizzata dei 28 preamplificatori con tensione stabilizzata entro 1 mV.

Nei riguardi della stabilità di questa sezione del ricevitore è da osservare che il fattore esterno di gran lunga più importante per la sua influenza sulla stabilità è la temperatura. Infatti nella località in cui verrà installato il ricevitore sono frequenti in estate escursioni termiche diurne di 20 °C. L'escursione termica annuale raggiunge normalmente i 50 °C.

Abbiamo perciò ritenuto indispensabile, data l'alta stabilità necessaria per gli studi radio-astronomici, porre le parti più delicate del sistema ricevente al riparo dalle variazioni di temperatura. Tutti gli elementi del sistema ricevente che verranno descritti nel seguito saranno raccolti in una sala con aria condizionata. Sa-

media (fig. 2). Il riscaldatore del fornello è alimentato da un circuito a transistori funzionante ad impulsi la cui durata dipende dalla temperatura interna del for-

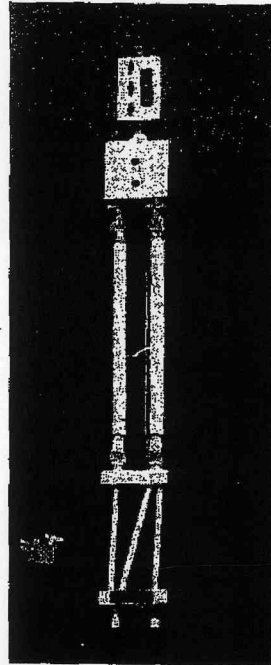


Fig. 2. — Particolare della sezione alta frequenza; mescolatore e preamplificatore estratti dal termostato.

netto. Si ottiene così una soddisfacente stabilità senza l'inconveniente della pendolazione proprio dei termostati a bimetallo, e senza impiegare componenti costosi quali i rettificatori controllati.

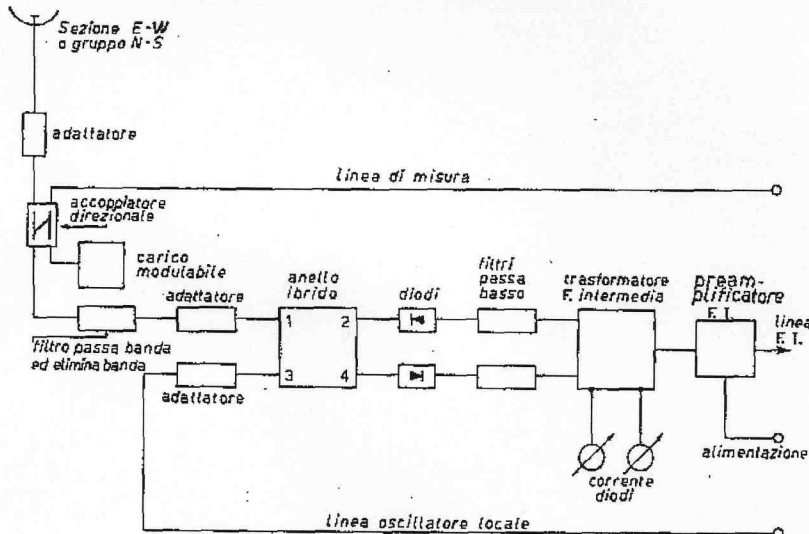


Fig. 3. — Schema a blocchi di una sezione alta frequenza.

rebbe stato però eccessivamente costoso prevedere 28 piccoli impianti di condizionamento per le sezioni alta frequenza. Questo problema è stato risolto costruendo altrettanti fornelli termostatici, che verranno regolati a circa 45 °C, cioè alla più alta temperatura prevedibile. In ogni fornello troveranno posto un mescolatore bilanciato e il relativo preamplificatore a frequenza inter-

Ogni sezione alta frequenza comprende anche due elementi ausiliari, che servono per la misura del guadagno e della fase relativa di ogni sezione: un accoppiatore direzionale ed un carico resistivo modulabile. Di questi elementi tratteremo nel seguito.

In figura 3 è lo schema a blocchi di una sezione alta frequenza.

AMPLIFICATORI DI CENTRALE E ORGANI DI REGOLAZIONE.

I segnali a frequenza intermedia giungono alla centrale tramite cavi coassiali. Questi cavi, come pure quelli che portano il segnale dall'oscillatore locale ai convertitori e i cavi di misura, sono di tipo speciale, realizzato appositamente per il radiotelescopio dalla Società Pirelli. Si tratta di cavi isolati in polietilene pieno del diametro piuttosto eccezionale di 23 mm, nei quali il conduttore esterno è formato da piattine di rame avvolte ad elica. Si ha così una grande robustezza ed una discreta flessibilità, con attenuazioni inferiori a quelle ottenibili dai cavi con calza di rame. I cavi saranno interrati a circa 1,50 m di profondità, per sottrarli alle variazioni termiche diurne, che potrebbero alterare le delicate relazioni di fase e di ampiezza tra i 28 canali riceventi.

I segnali a frequenza intermedia saranno applicati in centrale a linee di ritardo di lunghezza tale da equalizzare i percorsi dei 28 canali riceventi. Tali linee di ritardo potranno essere costituite da normale cavo coassiale o da cavo speciale a forte ritardo, se l'uso di quest'ultimo risulterà conveniente dopo adeguate prove. La necessità del ritardo risulta dalle seguenti considerazioni. Quando l'antenna è puntata allo zenit tutti i segnali devono avere eguale fase per tutte le frequenze comprese nella banda di ricezione (407 ÷ 409 MHz). Per ottenere un puntamento non zenitale si deve fare in modo che la fase dei segnali provenienti dai gruppi N-S dell'antenna vari linearmente per tutte le frequenze anzidette.

Ciò equivale a dire che i percorsi complessivi, dal fronte dell'onda in arrivo sino ai « sommatore » e « moltiplicatori » (vedi oltre), devono essere pressoché uguali. Per soddisfare la condizione di uguaglianza dei ritardi di fase sono necessari ritardi fissi, di valore complementare alle lunghezze dei cavi a frequenza intermedia. Per ottenere il graduale sfasamento, oltre ad opportuni sfasatori che assicurino una regolazione fine delle fasi al centro della banda, sono necessari ritardi variabili con l'angolo di puntamento, tali da compensare il diverso percorso « in aria » delle onde che raggiungono l'antenna in direzione non zenitale (fig. 4).

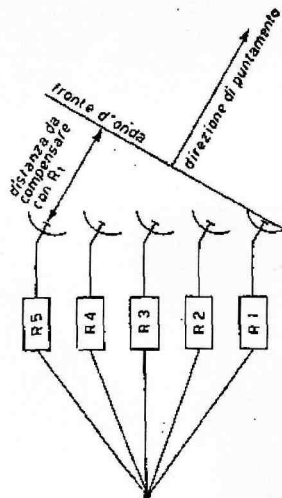


Fig. 4. — Illustrazione del funzionamento dei ritardi variabili: $R_1 > R_2 > R_3 > R_4$; $R_5 = 0$.

Dopo aver attraversato i cavi sotterranei e quelli di ritardo, i segnali a frequenza intermedia risulteranno notevolmente attenuati: sarà quindi opportuno amplificarli con postamplificatori a basso rumore. Questi sono molto simili ai preamplificatori: usano due AF 102,

hanno 25 dB di guadagno e 1,6 ÷ 1,8 dB di cifra di rumore. La banda passante è di 9 MHz. La banda passante dell'intero sistema è di 2 MHz: semplici considerazioni sul fattore di rumore di amplificatori in cascata mostrano che il fattore di rumore totale aumenta se la banda passante dell'ultimo amplificatore comprende frequenze al di fuori della banda degli amplificatori precedenti. Poiché è molto difficile garantire che il preamplificatore, il postamplificatore e l'amplificatore a F.I. abbiano esattamente la stessa banda passante, si è preferito mantenere la banda dei primi due più larga del necessario, con un margine abbondante per garantire la linearità e la stabilità di fase nella banda 29 ÷ 31 MHz.

La funzione filtrante atta a portare la larghezza di banda entro i limiti previsti di 2 MHz è affidata ai circuiti degli amplificatori. Questi impiegano 4 transistori al silicio 2N 708, hanno guadagno di 40 dB e fattore di rumore di circa 12 dB, ciò che non disturba dato che ricevono un segnale a livello abbastanza elevato. La stabilità di fase è stata sperimentata in laboratorio e trovata ottima. Nel caso tuttavia si dovesse verificare qualche variazione di fase agli estremi della banda passante, si pensa di poter eliminare l'inconveniente mediante filtri passivi con banda passante leggermente inferiore disposti in punti opportuni del sistema « multifascio ».

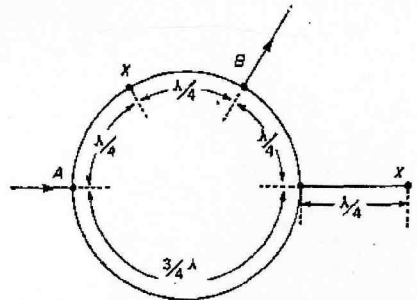


Fig. 5. — Sfasatore ad anello ibrido: per $X = 0$ il percorso AB equivale a λ ; per $X = \infty$ equivale a $\lambda/2$.

Il segnale che esce dagli amplificatori suddetti è applicato ad uno sfasatore, in grado di regolare la fase dei segnali con risoluzione di circa mezzo grado. Ciò è ottenuto con mezzi estremamente economici sfruttando una proprietà degli anelli ibridi: se un anello ibrido ha due uscite caricate su due reattanze uguali, una collegata direttamente e l'altra tramite una linea lunga $\lambda/4$, il segnale applicato ad un ingresso appare all'altro ingresso, senza attenuazione e senza trasformazione di impedenza, con fase dipendente dal valore delle due reattanze di chiusura. Lo sfasamento introdotto dall'anello ibrido rappresentato in fig. 5 è, al limite,

$$\varphi = 0 \quad \text{per } X = 0$$

$$\varphi = 180^\circ \quad \text{per } X = \infty$$

Come è noto, la linea che forma l'anello deve avere impedenza caratteristica $\sqrt{2}$ volte maggiore dell'impedenza delle linee di entrata e di uscita.

Nel nostro caso le due reattanze sono costituite da sezioni uguali di un condensatore con capacità variabile tra 15 e 200 pF. Si ottiene una variazione graduale della fase di circa 120° con variazioni dell'attenuazione inferiori a 0,2 dB per una larghezza di banda di 2 MHz. Poiché però è necessario poter variare la fase dei singoli canali di almeno 360 gradi, oltre allo sfasatore graduale vi sono due tratti di cavo lunghi $\lambda/2$ e $\lambda/4$, inseribili e disinseribili mediante due doppi deviatori.

Dallo sfasatore il segnale passa ad un attenuatore variabile, formato da sei celle a π con attenuazioni cre-

scenti in sequenza binaria, da 1/2 a 16 dB. Si possono perciò ottenere attenuazioni da zero a 31,5 dB con risoluzione di 0,5 dB. Una risoluzione ancora maggiore (circa 0,05 dB) si ottiene variando il guadagno di un successivo amplificatore, entro limiti di $\pm 0,5$ dB. Si osservi che le regolazioni del guadagno e della fase non sono del tutto indipendenti (si ha qualche grado di variazione di fase variando il guadagno, e qualche decimo di decibel di variazione di guadagno variando le fasi). Si dovranno perciò effettuare alcune regolazioni successive, ma in numero molto limitato perchè la convergenza risulta molto rapida.

L'attenuatore ha un duplice scopo:

1) - Compensare piccole differenze di guadagno dei diversi amplificatori.

2) - Effettuare l'illuminazione (equivalente) graduale dell'antenna necessaria per ridurre i lobi secondari.

Gli attenuatori, come pure i ritardi e gli sfasatori, dovranno essere regolati secondo tabelle accuratamente calcolate per i vari puntamenti del fascio dell'antenna. L'effettivo ottenimento dei guadagni, delle fasi e dei ritardi verrà controllato durante la manovra mediante un sistema di misura che descriveremo brevemente nel seguito.

Dall'attenuatore il segnale passa ad un ulteriore amplificatore avente sei uscite equivalenti come impedenza, fase e ampiezza. Esso ha un guadagno di circa 15 dB (per ogni uscita) regolabile di $\pm 0,5$ dB, come già detto. Data la sua funzione abbiamo denominato questo amplificatore « distributore ». Esso serve a fornire una uscita al sistema di misura delle fasi e dei guadagni e cinque uscite al complesso di elaborazione analogica dei dati, denominato « multifascio ».

IL « MULTIFASCIO ».

Abbiamo così denominato brevemente quella sezione, assai complessa, del sistema ricevente, che provvederà a trasformare le informazioni provenienti dai 28 canali riceventi in 15 ÷ 25 informazioni relative ad altrettanti fasci indipendenti. Un sistema simile è stato costruito in Francia da E. J. Blum e si basa sulla possibilità di combinare le informazioni dei ricevitori singoli con sfasamenti opportuni in modo da ottenere, anziché un solo fascio sintetico come nella originaria croce di Mills, un gran numero di fasci indipendenti.

Si può considerare questo sistema come un dispositivo di calcolo analogico, in cui i segnali da elaborare sono quelli stessi che si ricavano dai ricevitori, senza trasformazioni o manipolazioni intermedie. In alternativa a questo metodo sarebbe possibile effettuare una più semplice elaborazione analogica, per esempio una correlazione tra i segnali di coppie di ricevitori, e completare l'elaborazione con metodi numerici, ad esempio mediante un calcolatore opportunamente programmato.

Questo sistema è previsto per la croce del Benelux, ed è utilizzato in forma ancora più radicale dall'osservatorio di Cambridge; con questo metodo il fascio sintetico viene ridotto ad una pura astrazione matematica. Si può obiettare che ciò non importa purchè i risultati siano equivalenti: ma ciò è vero solo in assenza di errori e di guasti. Poichè le apparecchiature elettroniche non sono perfette, riteniamo sia preferibile ricercare i guasti e i difetti in una apparecchiatura i cui risultati sono accessibili all'intuizione, anzichè in un sistema che può essere compreso solo da un cervello elettronico!

Riteniamo il metodo da noi scelto sia perciò migliore, malgrado la sua complessità di impianto, sia per ragioni di costo di esercizio, sia perchè permette di seguire « fisicamente » il segnale sino ad uno stadio più avanzato dell'elaborazione. Si può cioè ottenere veramente, da un correlatore che effettua il prodotto tra la somma dei segnali N-S e la somma dei segnali E-W, lo stesso

segnale che si otterrebbe con un grande paraboloide e un solo ricevitore.

In definitiva il sistema multifascio consiste in 28 distributori, in un grande numero di sfasatori fissi, cioè in cavi di lunghezza accuratamente calcolata e misurata, in un certo numero di sommatore (8 per ottenere 15 fasci, 10 per 25 fasci), in altrettanti distributori analoghi ai precedenti, e in un numero di moltiplicatori (correlatori) uguale al numero dei fasci desiderati.

Potrà essere necessario aggiungere un piccolo numero (3 oppure 5) di filtri passivi e di sfasatori regolabili per correggere errori di correlazione dovuti agli amplificatori ed alle particolari caratteristiche delle antenne.

I sommatore saranno semplicemente reti resistive, con 12 ingressi (16 per i ricevitori N-S) ed una uscita, a impedenza costante di 50 Ω .

I correlatori saranno simili al tipo illustrato già su questa Rivista (3), formato da un anello ibrido di cavo, caricato da due diodi bilanciati lavoranti nella regione quadratica della loro caratteristica.

ULTERIORE ELABORAZIONE DEI DATI.

I segnali uscenti dai correlatori subiranno una ulteriore elaborazione analogica, costituita da una integrazione con costante di tempo di circa due secondi, preceduta da una limitazione di ampiezza atta a ridurre eventuali disturbi impulsivi.

Non è ancora stata definita questa parte del progetto che costituirà l'ultima fase di avanzamento, non essendo indispensabile per il funzionamento del radiotelescopio.

Pure non interamente definito è il progetto del registratore che dovrà raccogliere i dati al termine dell'elaborazione analogica e dopo la codificazione numerica dei dati. In linea di massima si pensa di utilizzare un campionatore (scanner) capace di effettuare almeno una campionatura al secondo per ogni canale, un trasformatore analogico-numerico, una memoria intermedia e un registratore magnetico. Sono allo studio diversi progetti, aventi uguale impostazione di massima, ma con differenti soluzioni tecnologiche. In ogni caso alcuni registratori a penna ausiliari forniranno la registrazione analogica di alcuni canali, per l'esame preliminare dei risultati.

SISTEMA DI MISURA.

La precedente descrizione non sarebbe completa se non si accennasse al sistema di misura delle fasi relative e dei guadagni dei vari canali riceventi. Poichè però questo sistema è assai complesso e la sua costruzione, da poco terminata, non ne ha permesso ancora un collaudo completo ci limiteremo a descriverne brevemente i principi, rimandando per maggiori dettagli ad un eventuale futuro studio particolare che tenga conto della esperienza acquisita in questo campo.

Le principali caratteristiche del sistema ricevente sono:

- Le relazioni di fase tra i segnali delle varie sezioni.
- I ritardi dei segnali nelle varie sezioni.
- Il guadagno delle sezioni riceventi.

Queste grandezze (oltre al fattore di rumore che è importante ma non fondamentale per il funzionamento) potranno essere misurate inviando dalla centrale alle singole sezioni alta frequenza opportuni segnali campione tramite le linee di misura che fanno capo ad accoppiatori direzionali. Questi inietteranno volta a volta i segnali campione nel ricevitore in prova.

Per le misure di fase e di ritardo si useranno segnali sinusoidali prodotti da tre oscillatori ad alta stabilità.

(3) A. BRACCESI - G. SINIGAGLIA, « Alta Frequenza », XXXI, 6, 324.

Questi segnali verranno convertiti e amplificati dalla sezione ricevente in esame e confrontati al ritorno in centrale con un segnale campione convertito localmente.

da un'onda quadra a bassa frequenza. Un rivelatore campione, munito di attenuatore tarato entro 0,1 dB, e un amplificatore selettivo forniranno una precisa indicazione del guadagno, mentre il confronto tra il rumore modulato e il rumore non modulato permetterà di determinare con buona approssimazione il fattore di rumore della sezione in prova.

Un problema a parte è costituito dalla misura delle caratteristiche delle linee di misura. Mentre per l'attenuazione, che si prevede soggetta ad una lenta deriva, si pensa di ricorrere a periodiche misure di rapporti di potenza mediante bolometro, per la misura del tempo

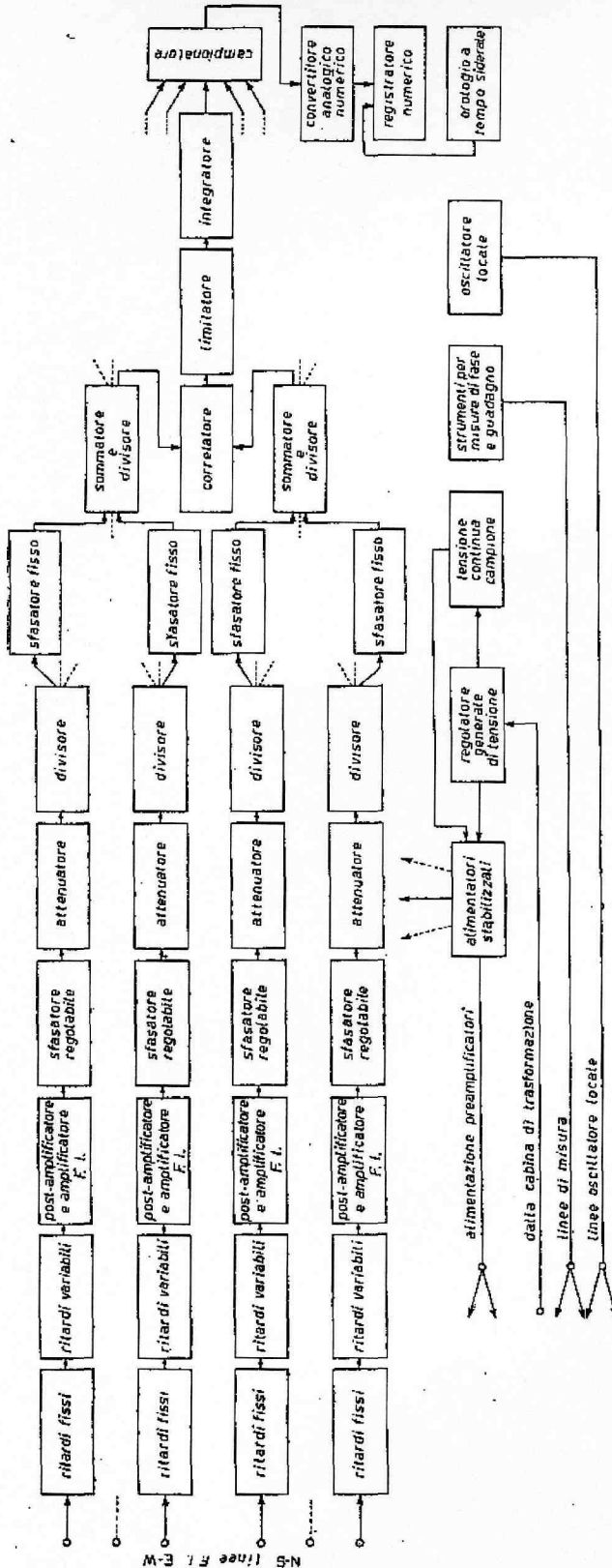


Fig. 6. — Schema a blocchi delle apparecchiature in centrale.

Per le misure di guadagno si userà il rumore bianco prodotto da un diodo saturato, amplificato e modulato

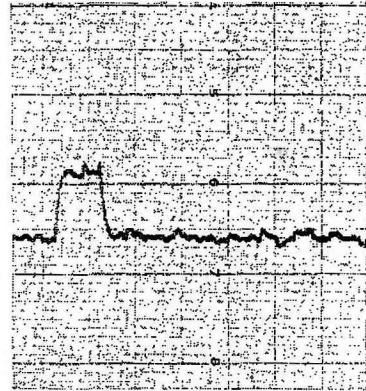


Fig. 7. — Registratione del livello di uscita in funzione del tempo per un ricevitore. Il gradino di taratura corrisponde ad una variazione di 10 °K della temperatura equivalente all'ingresso.

di propagazione si impiegherà un carico modulato da una corrente a bassa frequenza, inviata mediante la stessa linea di misura. L'onda riflessa, essendo modulata, si presta a misure di fase estremamente precise anche dopo l'attenuazione di 30 dB prevista per la linea. Il metodo, usato da G. Swarup (4), è considerato l'unico

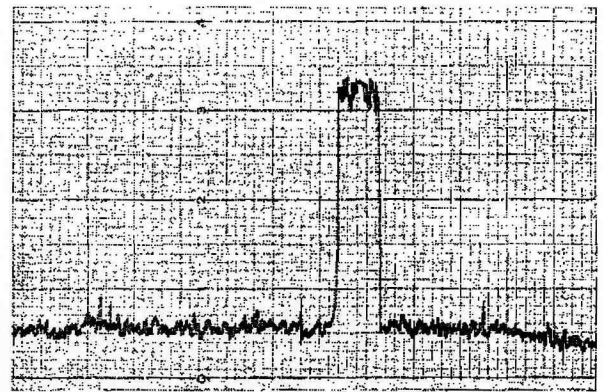


Fig. 8. — Registratione della stabilità relativa di fase di due ricevitori in funzione del tempo. Il livello di taratura corrisponde ad un errore di fase di 1°.

capace di misurare il tempo di propagazione attraverso una linea con l'approssimazione dell'ordine di 10^{-6} . Ciò permetterà di tenere sotto costante controllo il tempo di propagazione delle linee di misura e di apportare le necessarie correzioni in caso di piccole variazioni della loro lunghezza dovute alle variazioni stagionali di temperatura della linea e all'invecchiamento.

(4) IRE Transact. on Ant. and Prop. AP9, 1 (1961).

APPARECCHIATURE CENTRALIZZATE.

Oltre alle apparecchiature descritte vi saranno in centrale l'oscillatore locale e gli alimentatori stabilizzati.

L'oscillatore locale dovrà avere una stabilità di frequenza elevata affinché la regolazione delle fasi sia stabile anche per puntamenti molto lontani dallo zenit. Si ritiene tuttavia facile, con un buon cristallo di quarzo in termostato e un opportuno circuito oscillatore ottenere una stabilità a breve termine di 10^{-6} , largamente sufficiente per questo scopo. La frequenza nominale dell'oscillatore è di 378 MHz, ottenuta con due triplicazioni a partire da 42 MHz. Poiché è necessaria una potenza di 2 mW per sezione, se si tiene in conto che le sezioni saranno 28 e l'attenuazione tra la centrale e ogni sezione sarà di circa 30 dB, la potenza disponibile in centrale dovrà essere dell'ordine di 60 watt. Si pensa di ottenerla da una 4×150 -A, capace di fornire una potenza più che doppia, in modo da avere un largo

singoli circuiti. Tali alimentatori saranno a transistori per gli amplificatori a transistori, e a tubi per gli apparati a tubi (oscillatore locale e alcuni strumenti di misura). Infine uno stabilizzatore ad amplificatore magnetico da 500 watt alimenterà, con stabilità del valore efficace della tensione di 0,1 %, i filamenti di tutti i tubi.

CONCLUSIONE.

Quanto esposto si riassume nella figura 6, che mostra lo schema a blocchi semplificato dell'impianto ricevente in centrale.

Al momento in cui scriviamo sono stati costruiti prototipi di tutte le parti descritte, salvo che del limitatore di disturbi e dell'apparecchiatura di registrazione. Della maggior parte dei componenti delle catene riceventi sono stati costruiti dieci o più esemplari, che vengono sottoposti a prove di stabilità per quanto riguarda le caratteristiche di ampiezza, e di fase (figg. 7 e 8). Si prevede che en-

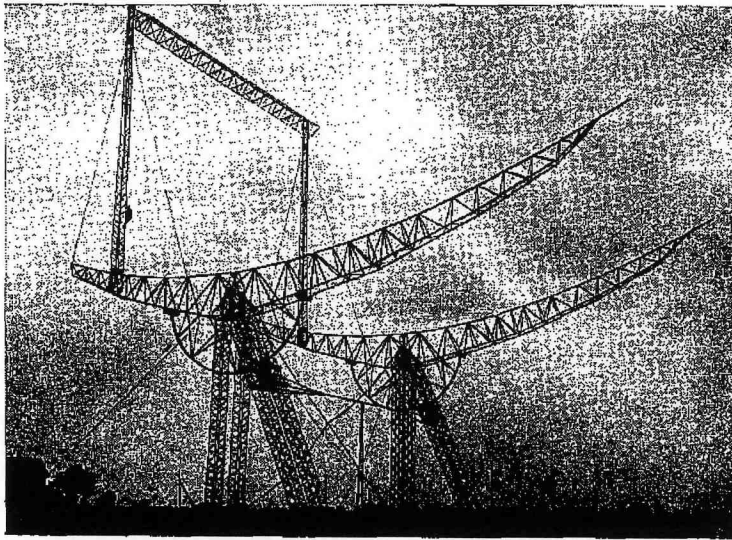


Fig. 9. — Le prime due delle 50 centine del braccio E-W durante la fase di montaggio.

marginale di sicurezza. Per ora è pronto un amplificatore da 20 watt impiegante una $6QEO3/20$, capace di alimentare gli 8 ricevitori, che verranno installati nella fase preliminare di montaggio, e di pilotare in seguito l'amplificatore di maggior potenza.

Va osservato che, pur non essendo necessario che la fase del segnale di oscillatore locale sia uguale nelle diverse sezioni riceventi, è indispensabile che le relazioni di fase restino rigorosamente costanti. Ciò si potrà ottenere usando una distribuzione ramificata del segnale, in modo che il percorso sia quasi uguale per ogni sezione, indipendentemente dalla distanza topografica tra ricevitore e centrale. In tal modo la dilatazione termica e l'invecchiamento dei cavi influiranno sulle fasi solo per quanto compete agli errori che la lunghezza dei diversi cavi verrà ad avere rispetto alla lunghezza nominale.

Il problema della stabilità delle tensioni di alimentazione è stato risolto in modo analogo a quanto fatto per il ricevitore a correlazione (Alta Frequenza, articolo citato). Si impiegherà uno stabilizzatore elettromeccanico per contenere gli sbalzi della tensione di rete entro ± 1 %. Si userà poi un alimentatore stabile allo 0,001 % per fornire una tensione di riferimento e alimentatori stabili allo 0,01 % pilotati da questo per alimentare i

tro la fine dell'anno in corso verranno installate otto sezioni riceventi, oltre alle apparecchiature centralizzate di alimentazione e di misura, in concomitanza con la costruzione del braccio Est (fig. 9) e di alcune sezioni dei bracci Nord e Sud dell'antenna. Alla fine di questa prima fase costruttiva sarà già possibile iniziare le osservazioni radio-astronomiche, con sensibilità e potere separatore ridotti. L'intera antenna e tutte le sezioni riceventi entreranno in funzione entro il 1964, mentre il completamento del sistema multifascio e delle apparecchiature di registrazione è previsto per l'inizio dell'anno successivo. Naturalmente, data la complessità dell'impianto e dei problemi organizzativi connessi ad esso, è difficile prevedere se sarà possibile rispettare tutte le scadenze. Una eventuale successiva fase di sviluppo potrà essere costituita dal miglioramento della sensibilità mediante amplificatori parametrici o convertitori a diodi tunnel, o dall'aumento del numero dei fasci, o infine dall'utilizzazione del radiotelescopio in unione ad altri per costituire interferometri aventi un potere separatore angolare superiore. Solo i risultati delle osservazioni radio-astronomiche potranno indicare quale sia la più feconda di queste direttive di sviluppo.

Manoscritto pervenuto l'11 marzo 1963.