

IL SISTEMA DI COMPENSAZIONE DEI RITARDI NEL RAMO  
N-S DEL RADIOTELESCOPIO "CROCE DEL NORD"

R.Ambrosini, L.Bentivogli, A.Ficarra, A.Gallerani, F.Maga-  
coli, G.Minarelli, F.Perugini, G.Sinigaglia e G.Tomassetti

LRA 16/76

RAPPORTO INTERNO

CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE

LABORATORIO DI RADIOASTRONOMIA

c/o ISTITUTO DI FISICA «A. RIGHI»  
Via Irnerio, 46 - 40126 BOLOGNA (Italy)

## I N D I C E

- 1 - Introduzione
  
- 2 - Specifiche del sistema di ritardo
  
- 3 - Criteri di progetto
  - 3.1 - Moduli amplificati
  - 3.2 - Moduli passivi
  
- 4 - Descrizione della realizzazione
  - 4.1 - Moduli amplificati
  - 4.2 - Moduli passivi
  - 4.3 - Alimentatori
  
- 5 - Modalità di taratura
  
- 6 - Risultati

## 1 - Introduzione

Il Radiotelescopio "Croce del Nord" è un interferometro a T e, per costruzione, risulta uno strumento di transito. L'antenna è costituita infatti da due rami ortogonali fra loro: quello diretto in Est-Ovest è un cilindro parabolico lungo circa m 600x30, mentre il ramo Nord-Sud è costituito da 64 cilindri parabolici di circa m 24x7 separati, in direzione N-S, 10 m l'uno dall'altro e raggruppati, dal punto di vista elettrico, in 8 gruppi di 8 elementi ciascuno.

Il campo di utilizzo di quest'ultimo ramo è limitato in primo luogo fra  $-1^\circ$  e  $+91^\circ$  di declinazione, a causa del ricoprimento geometrico delle superfici di raccolta dei singoli elementi.

D'altra parte l'efficienza del sistema è massima quando il segnale radioastronomico giunge con lo stesso ritardo temporale su tutti gli elementi dell'antenna. Tale condizione, per il ramo N-S, si verifica geometricamente soltanto allo Zenit. Per ogni altra direzione di puntamento (declinazione) il ritardo tra i segnali raccolti da un elemento qualsiasi dell'antenna e quello più vicino alla sorgente è direttamente proporzionale alla distanza tra i due elementi ed al coseno dell'angolo di elevazione della direzione di puntamento.

Risulta pertanto necessario predisporre dei dispositivi elettrici a ritardo variabile, invariante rispetto all'ampiezza ed alla fase del segnale ricevuto, inseribili a comando su ciascuno degli 8 gruppi di antenne.

All'interno di ciascun gruppo è comunque prevista una compensazione di fase mediante sfasatori a dielettrico liquido (kerosene), compensazione che, a rigore, risulta essere monocromatica, valida cioè solo per il centro della banda di ricezione.

La compensazione del ritardo fra gli 8 canali del ramo N-S viene effettuata a frequenza intermedia (30 MHz) mediante l'inserzione di spezzoni di cavo di lunghezza variabile ma prefissata.

Il sistema e i circuiti utilizzati per tale compensazione sono oggetto di questa nota.

## 2 - Specifiche del sistema di ritardo

Le specifiche possono essere così sintetizzate:

1. Per avere una diminuzione minore del 3% nell'ampiezza del segnale corretto, nel centro del fascio di antenna, e con un canale di media frequenza rettangolare largo 2 MHz, l'errore di ritardo deve essere minore di 10 metri. Per una coincidenza fortuita 10 metri sono anche la lunghezza d'onda nel vuoto della nostra media frequenza per cui ci è comodo esprimere il ritardo in unità di  $\lambda$ .
2. Il ritardo massimo necessario per puntare l'antenna a  $\lambda = -3^\circ$  è di 470 m ( $47 \lambda$ ). D'altra parte per avere il minor numero di moduli di ritardo mobili (cioè commutabili) si impone in primo luogo che allo Zenit ciascun canale abbia un ritardo fisso e che i moduli siano potenze di 2 dell'unità fondamentale e cioè  $1\lambda, 2\lambda, 4\lambda, 8\lambda, 16\lambda$  per avere tutte le combinazioni possibili. I ritardi mobili pertanto sono stati così suddivisi negli 8 canali:  $23\lambda, 23\lambda, 15\lambda, 7\lambda, 7\lambda, 15\lambda, 23\lambda, 23\lambda$ . Nella posizione allo Zenit i ritardi mobili sono inseriti a metà su ciascun canale.
3. L'inserimento dei moduli di ritardo mobile deve essere comandabile da un lettore di scheda il che impone una corrente di "comando" dei moduli stessi molto bassa (qualche mA max).
4. Le catene dei ritardi mobili vengono inserite nel canale di ricezione dopo il ricevitore esterno e un preamplificatore a 30 MHz che fornisce un livello di rumore di circa -50 dBm.



5. Da considerazioni di dimensionamento delle tolleranze dello strumento si ritiene accettabile come invarianza di fase del sistema rispetto a qualsiasi configurazione di ritardo un errore massimo di  $\pm 0,5^\circ$  e  $\pm 1\%$  di ampiezza sia a breve che a lungo termine per ogni catena.
6. I circuiti devono avere caratteristiche di alta affidabilità e facile riproducibilità ottenibili, ad esempio, con "cartelle" di circuito stampato. Si è ritenuto anche utile visualizzare le posizioni di ritardo inserite mediante una spia luminosa.
7. Le alimentazioni a bassa tensione degli amplificatori devono essere ad alta stabilità, quella standard per Medicina. Per i diodi di commutazione invece il problema della stabilità della alimentazione non si pone affatto come è facile immaginare.

### 3 - Criteri di progetto

Per ragioni economiche si è scelto come cavo di ritardo quello standard tipo RG58 di 50 ohm di impedenza caratteristica. La sua attenuazione a 30 MHz, misurata sperimentalmente, vale  $7,8 \pm 0,1$  dB/100 m. In tabella 1 sono riportate le attenuazioni per ciascun modulo di ritardo e la differenza di attenuazione agli estremi della banda di utilizzo (29-31 MHz).

I valori numerici che ne risultano hanno determinato la scelta di compensare l'attenuazione introdotta dai moduli a ritardo maggiore ( $8\lambda$  e  $16\lambda$ ) mediante un amplificatore-equalizzatore, mentre per gli altri moduli si accetta una attenuazione fissa pari a quella che si ha con ritardo inserito.

Si distinguono pertanto due tipi diversi di moduli e cioè quelli amplificati ( $8\lambda$  e  $16\lambda$ ) e quelli passivi ( $1\lambda$ ,  $2\lambda$ ,  $4\lambda$ ).

Tabella 1

Attenuazione cavo RG58 (misurata sperimentalmente)	29 MHz	$7,6 \pm 0,1$ dB / 100 metri	
	30 MHz	$7,8 \pm 0,1$ dB / 100 metri	
	31 MHz	$7,9 \pm 0,1$ dB / 100 metri	
		30 MHz	29-31 MHz
Attenuazione moduli di ritardo e pendenza nella banda (calcolata)	$1\lambda$	0,5 dB	0,03 dB
	$2\lambda$	1,0 dB	0,06 dB
	$4\lambda$	2,0 dB	0,12 dB
	$8\lambda$	4,1 dB	0,24 dB
	$16\lambda$	8,2 dB	0,48 dB

### 3.1 - Moduli amplificati

L'amplificatore progettato è del tipo RC, a banda molto larga ( $\pm 20$  MHz a -3 dB che permette di poter regolare con continuità

- A) il guadagno
- B) l'impedenza d'ingresso
- C) l'equalizzazione di frequenza

senza alterare il ritardo intrinseco. Soluzioni diverse da questa, come quelle a circuiti risonanti, sono da evitare in considerazione del fatto che il ritardo non è invariante nei confronti delle predette regolazioni.

Il ritardo e la fase relativi all'amplificatore vero e proprio sono trascurabili. Va inoltre notato che l'utilizzo di un dispositivo attivo a banda larga non introduce necessariamente segnali spuri quando sia sufficientemente schermato.

La stabilità dell'amplificatore è affidata alla qualità dei componenti, alla rigidità meccanica e alla doppia alimentazione stabilizzata standard del Radiotelescopio.

Per effettuare la commutazione fra le posizioni "Passante" e "Ritardo"; che d'ora in poi per brevità indicheremo con P e R, si è scelto un commutatore allo stato solido a diodi PIN.

L'isolamento richiesto è maggiore di 30 dB e la corrente di commutazione di pochi mA per poter essere comandata da un lettore di scheda come già accennato. Si è reso così necessario anche il progetto di un circuito di commutazione ad alto guadagno capace di commutare la corrente che scorre realmente nei diodi (= 100 mA) con una di comando di circa 1 mA.

Al fine di ottenere un sistema invariante in ampiezza e fase, l'impedenza di ingresso di ciascun elemento di ritardo deve essere rigorosamente 50 ohm in entrambe le posizioni P ed R. Questa condizione è particolarmente stringente nella misura in cui si vuole un sistema in cui valga la proprietà additiva delle fasi e moltiplicativa delle ampiezze. In pratica ciò significa che la funzione di trasferimento di un elemento non dipenda da ciò che segue, ovvero dalla particolare posizione P od R dei moduli successivi.

Sono previste pertanto due reti di compensazione RC, una sul percorso R, l'altra sul percorso P ove sperimentalmente sono risultate necessarie. Infine particolare cura è stata prestata alle schermature dei moduli che sono contenuti in scatole di alluminio completamente chiuse, al filtraggio delle alimentazioni ed al corretto collegamento delle masse per evitare sia accoppiamenti indesiderati che la presenza di segnali esterni (questo

problema è particolarmente gravoso a Medicina a causa di una emittente di radio diffusione situata a soli 10 Km di distanza).

### 3.2 - Moduli passivi

Nei moduli passivi il percorso P deve attenuare come quello R ove avviene l'inserzione del cavo di ritardo. Semplici attenuatori a  $\pi$ , a 50 ohm di impedenza caratteristica e ad attenuazione variabile vengono così inseriti in circuito della commutazione elettronica in posizione P.

Va sottolineato che il sistema è molto semplice ma non permette di equalizzare la perdita del cavo nei confronti della frequenza.

Come nel caso dei moduli amplificati, per compensare eventuali disadattamenti di impedenza riportati all'ingresso, sono previste due reti RC di compensazione, una sul ramo R, l'altra all'ingresso e/o all'uscita del modulo di ritardo dove sperimentalmente sono risultate necessarie.

### 4 - Descrizione della realizzazione pratica

Sono stati realizzati due circuiti stampati, uno per gli elementi passivi, l'altro per quelli amplificati.

I moduli sono stati a loro volta montati in scatole standard da rack così accoppiati (1 e 2 $\lambda$ ) - (4 e 8 $\lambda$ ) - (16 $\lambda$ ) e ciò per ragioni di spazio occupato dal cavo di ritardo e dai circuiti stampati.

La disposizione su 5 rack affiancati è stata studiata in modo da razionalizzare la distribuzione dei cavi di collegamento.

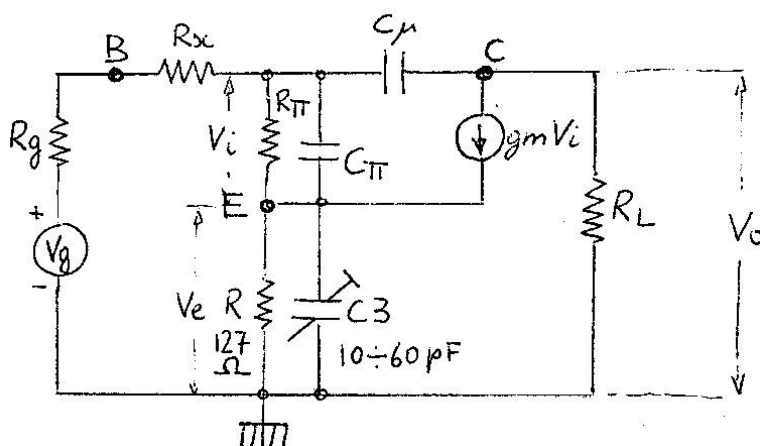


#### 4.1 - Moduli amplificati

L'amplificatore è convenzionale (vedi fig. 1) e utilizza due transistor al silicio tipo 2N918 di facile reperibilità. A causa della forte controreazione il guadagno massimo è di circa 10 dB ed è regolabile mediante P3. Al fine di ottenere una regolazione più fine del guadagno è stato necessario porre in parallelo al potenziometro una resistenza da 33 ohm.

Dal circuito equivalente (hybrid  $\pi$ ) è facile constatare come sia l'impedenza del gruppo Re-C3 a determinare la tensione di uscita  $V_o$  e quindi il guadagno dello stadio.

Poichè  $Z_{\text{parallelo}} = \frac{R}{1 + R\omega C}$ ;  $G \propto \frac{1}{Z_p}$  e quindi a  $\omega$ .



Da ciò deriva che la pendenza della curva di risposta è modificabile a piacere dipendendo unicamente dal valore del semifisso C3. Si noti però che la regolazione di C3 influisce anche sul guadagno in assoluto dello stadio per cui all'atto della regolazione della equalizzazione è necessario agire anche su P3 per ripristinare il guadagno originario.

Le correnti nei due transistor sono state fissate tenendo conto dei livelli di segnale a cui essi lavorano. Così nel primo stadio la corrente vale:

$$\frac{-V_b}{R_1} = - 6 \text{ mA} \quad \text{e nel secondo} \quad \frac{-V_b}{R_2} = - 10 \text{ mA}$$

a queste correnti e con i livelli citati in precedenza (-50 dBm) il circuito è lineare.

Come è stato mostrato in precedenza l'impedenza di ingresso del modulo deve essere rigorosamente uguale a 50 ohm reali. Infatti il segnale, nella posizione P attraversa una linea di trasmissione realizzata mediante una "strip" calcolata per una impedenza caratteristica di 50 ohm. I semifissi P1 e C4 permettono di regolare la compensazione dei disadattamenti di impedenza introdotti dal commutatore e dalla disposizione circuitale.

Nella posizione R invece, la rete P2-C2 permette di realizzare la corretta trasformazione dell'impedenza di ingresso dell'amplificatore "vista" attraverso il commutatore. L'impedenza di uscita dell'amplificatore è fissata dalla resistenza di collettore di T2 ed è molto prossima a 50 ohm.

Le tensioni di alimentazione sia dell'amplificatore che del commutatore sono energicamente filtrate e disaccoppiate con celle passa-basso e condensatori feed-through. I componenti indicato con Z nel circuito elettrico sono impedenze RF di 220  $\mu\text{H}$ .

I diodi PIN del commutatore sono alimentati a due a due in serie per cui nella coppia in conduzione scorre la stessa corrente, modificabile variando la sola resistenza R in fig. 1. L'isolamento di questo tipo di commutatore è risultato superiore ai 60 dB.

Il circuito di commutazione funziona nel modo seguente: quando l'interruttore di comando è aperto T3 è interdetto, quindi il carico è alimentato con una tensione positiva da T4 che conduce in quanto alimentato dalla resistenza di base. Quando l'interruttore è chiuso, T3 è saturo e il carico è alimentato con una tensione negativa da T5 che si trova in conduzione.

#### 4.2 - Moduli passivi

Lo schema è riportato in fig. 2. Il commutatore è diverso da quello precedente: monta infatti diodi al silicio convenzionali (1N914) anzichè diodi PIN. Essi sono alimentati separatamente tramite 4 resistenze di caduta, per cui la corrente che scorre nei diodi non è necessariamente la stessa.

Anche il circuito di commutazione è differente: quando l'interruttore di comando è aperto nel transistor T1 scorre una corrente di circa 10 mA e T2 è saturo in quanto su R cade una tensione maggiore della  $V_{be}$  di T2, mentre T3 risulta interdetto. Tramite il diodo e T2 saturo, il carico viene alimentato da una tensione negativa. D'altra parte quando l'interruttore è chiuso T1 è interdetto assieme a T2, mentre T3 entra in condizione attraverso la resistenza da 3,3 Kohm ed alimenta il carico con una tensione positiva.

#### 4.3 - Alimentatori

L'alimentatore per gli amplificatori contenuti nei moduli 16λ e 8λ è unico e del tipo standard per la stazione di Medicina (vedi fig. 6).

Quello per l'alimentazione dei diodi di commutazione è invece più semplice. L'operazionale confronta attraverso un partitore resistivo la tensione di uscita con quella di uno zener di riferimento. La costante di tempo del filtro di livellamento di questa tensione risulta elevata in quanto la capacità è collegata al centro di un partitore resistivo che da un lato si chiude sulla bassa impedenza interna del generatore e dall'altro su quella, pure molto bassa, dello zener. La resistenza vista in parallelo dalla capacità risulta essere pertanto il parallelo delle due resistenze del partitore e non quella molto più bassa dello zener.

Poichè l'operazionale è alimentato con una unica polarità rispetto a massa, la tensione di uscita è centrata intorno alla metà della tensione di alimenta-

zione che viene fissata dal secondo zener. Segue un circuito Darlington convenzionale. L'alimentatore è protetto contro il cortocircuito mediante fusibili sulle uscite.

#### 5 - Modalità di taratura

La messa in funzione di ogni catena di ritardo si articola in cinque fasi successive, codificate nel modo seguente:

- a) Pretaratura
- b) Regolazione dell'impedenza di ingresso di ogni scatola
- c) Taratura monocromatica
- d) Controllo del ritardo
- e) Taratura "rumore bianco"

a) In questa prima fase si verifica innanzitutto il corretto funzionamento di ciascun elemento di ritardo ed in particolare per quelli amplificati si regola in maniera definitiva l'equalizzazione di guadagno nella banda di utilizzo. Lo schema a blocchi del sistema di misura è riportato in fig. 3.

#### a1) Elementi di ritardo amplificati:

- 1) regolazione della risposta in ampiezza.

Utilizzando il poliscop in posizione HF (in questa prova il cavo lungo non è necessario) e fissata una linea di riferimento in posizione P, dopo aver commutato in posizione R si regolano P3 e C3 per passi successivi, in modo che la curva di risposta in ampiezza dell'amplificatore più cavo di ritardo coincida con la linea di riferimento (le due tracce si sovrappongono esattamente per  $\Delta v = \pm 10$  MHz intorno a  $v_0 = 30$  MHz).



In questa regolazione C3 modifica la pendenza della curva di risposta mentre P3 la trasla parallelamente a se stessa.

ii) Prerogolazione dell'impedenza di ingresso.

Commutato il polyscope in posizione UA e fissata una ampiezza opportuna dell'onda stazionaria (25 dB tipici dell'attenuatore dello strumento) è possibile ridurre l'ondulazione praticamente a zero regolando per passi successivi P1 e C4 in posizione P poi, senza più toccarli, P3 e C3 in posizione R. La taratura finale verrà effettuata nelle reali condizioni di funzionamento con il voltmetro vettoriale.

iii) Equalizzazione.

A questo punto è bene ricontrrollare la risposta in ampiezza ed in particolare la equalizzazione in frequenza in quanto essa è definitiva.

a2) Elementi di ritardo passivi.

Relativamente a questi dispositivi la pretaratura consiste solo nel controllo del commutatore ed una prima regolazione dell'ampiezza. In questi moduli, al contrario di quelli amplificati, va preso come riferimento di ampiezza la posizione R in quanto la regolazione avviene sulla linea passante.

b) L'impedenza di ingresso si misura con il voltmetro vettoriale usato come misuratore di impedenze. Lo schema del sistema di misura è riportato in fig. 4. In primo luogo si determina un riferimento di ampiezza (0 dB) e fase (0°) terminando su di un carico resistivo di 50 ohm il ramo di prova del divisore a T. Quindi si collega al posto del carico resistivo il connettore d'ingresso della scatola in prova ed agendo sui relativi controlli si riporta l'indicazione dei due strumenti nella posizione di riferimento precedente prima in posizione P e poi in quella R (esattamente come durante la pretaratura con il polyscope). Tale regolazione è possibile in maniera

pressocchè perfetta per gli elementi amplificati mentre è contenibile entro  $\pm 1^\circ$  e  $\pm 0,2$  dB per quelli passivi.

- c) Questa misura viene fatta per ogni elemento di ritardo, nelle esatte condizioni di funzionamento, inserendolo cioè nella catena appropriata in sequenza operativa e con i cavi di collegamento e le alimentazioni di esercizio. In fig. 5 è riportato lo schema del sistema di misura. La frequenza di lavoro del generatore HP è fissata a 30,000 MHz  $\pm 100$  Hz. Il livello RF del generatore è fissato in modo che all'uscita della catena di ritardo si leggano - 60 dBm in corrispondenza dello zero della scala "dB". Da prima si verifica l'invarianza in ampiezza ( $\pm 0,1$  dB). La posizione di riferimento in questa misura è quella cogli elementi di ritardo amplificati in posizione P e quelli passivi in posizione R. Solo in questo modo infatti commutando un elemento di ritardo qualsiasi è possibile variare la risposta in ampiezza agendo sul trimmer corrispondente. Poi si misura l'angolo di fase introdotto da ogni elemento di ritardo. In questo caso la posizione di riferimento (fase = zero gradi) è quella con tutti gli elementi in posizione P. Le eventuali correzioni vanno fatte accorciando od allungando il cavo di ritardo secondo i criteri seguenti

$$\Delta\phi = \phi_2 - \phi_1 \quad \phi_2 = \text{fase in posizione R} \quad \phi_1 = \text{fase in posizione P}$$

$\Delta\phi > 0$  cioè la fase va verso valori positivi commutando in posizione R  $\rightarrow$   
ALLUNGARE IL CAVO;

$\Delta\phi < 0$  cioè se la fase va verso valori negativi commutando in posizione R  $\rightarrow$   
TAGLIARE IL CAVO;

La lunghezza di cavo da aggiungere o togliere è data dalla formula

$$L(\text{cm di cavo}) = 0,661 \frac{c}{360 \cdot v_0} \cdot 10^2 = 1,84 \cdot \Delta\phi$$

Il ritocco finale ( $\pm 0,5^\circ$ ) viene effettuato allargando o stringendo la giunzione del cavo secondo il seguente criterio:

$\Delta\phi > 0$  ALLARGARE LA GIUNZIONE

$\Delta\phi < 0$  STRINGERE LA GIUNZIONE

- d) Se i cavi sono stati tagliati con precisione migliore di  $\pm \lambda/2$  ( $\pm 3$  m di cavo), un'unica misura di fase definisce univocamente la lunghezza elettrica equivalente dell'elemento di ritardo in unità di lunghezza d'onda nel vuoto. Anche se potrebbe essere considerato inutile è buona norma effettuare un controllo del ritardo complessivo di ciascuna catena. Prima si calcola il ritardo in posizione P quindi lo si sottrae da quello misurato in posizione R. Per un  $\Delta\nu = \pm 0,5$  MHz intorno a  $\nu_0 = 30$  MHz, la formula da usarsi è la seguente:

$$S = \frac{c}{360 \cdot \nu_0} \cdot \Delta\phi^\circ = 0,83 \Delta\phi^\circ$$

In questa misura si deve porre particolare attenzione a valutare di quanti angoli giri completi ruota la fase nell'effettuare l'escursione di frequenza prefissata (29,5 - 30,5 MHz), in particolar modo nella condizione di tutti i ritardi inseriti. Infatti dalla formula usata in precedenza è ovvio dedurre come maggiore è il ritardo, maggiore è la variazione di fase, a parità di escursione di frequenza.

- e) La taratura finale di invarianza di guadagno di ogni catena di ritardo viene effettuata con il rumore proprio del canale ricevente in cui essa andrà inserita. Per evitare di "vedere il cielo" sarà necessario porre i ricevitori su resistenza: in questo modo all'ingresso dei ritardi viene applicata una sorgente di rumore bianco stabile, almeno per il tempo

necessario alla prova. Misurando la potenza in uscita (prova E) è possibile verificare l'invarianza di guadagno di ciascuna catena nelle reali condizioni di funzionamento. Eventuali ritocchi vengono effettuati elemento per elemento seguendo le modalità già descritte. Questi ultimi ritocchi se sono state rispettate le specifiche precedenti non perturbano apprezzabilmente la fase.

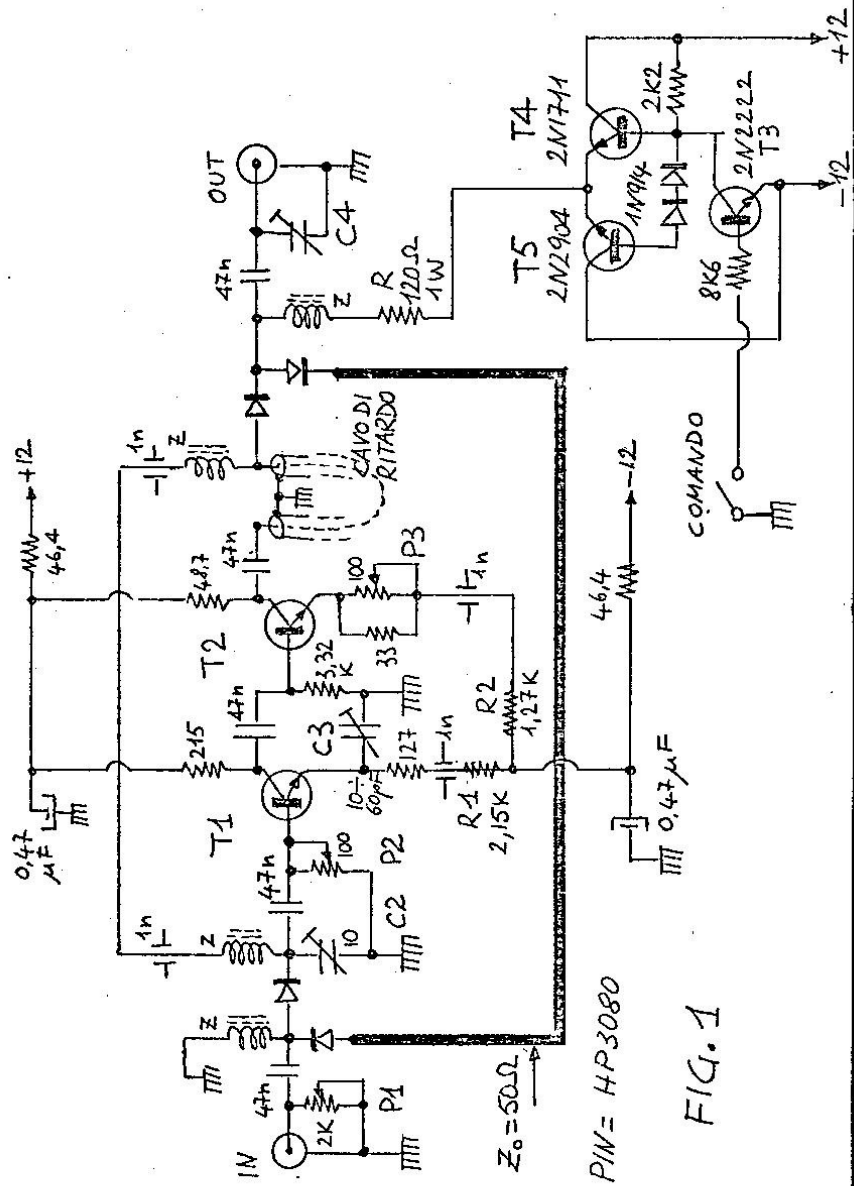
#### 6 - Risultati

Le prove a breve termine del sistema di ritardo sono soddisfacenti. Seguendo accuratamente le modalità di taratura sopra descritte è possibile soddisfare le specifiche richieste ( $\pm 0,5^\circ$ ;  $\pm 1\%$ ).

La stabilità in temperatura, misurata con l'ausilio del calcolatore in linea, è stata valutata in  $0,5\% / ^\circ\text{C}$  per i moduli di ritardo amplificati e non misurabile per quelli passivi.

Prove a lungo termine saranno effettuate assieme alle calibrazioni astronomiche.





PIN = HP3080

FIG. 1



FIG. 3

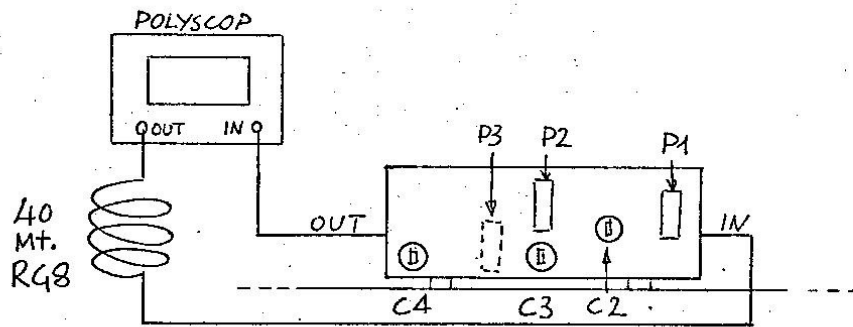


FIG. 4

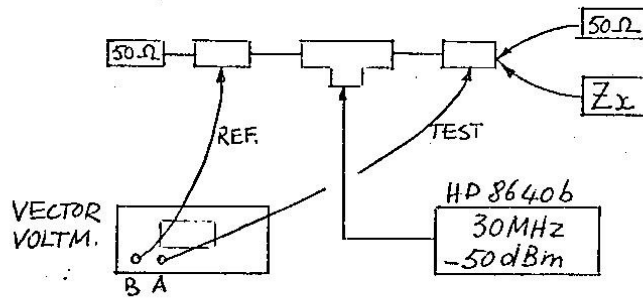


FIG. 5

