

MIGLIORAMENTO DELLA SENSIBILITA' DEL  
RAMO E-W DELLA CROCE DEL NORD  
Installazione di 12 preamplificatori a  
GaAs FET distribuiti lungo l'antenna

C. Bortolotti; S. Montebugnoli;  
G. Tomassetti

Rapporto Interno I.R.A. 172/92

## INDICE

- INTRODUZIONE
- PRECEDENTI STORICI
- PROGETTO ANNI 90
- DESCRIZIONE TECNICA
- CONCLUSIONE
- RINGRAZIAMENTI
- BIBLIOGRAFIA
- APPENDICE

## INTRODUZIONE

La struttura meccanico-elettrica della "Croce del Nord" fu ottimizzata per raggiungere un compromesso ottimale tra potere separatore e sensibilità disponibile.

Nell'ultimo periodo, specie a causa del programma osservativo delle "millisecond Pulsars", si è constatato che la sensibilità avrebbe dovuto e potuto essere aumentata, specie quella del ramo E-W che più si presta ad una operazione di aggiornamento che non diventi troppo onerosa e troppo diluita nel tempo. Il miglioramento della sensibilità prevede due distinti interventi sull'impianto:

- a)- riduzione della temperatura di sistema ottenibile operando sull'antenna e sulle linee coassiali di discesa che la collegano al ricevitore;
- b)- intervento sui canali di I.F. con l'intento di aumentare la banda passante dai 2,5 MHz attuali ad almeno 6 MHz in modo da poter allocare un congruo numero di canali al suo interno sufficientemente spazati per il recupero della dispersione delle sorgenti pulsanti.

In questo rapporto verranno discussi i problemi connessi con il punto a) di cui sopra.

## PRECEDENTI "STORICI"

Un primo tentativo teso al raddoppio della sensibilità del ramo E-W della croce fu fatto nel 1977 [1] [2].

Ambrosini e Tomassetti nel Rapporto Interno LRA 21/77 descrissero un loro progetto che, avendo correttamente individuato nelle perdite del lungo cavo di discesa la fonte di maggior rumore su cui poter efficacemente intervenire, prevedeva l'uso di due preamplificatori equifase ed equiampiezza per ognuna delle sei sezioni in cui è suddiviso il ramo E-W, da installare a livello del primo sommatore coassiale della linea R.F. di discesa ( $\Sigma_1$  in Fig.1).

A tale proposta seguì la realizzazione e la effettiva installazione di due preamplificatori a transistor nella sezione 6 del ramo E-W.

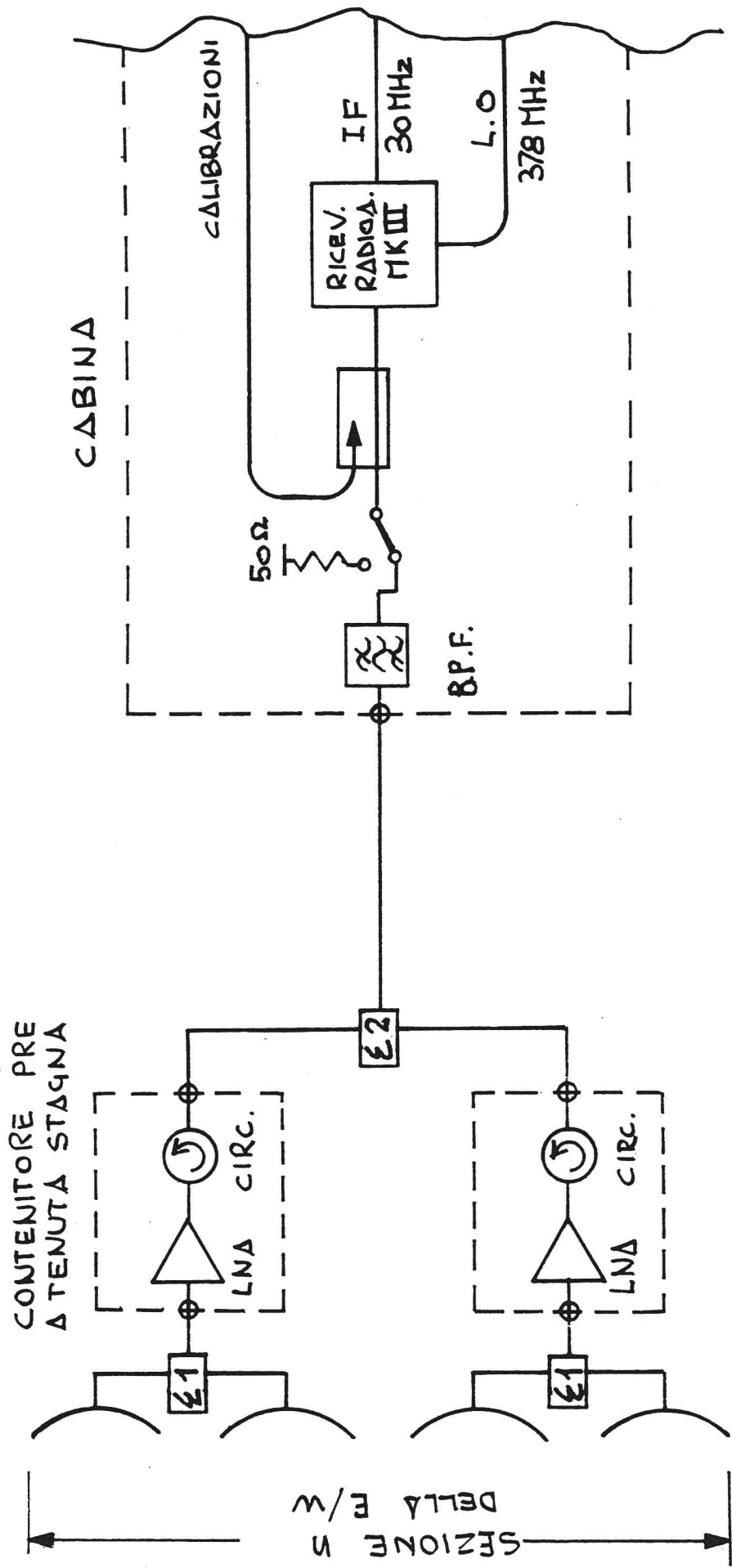
Le successive osservazioni radioastronomiche, protratte per alcuni mesi, confermarono la validità della soluzione proposta e la buona qualità dei preamplificatori progettati e realizzati dal personale dell'Istituto. Fu così deciso di costruire tutti gli amplificatori necessari anche per le altre 5 sezioni dell'antenna.

Per motivazioni non più accertabili, il lavoro non fu mai portato a termine, anzi, anche la sezione 6 fu ripristinata a progetto originale per ragioni di comprensibile uniformità.

## PROGETTO ANNI '90

Per quanto prima esposto, il discorso sulla necessità di migliorare la sensibilità dell'impianto fu recentemente ripreso e sostenuto con la necessaria convinzione e competenza dal personale ricercatore dell'I.R.A. più direttamente interessato.

A livello tecnico si verificò che l'idea di installare due preamplificatori per sezione di antenna a valle del primo sommatore poteva considerarsi tutt'ora valida e che per tale ipotesi addirittura parte dell'hardware del precedente progetto, come i contenitori stagni, potevano essere convenientemente riutilizzati.



SCHEMA A BLOCCHI DI 1 CANALE E/W

Fig. 1

Fu anche rifatta una verifica teorica che permettesse di prevedere l'entità del miglioramento della sensibilità'.

I calcoli fatti dagli Autori costituiscono le Appendici A,B,C, di questo rapporto interno.

Si noti come la temperatura di sistema ( $T_{SYS}$ ) dell'impianto originale da noi calcolata confermi entro un modesto margine di errore sia quella ottenuta indipendentemente da Ambrosini e Tomassetti nel 1977 [2] che da Montebugnoli et al. nel 1991 [3]. Dal confronto tra i dati risultanti dai vari calcoli si accerta che il miglioramento previsto nel '77 era circa 2, assunta una temperatura di antenna ( $T_A$ ) di 40K.

I dati del '91 prevedono un miglioramento di un fattore 3,26 pur considerando una  $T_A$  di 90K.

Dal nostro calcolo in Appendice C si ottiene un valore 2,94 con  $T_A$  di 30K.

L'ipotesi che  $T_A$  possa essere 90K ci sembra troppo pessimistica implicando probabilmente una antenna al limite del malfunzionamento.

Confermata dunque la configurazione della modifica sono pertinenti alcune notevoli considerazioni:

1)- solo da poco sono reperibili componenti attivi a GaAs FET che permettono di costruire preamplificatori a 408 MHz con temperature di rumore inferiori ai 40K, circa 1/3 di quella ottenibile coi migliori transistor al silicio negli anni '70;

2)- sulle bande FM (88-108MHz) e TV (470-850 MHz) si sono addensate una miriade di emittenti private molto potenti poste anche a breve distanza dalla Croce del Nord.

E' solo per una fortunata coincidenza che non ci si dovrà preoccupare più di tanto per il livello dei campi E.M. spuri che l'antenna inevitabilmente capterà (anche se fuori banda) grazie al simultaneo realizzarsi dei punti 1) e 2). E' infatti abbastanza noto che i FET che dovranno necessariamente essere utilizzati nel nostro progetto, sono molto meno sensibili agli alti livelli di ingresso rispetto ai dispositivi bipolari [4].

Il problema successivo riguardava la reperibilità dei materiali e dei componenti necessari alla realizzazione del progetto.

Esclusa la eventualità di una costruzione interna all'I.R.A. per ragioni di tempi tecnici e di disponibilità di personale, si è fatta una ricerca di mercato scoprendo che una piccola azienda tedesca produceva in piccole serie ma in modo altamente professionale, un preamplificatore a GaAs FET a bassissimo rumore per la banda amatoriale 430-440 MHz. Non è stato difficile convincere la Ditta ad ottimizzare il prodotto sulla banda radioastronomica 406-410 MHz.

Ottenuti i primi campioni i relatori hanno verificato in laboratorio che:

a- il guadagno dei preamplificatori era quello dichiarato e tanto stabile da non richiedere la loro termostatazione (fu necessaria nel '77) che avrebbe complicato sensibilmente il montaggio;

b- la fase del singolo stadio era stabile e, importantissimo, era possibile regolarla finemente come necessario per realizzare le coppie equifase del progetto;

c- la temperatura di rumore era effettivamente inferiore ai 40K sulla banda prevista.

In Fig.2 si ha la stampa del grafico frequenza-guadagno e si noterà la non corrispondenza col centro banda del massimo in accordo con quanto sperimentalmente si verifica dopo una taratura per il minimo di rumore.

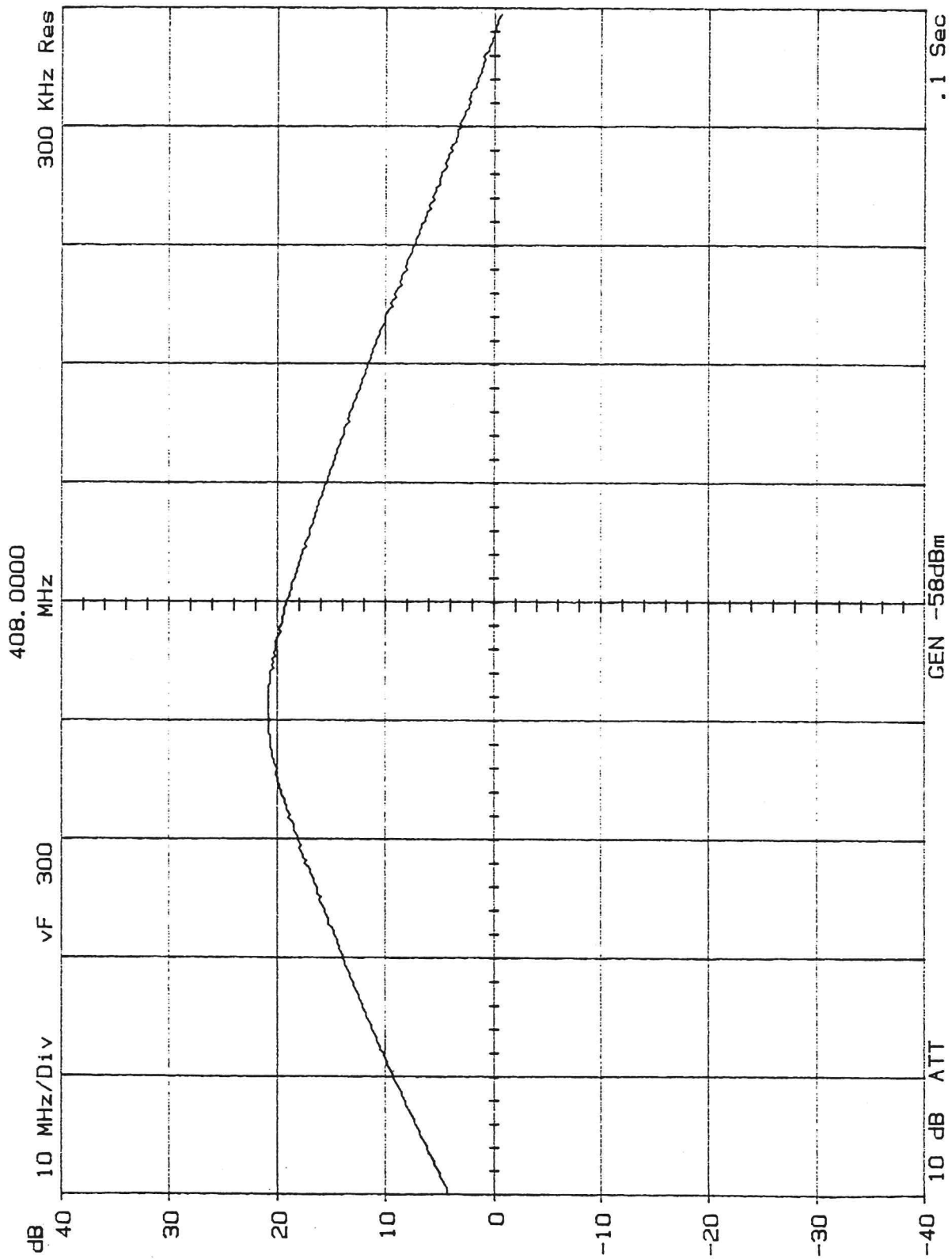


Fig. 2

Si accerta inoltre che la banda passante risulta molto più ampia del necessario ed è diversa da quella che ci si aspetterebbe a causa del filtro di banda posto all'uscita dell'amplificatore (come si dirà fra poco).

Risultando poi il guadagno alla frequenza immagine (348 MHz) ancora positivo sarà necessario l'uso di un energico filtro all'interno delle cabine come indicato in Fig.1.

Si è poi ritenuto importante prevenire l'ondulazione della curva di risposta provocata dagli inevitabili piccoli disallineamenti di impedenza, specie in uscita ove il segnale converge verso il secondo sommatore ( $\Sigma_2$ ), per mezzo di un dispositivo non reciproco, un circolatore in ferrite.

La sistemazione dei componenti citati all'interno di ogni singolo contenitore stagno è mostrato in Fig.3 mentre in Fig.4 viene schizzato l'insieme meccanico-elettrico presente in ogni singola prima giunzione a T ( $\Sigma_1$ ).

Le foto 1 e 2 mostrano come appare il contenitore stagno al suo interno ancora privo di elettronica ed il suo aspetto quando è pronto per essere installato. Le foto 3 e 4 mostrano il contenitore operativo tra le due semilinee focali.

Nello schizzo di Fig.4 sono riportati i dati relativi ai cavi di collegamento che fanno capo ai contenitori stagni e delle cui perdite si è tenuto conto nei calcoli in Appendice.

In particolare si notano:

1-CAVO COASSIALE A ( $Z_0 = 60 \Omega$ ): collega le linee focali ai primi sommatore a T. È lungo poco meno di un metro ma la sua perdita unitamente a quella delle linee in aria ad "albero di Natale" che raggiungono i dipoli, valutabile in 0,8 dB complessivamente, pone il limite ultimo al recupero della sensibilità perché si trova a monte del preamplificatore (salvo pensare alla installazione di un preamplificatore per ogni dipolo...).

2-CAVO COASSIALE B ( $Z_0 = 60 \Omega$ ): è lungo circa 24 m e collega le due semi-sezioni al sommatore centrale ( $\Sigma_2$ ). La sua perdita è valutata in 0,5 dB ma è ininfluente a seguito della nostra modifica.

3-CAVO COASSIALE C ( $Z_0 = 60 \Omega$ ): è lungo circa 60 m e tramite un giunto rotante collega l'uscita del sommatore centrale di ogni sezione di antenna al rispettivo ricevitore posto nelle cabinette. La sua perdita di inserzione è tradizionalmente posta in 1,7 dB ma risulta ininfluente come detto in precedenza.

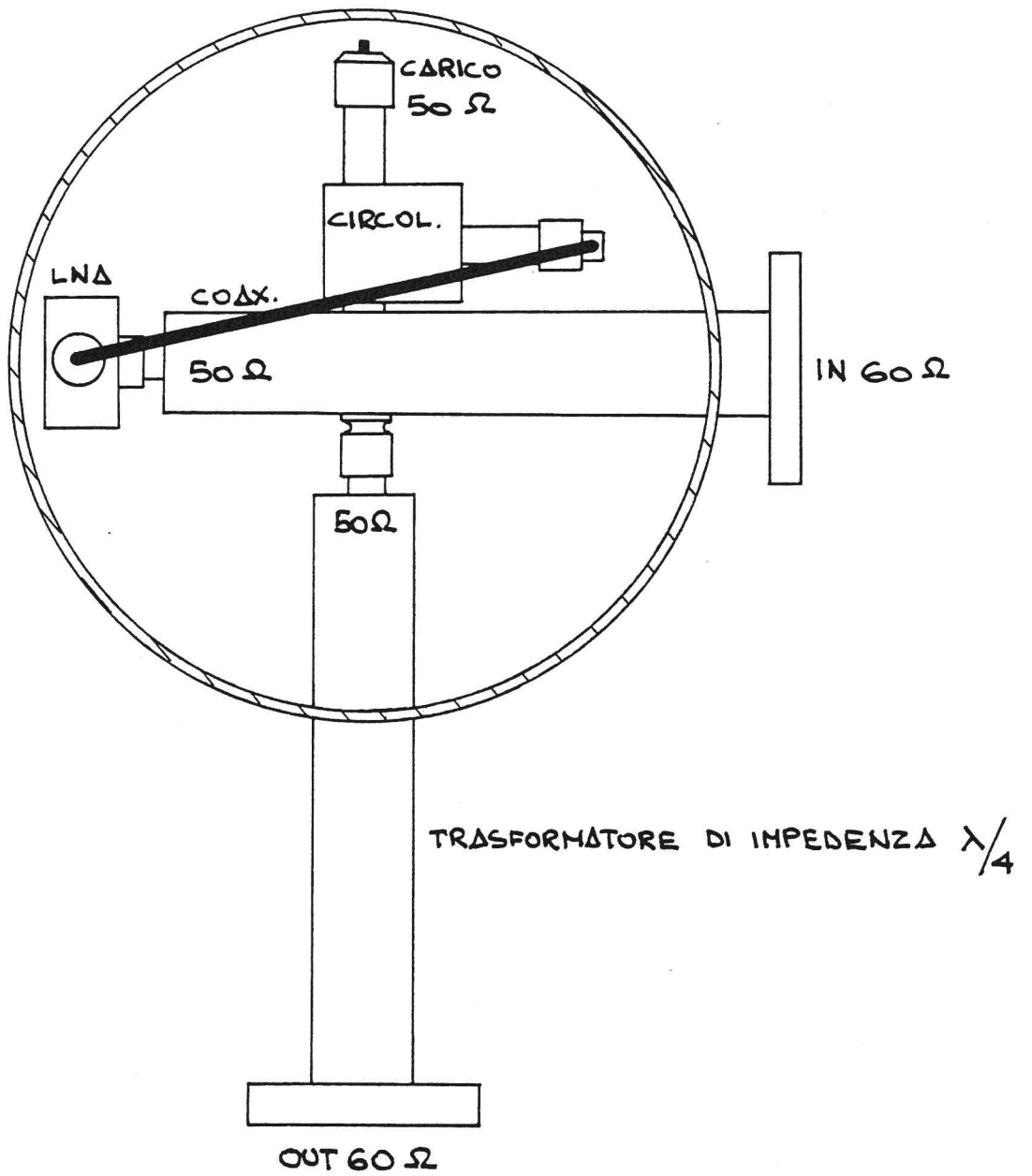
4-CAVO DI ALIMENTAZIONE A : collega i contenitori stagni alle scatole J.B. da cui è prelevata la tensione di polarizzazione d.c. necessaria al funzionamento dell'elettronica

## DESCRIZIONE TECNICA

Lo schema elettrico del preamplificatore è riportato in Fig.5 mentre la Foto 5 mostra una vista dei componenti posti all'interno della scatola argentata contenitrice.

Si tratta di un classico amplificatore a singolo stadio di GaAs FET nella configurazione "source comune", accordato in ingresso dal circuito risonante parallelo  $(C_1 + C_2) - L_1$ . L'impedenza del generatore viene ottimizzata per il minimo rumore dalla combinazione  $C_1/C_2$  secondo un noto procedimento descritto in letteratura [5].

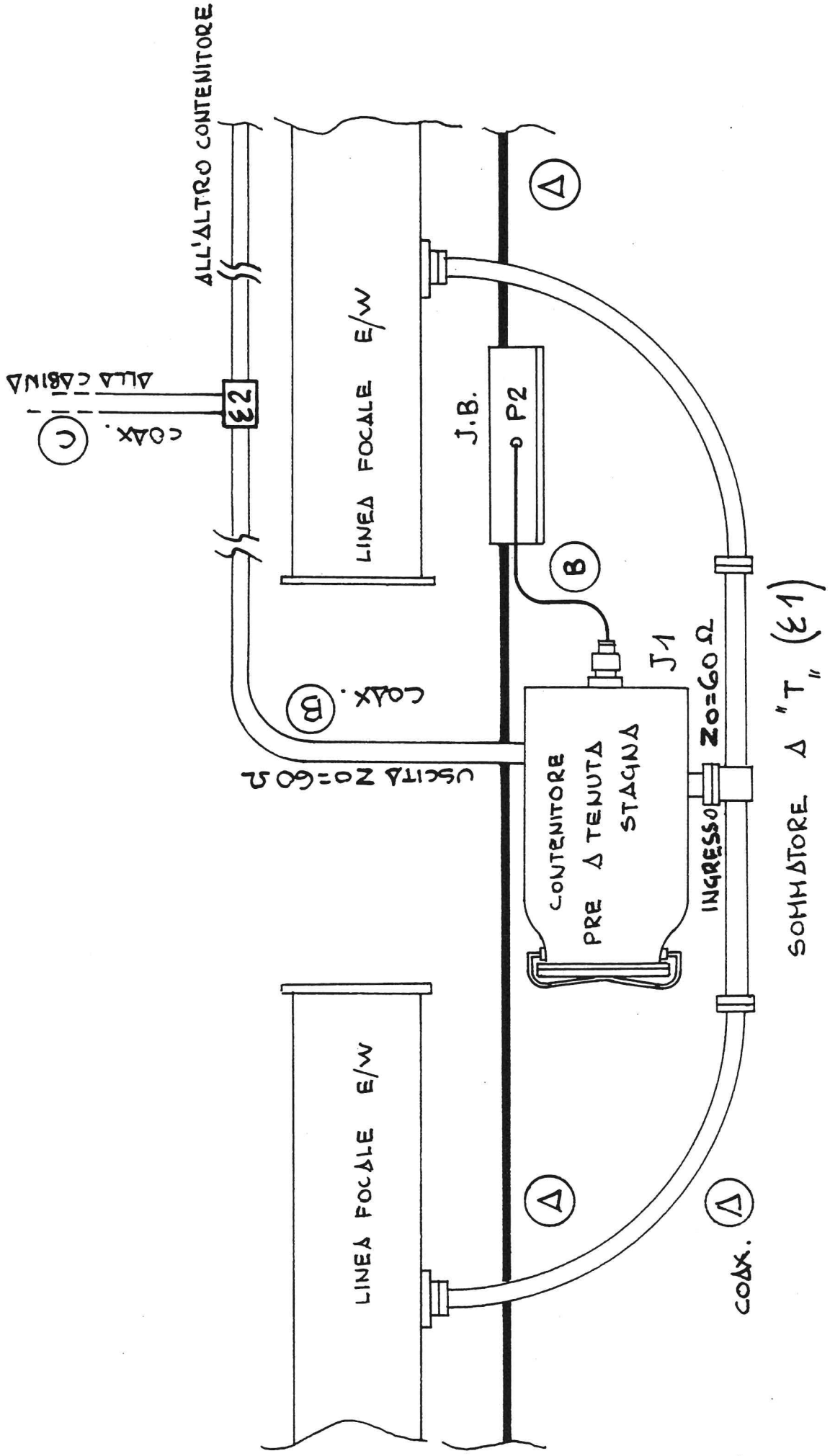
L'induttanza  $L_1$  oltre ad essere parte costituente del circuito risonante di ingresso chiude anche il circuito di polarizzazione d.c. del "gate". Il circuito di uscita è costituito da due ben distinti percorsi per le correnti d.c. e R.F. isolati dal condensatore  $C_5$ . La polarizzazione del "drain" avviene via



SEZIONE CONTENITORE PRE A TENUTA STAGNA

Fig.3





VEDUTA D'INSIEHE

Fig.4

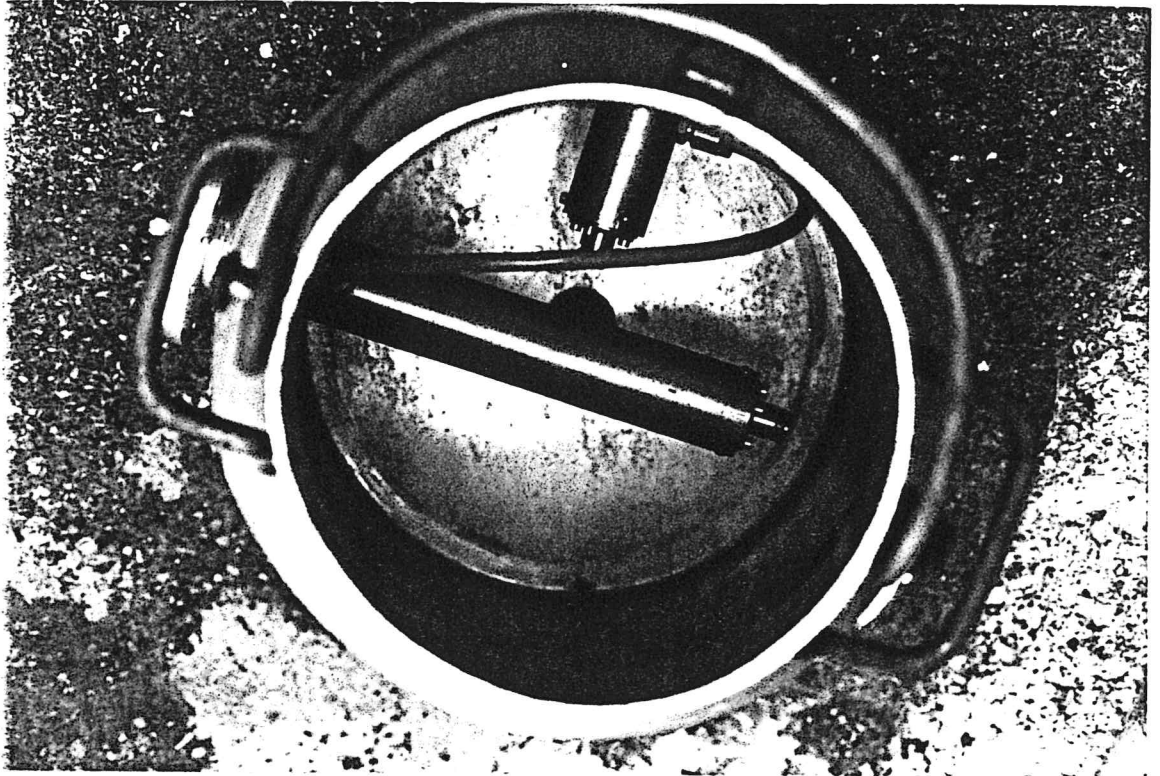


Foto 1

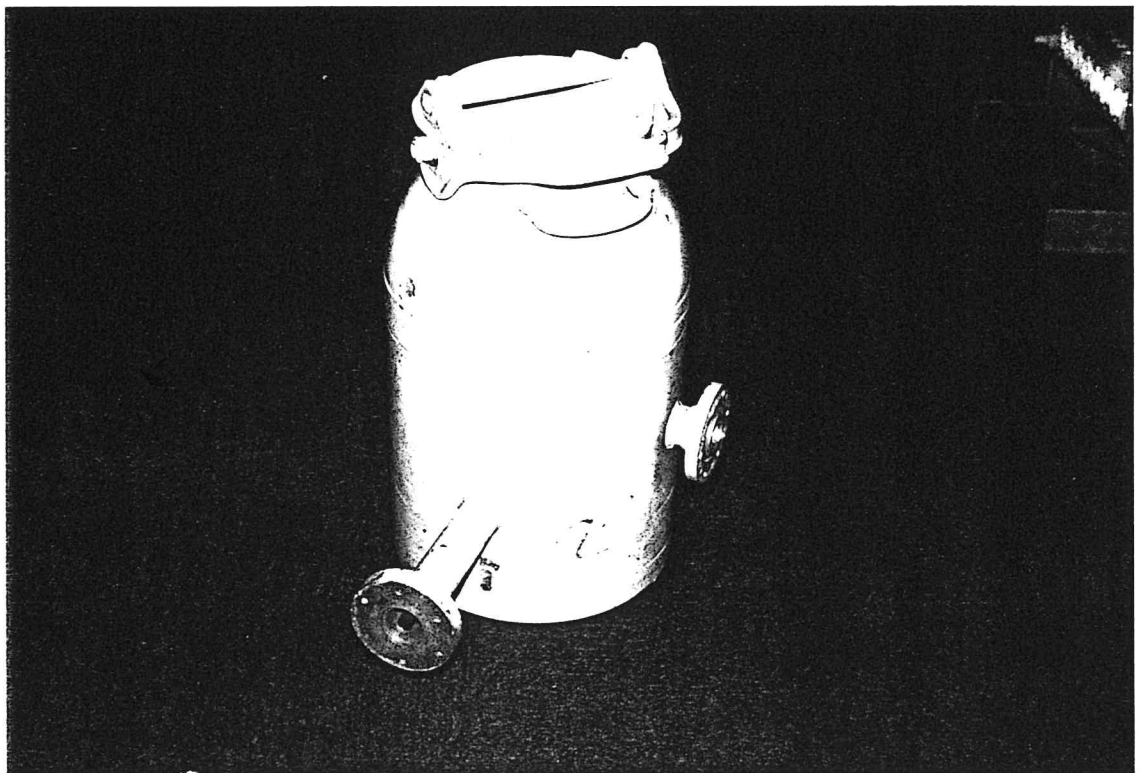


Foto 2



Foto 3

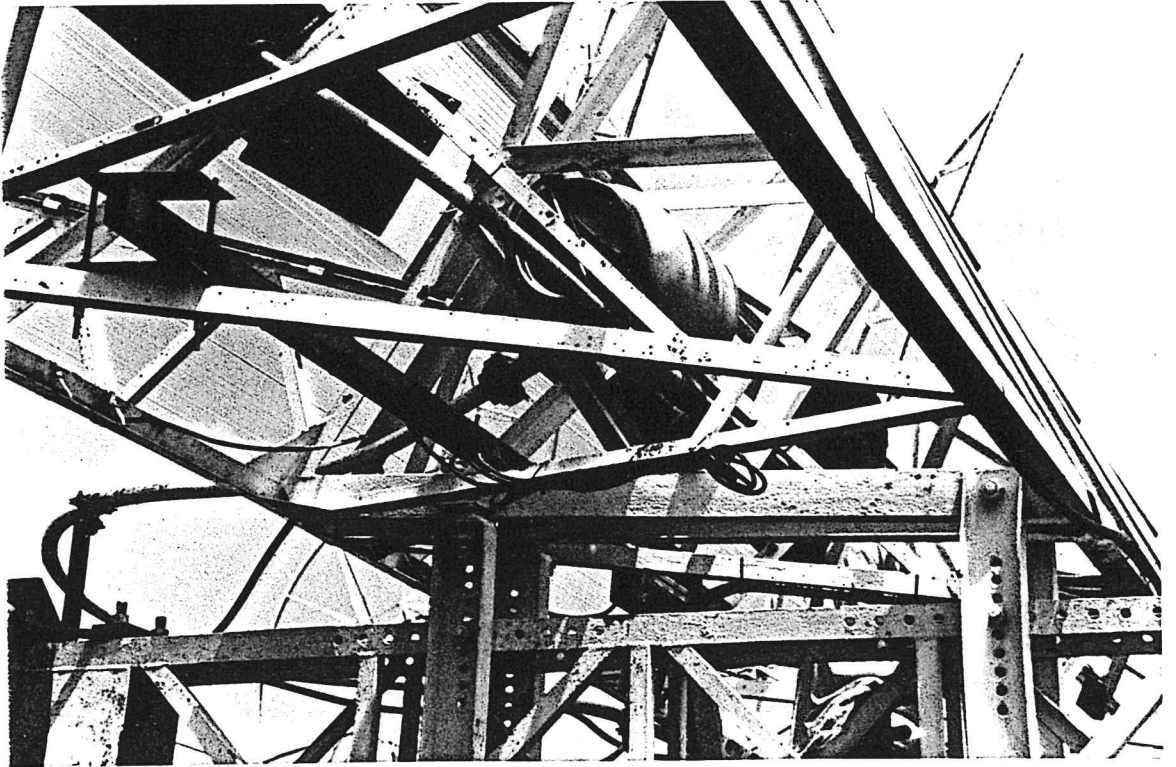


Foto 4

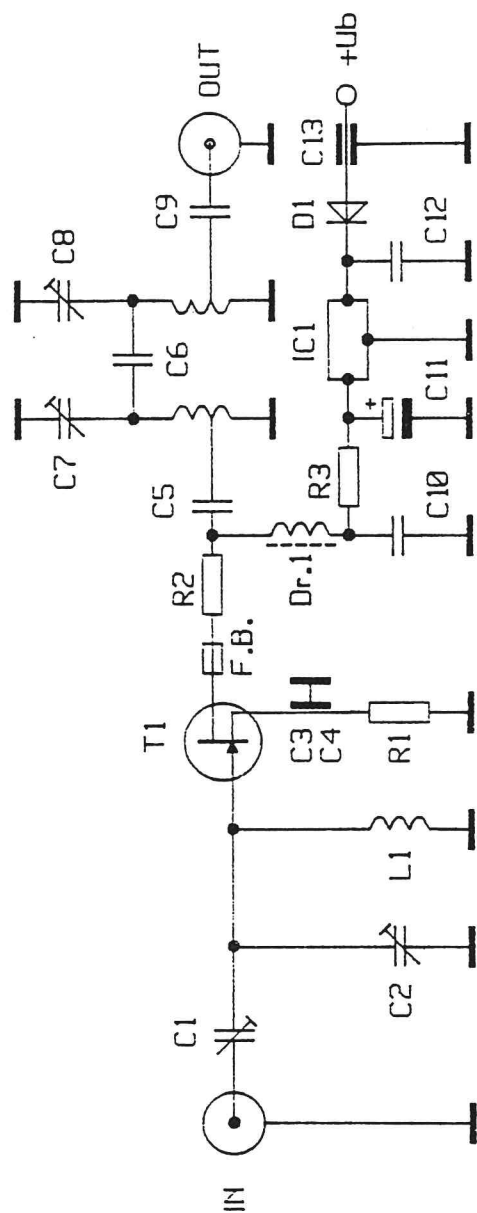


Fig. 5

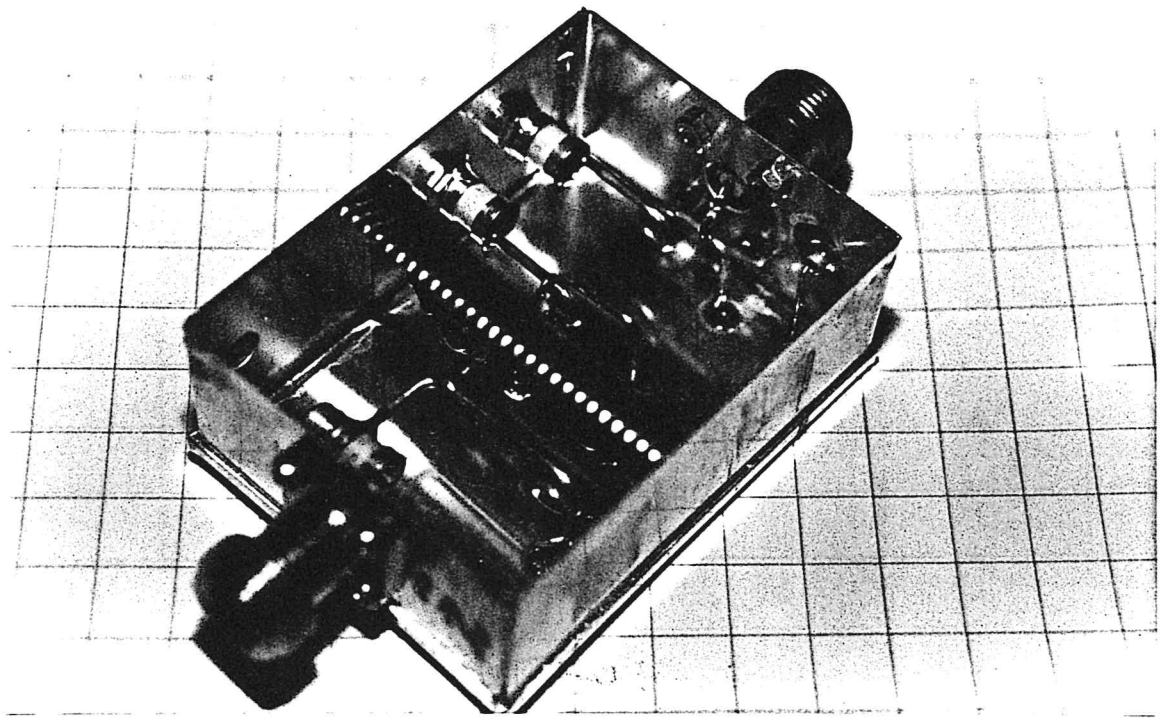


Foto 5

$R_2$ , l'impedenza su ferrite Dr-1,  $R_3$ , il regolatore di tensione IC1, il diodo  $D_1$ , ed infine il reoforo di accesso dall'esterno costituito dal condensatore passante  $C_{13}$ . I condensatori  $C_{10}$ ,  $C_{11}$ , e  $C_{12}$  unitamente ai componenti già menzionati realizzano un filtro passa-basso che stabilizza il FET alle frequenze più basse ove, a causa della sua alta transconduttanza ( $g_M$ ) potrebbe facilmente oscillare. Il diodo  $D_1$  serve per proteggere il circuito da accidentali inversioni di polarità della tensione applicata.

Il regolatore fissa la tensione di polarizzazione a 5V ma la tensione effettivamente applicata al Drain dipende dal valore di  $R_2+R_3$  che la limita a circa 3V. La corrente che circola nel circuito dipende invece da  $R_1$ .

Il percorso a R.F. vede una perlina di ferrite posta direttamente sul reoforo di Drain con la funzione di realizzare un carico dissipativo a microonde ove potrebbero aversi oscillazioni parassite. La resistenza  $R_2$  fa parte anche del circuito R.F. perché rende lo stadio di amplificazione incondizionatamente stabile ( $k > 1$ ). Il filtro di banda d'uscita, raggiunto via  $C_5$ , è realizzato con due circuiti risonanti in parallelo accoppiati sia induttivamente che da  $C_6$ . Sulle due induttanze sono connessi  $C_5$  e  $C_9$  in un punto scelto in modo da adattare le impedenze di Drain e del carico di uscita.

La curva di risposta dell'amplificatore mostrata in Fig.3 lascia perplessi perché non corrisponde a quella classica di un filtro di banda criticamente accoppiato ma, visto l'ottimo comportamento dell'amplificatore, si è preso atto evitando di tentare un riallineamento in laboratorio.

Non ci si è preoccupati inoltre di misurare la perdita di ritorno (Return Loss) di ingresso perché dovrà comunque essere ottimizzata per ottenere il minimo di rumore né quella di uscita perché comunque si era considerato necessario inserire un circolatore in ferrite.

Osservando le foto del contenitore stagno si sarà notato che da esso protrudono due estensioni con flangia. Si tratta di trasformatori coassiali lunghi un quarto di lunghezza d'onda che trasformano l'impedenza caratteristica dei cavi di collegamento (i già citati cavi A, B e C) che è di 60 ohm in quella di standardizzazione di 50 ohm a cui operano il preamplificatore e il circolatore di uscita. L'impedenza caratteristica del trasformatore è quella fissata dalla media geometrica tra 60 e 50 e cioè 54,77 ohm realizzati con diametri di tubo coassiali opportunamente scelti.

Per evitare la formazione di condensa ed il possibile deterioramento dei componenti elettrici alloggiati nel contenitore stagno è previsto che in esso venga fatto affluire un getto di aria secca proveniente dalle cabine sottostanti. In Fig.6 è riportato lo schema dell'impianto elettrico per l'alimentazione d.c. Un elenco dei componenti utilizzati nel progetto, utile in caso di riparazioni o sostituzioni ed un puntuale "wire list" relativo ai 3 connettori di alimentazione completano la serie di figure allegate.

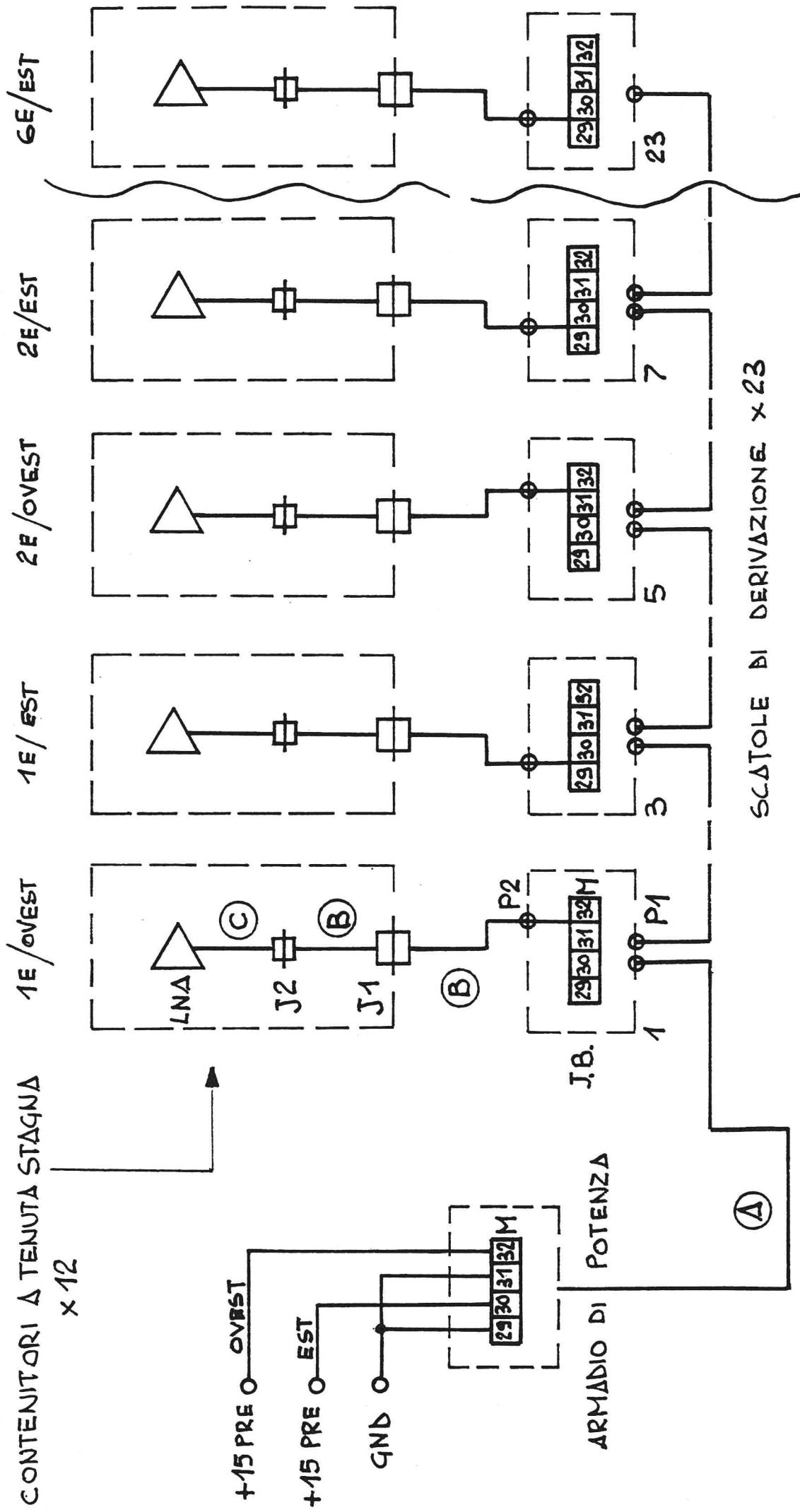


Fig. 6

## ELENCO COMPONENTI

- A - cavo twistato 16 coppie X 0.5mmq, globalmente schermato, per esterno, E.S.I. art. FEppOH1Pur/80C-300V ( $\emptyset$  est. 18.5mm) .
- B - cavo multipolare 10 X 0.5mmq, globalmente schermato.
- C - cavo bipolare 2 X 0.25mmq globalmente schermato.
- J.B. - scatola di derivazione a tenuta stagna 360 X 160 X 90mm ROSE art. 01 1636 09 .
- M - morsetti WEIDMULLER art. SAK 4/35 ( $\emptyset$  max 4mmq).
- P1 - pressacavo T&B 3/4" art. 2535 con O-RING art. 5263 (KONDUIFIT).
- P2 - pressacavo T&B 1/2" art. 2522 con O-RING art. 5262 (KONDUIFIT).
- J1 - connettore a tenuta stagna VEAM art. MS 3102A-24-20P (maschio a pannello) e art. MS 3106A-24-20S + art. MS 3057-16C (femmina volante), 9+2 poli.
- J2 - connettore ITT-CANNON art. SRCN 2A16-10P (maschio) e art. SRCN 6A16-10S (femmina), 10 poli X 5A .
- P.S. - alimentatore ELIND open frame +15V / 1A .
- CIRC. - circolatore FOREM 355/422 Mhz, art.D01C07P01 .
- COAX. - cavo coassiale 50ohm RG 223/U (50 cm) intestato con connettori "N".
- LNA - amplificatore a basso rumore SSB ELECTRONIC (GERMANIA), guadagno 18dB, N.F. 30+35K, singolo stadio GaAs FET, art. LNA 408 HEMT.
- B.P.F. - filtro passa banda K&L a 4 sezioni, f 408MHz, BW 6MHz, I.L. 3dB in centro banda, art. 4C30-408/T6-N-NP .









### Taratura delle coppie equifase

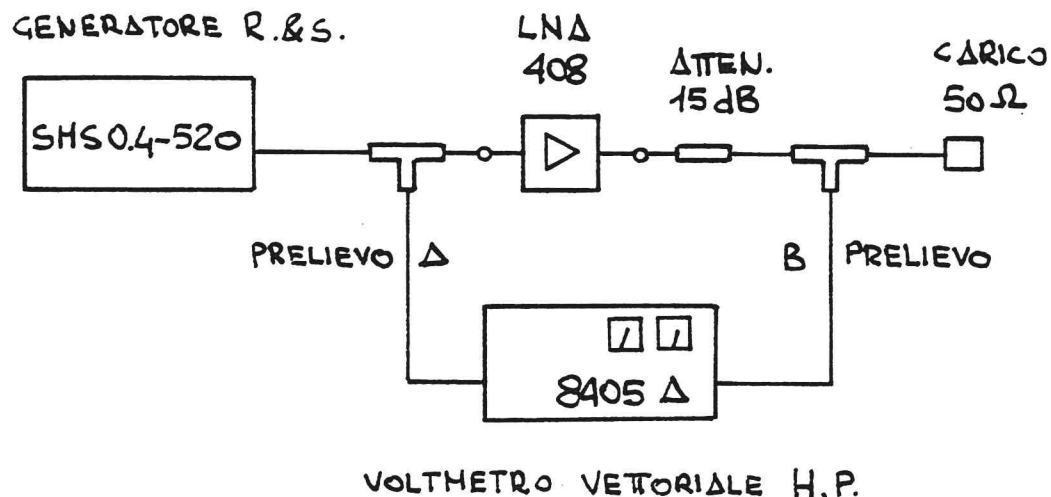
Ogni sezione di antenna ha bisogno di una coppia di preamplificatori che soddisfino precise esigenze quali:

- 1- identica temperatura di rumore;
- 2- stessa fase entro  $\pm 1$  grado elettrico;
- 3- stesso guadagno entro  $\pm 0.1$  dB;
- 4- costanza del guadagno sulla banda di lavoro entro  $\pm 0.5$  dB.

Per realizzare le sei coppie si e' proceduto come segue:

- a- verifica ed eventuale ottimizzazione della temperatura di rumore mediante il misuratore automatico AILTECH 75;
- b- verifica della curva di guadagno sulla banda di lavoro con analizzatore di spettro con "tracking generator" IFR A-8000. Gli eventuali ritocchi potranno avvenire agendo sui trimmer capacitivi  $C_7$  e  $C_8$  del filtro di banda;
- c- misura della fase in centro banda con voltmetro vettoriale H.P. 8405A e gli accessori disposti come indicato in Fig.7;
- d- accoppiamento di amplificatori che evidenziano analoghe caratteristiche;
- e- scelta delle coppie e loro taratura fine per ottemperare alle specifiche;
- f- verifica finale della temperatura di rumore.

Fig. 7



## CONCLUSIONE

Montati i preamplificatori si sono effettuate prove di stabilita' di ampiezza e fase con buoni risultati

Si e' poi passati a verifiche radioastronomiche per accertare il nuovo flusso equivalente di sistema registrando su carta un calibratore di flusso noto ed inserendo una marca di 1 dB nella catena di amplificazione di Media Frequenza.

Misurando sul tracciato le ampiezze del calibratore e della marca e considerando che questa equivale ad una variazione del 26% del flusso incognito, si puo' ricavare analiticamente il NUOVO flusso equivalente di sistema con la relazione:

$$F_{SYS} = (A_{MARCA} / 0.26) * (Flusso / A_{SORGENTE})$$

Usando come calibratore la 3C123 (120 U.F.) si e' ottenuto per la nuova configurazione un flusso equivalente di sistema di circa 55J che, assumendo un guadagno di antenna di circa 3 K/J, porta ad una stima della temperatura di sistema,  $T_{SYS}$ , di circa 160/170K. Se la compariamo con quella precedente la modifica come calcolato in Appendice A, si verifica un miglioramento di circa 2.8 volte.

Dopo le necessarie misure e controlli preliminari si e' passati ad una fase osservativa consistita in una "survey" nel continuo che ha visto la copertura di circa 12 gradi di cielo (da 46° a 58°) nel periodo Ottobre '90 -Febbraio '91 .

La elaborazione dei relativi dati e' ancora in corso ma da un primo esame qualitativo si e' accertata la loro buona qualita' che unita alla ripetibilita' dei calibratori sono sicuro indice di una adeguata stabilita' di fase e ampiezza della nuova configurazione.

Sono poi state condotte campagne di osservazioni di Pulsar (sia "timing" che mS Pulsar Sky Survey) raggiungendo limiti di circa 15 mJ di flusso medio.

Si fa notare che nella osservazione delle Pulsar si dovra' tenere conto di un peggioramento del 16% della  $T_{SYS}$  nei canali agli estremi della banda passante, come dimostrato nella Appendice "C", provocato dalla maggiore attenuazione del filtro posto all'ingresso del ricevitore nelle cabine.

## RINGRAZIAMENTI

Si ringraziano i Sig.ri Barbieri Riccardo, Cattani Alessandro, Maccaferri Andrea, Andalo` Romano e Roma Mauro per la collaborazione prestata durante l'installazione dei preamplificatori. Si ringraziano il dott. Nicola D'Amico ed il Prof. Gavril Grueff per le costruttive discussioni e consigli che hanno portato alla determinazione delle specifiche di progetto e relativa realizzazione.

Si ringrazia il Sig. Albertazzi Vittorio per la collaborazione prestata nella realizzazione dei disegni.

## BIBLIOGRAFIA

[1] "Ottimizzazione della sensibilita' di sistemi radioriceventi: il coefficiente di deterioramento  $D_F$ ". R. Ambrosini, G. Tomassetti;  
ALTA FREQUENZA n.6, Vol. XLVII, 1978 pp. 515-516

[2] "Proposta per il raddoppio della sensibilita' del ramo EW della "Croce del Nord" ". R. Ambrosini, G. Tomassetti;  
Rapporto Interno LRA 21/77

[3] "Terzo workshop interdisciplinare sull'uso delle antenne di Medicina e Noto". Edit. R. Ambrosini e L. Padrielli; I.R.A. - C.N.R. 1991 pp. 1-13

[4] "Parliamo di intermodulazione e modulazione incrociata" G. Tomassetti;  
RADIO RIVISTA n.10, n.11 e n.12, 1970 pp. 453-455; 512-515; 568-569.

[5] "Amplificatore neutralizzato a FET per 432 MHz"  
G. Tomassetti; RADIO RIVISTA n.7; 1969.

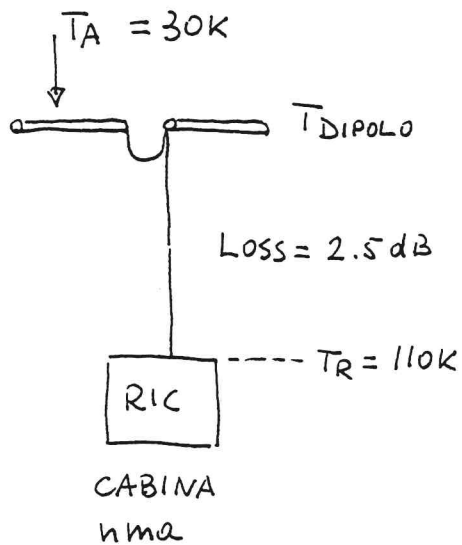
## APPENDICE

Qui di seguito vengono riportati i calcoli relativi alla verifica teorica dei parametri di progetto.

Vengono inoltre riportati, le situazioni dello spettro elettromagnetico verificato in una cabina (E/W) prima del ricevitore nella situazione preesistente (senza preamplificatore). Le misure sono state effettuate a 5 diverse declinazioni, come riportato in ogni plottato.

# APPENDICE "A"

## IMPIANTO ORIGINALE



$$T_D = (L-1)T_0 + L T_R$$

$$T_D = (1.778-1)290 + (1.778 \times 110) \approx 421 K$$

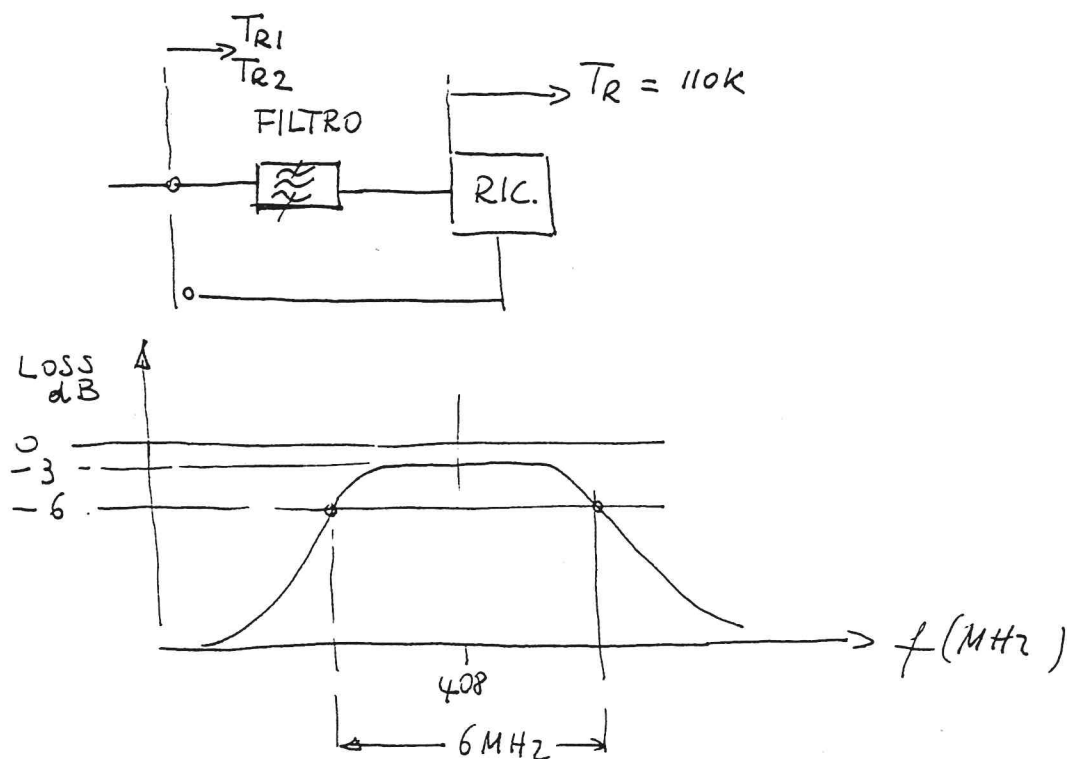
$$T_{SYS} = T_D + T_A$$

$$T_{SYS} = 421 + 30 = 451 K$$



## APPENDICE "B"

TEMPERATURA DI SISTEMA DEL RICEVITORE NELLE CABINE PER EFFETTO DEL FILTRO DI INGRESSO MOSTRATO IN FIG. 1

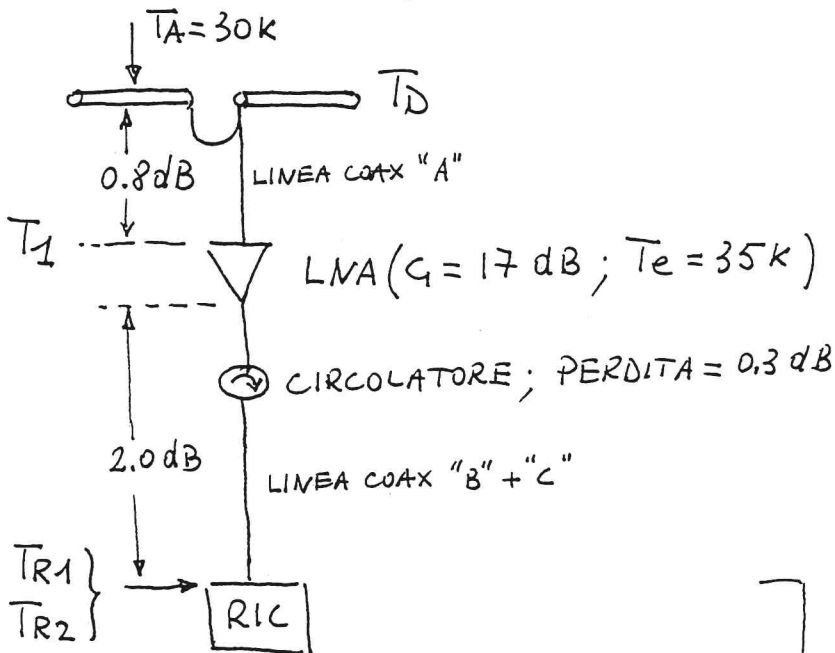


$$T_{R1} = (L-1)T_0 + LT_R = 290 + 220 = 510K$$

$$T_{R2} = (3 \times 290) + (110 \times 4) = 1310K$$

# APPENDICE "C"

## CALCOLO DI $T_{sys}$ CON PREAMPLIFICATORE



CASO 1 - CENTRO BANDA ( $T_{R1} = 510 K$ )

$$T_2 = (0.585)290 + (1.585)510 = 978 K$$

$$T_1 = 35 + \frac{978}{50} = \underline{\underline{54.6 K}}$$

$$T_D = (0.2)290 + (1.2)54.6 = 123.5 K$$

$$T_{sys} = T_D + T_A = 123.5 + 30 = \underline{\underline{153.5 K}}$$

MIGLIORAMENTO

$$M = \frac{451}{153.5} = \underline{\underline{2.94}}$$

CASO 2 - ESTREMI BANDA ( $T_{R2} = 1310 K$ )

$$T_2 = (0.585)290 + (1.585)1310 = 2246 K$$

$$T_1 = 35 + \frac{2246}{50} \approx \underline{\underline{80 K}}$$

$$T_D = (0.2)290 + (1.2)80 = 148 K$$

$$T_{sys} = T_D + T_A = 148 + 30 = \underline{\underline{178 K}}$$

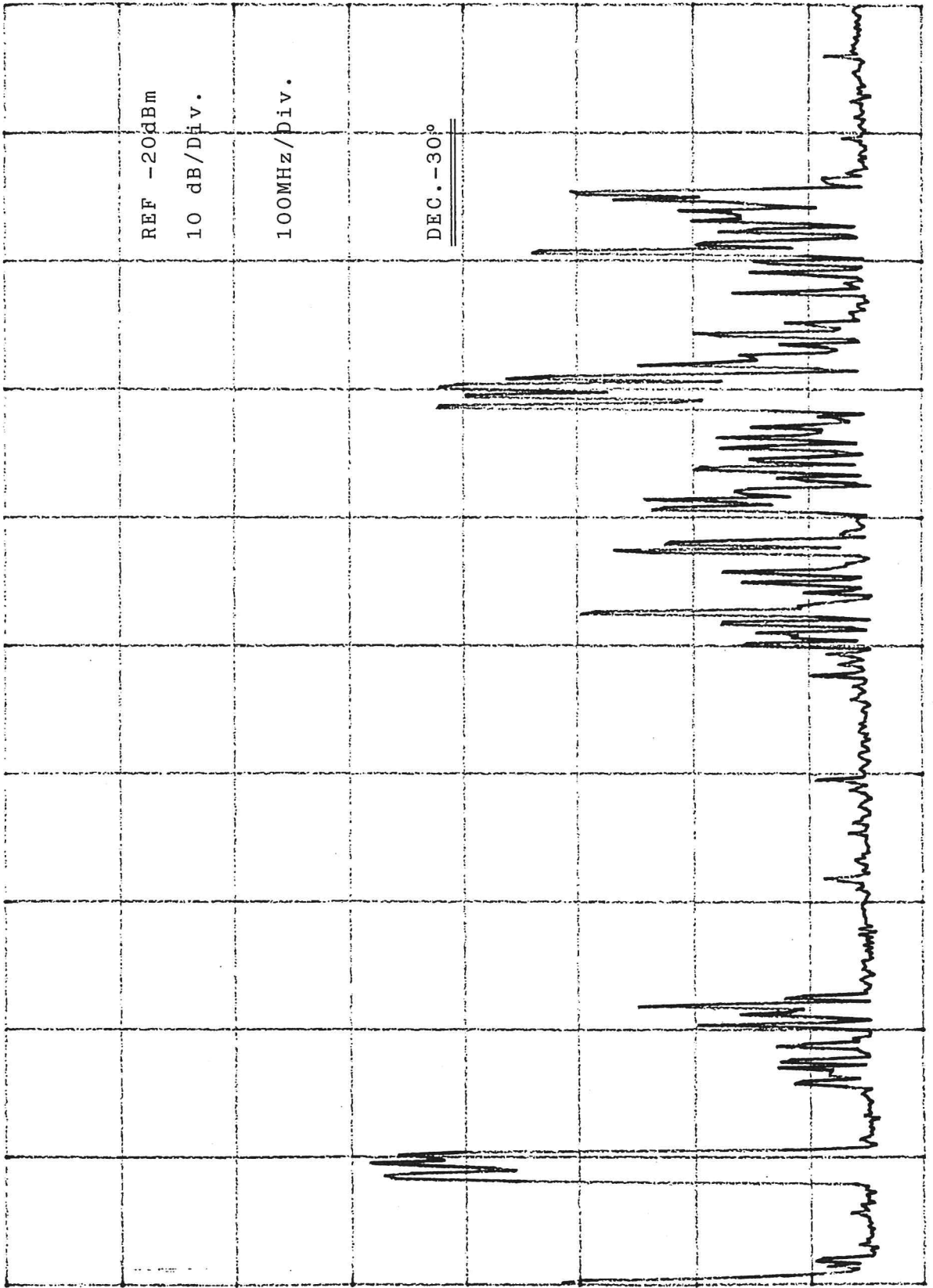
MIGLIORAMENTO

$$M = \frac{451}{178} \approx \underline{\underline{2.53}}$$

REF -20dBm  
10 dB/Div.

100MHz/Div.

DEC. -30°



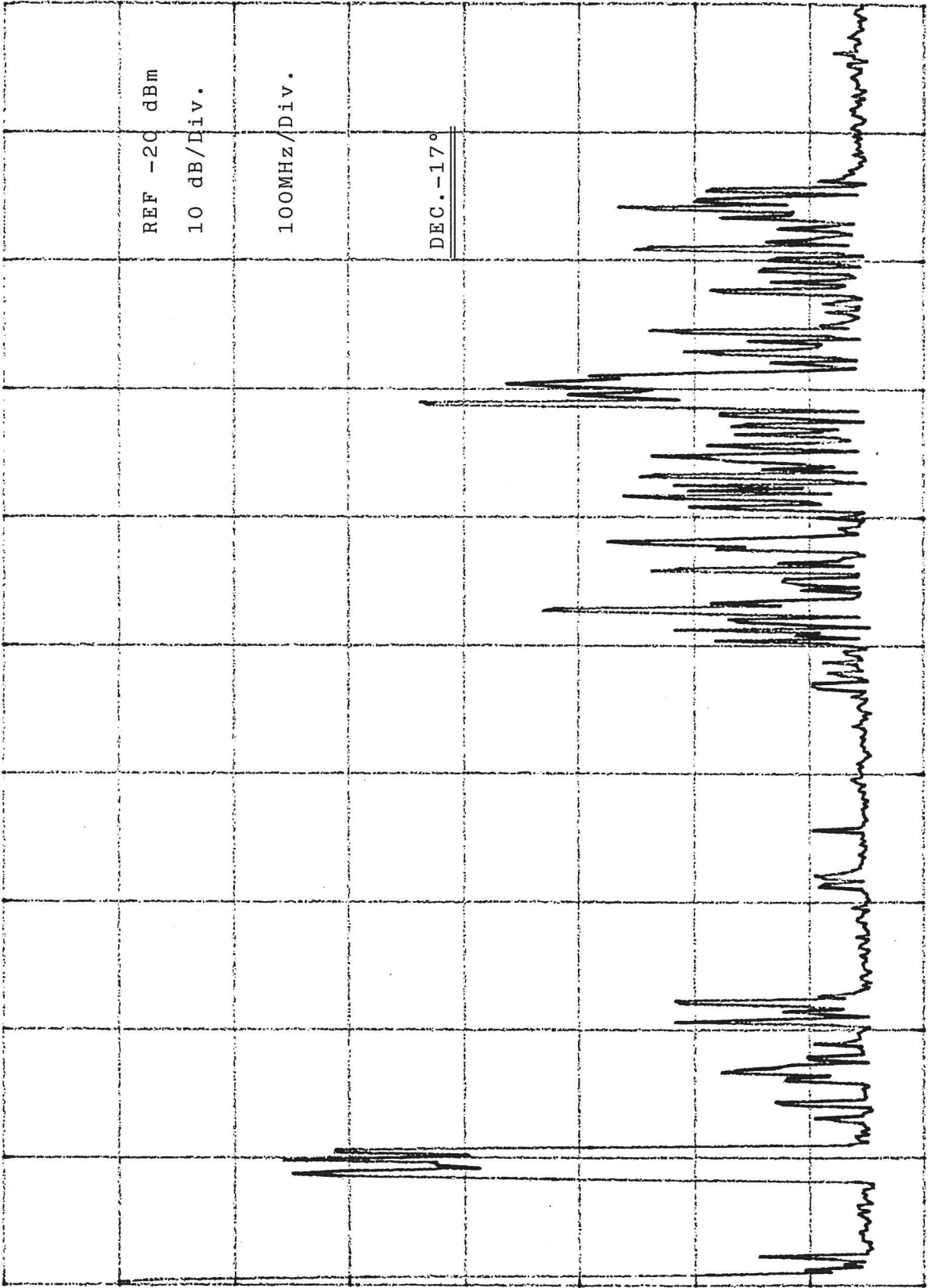
1GHZ

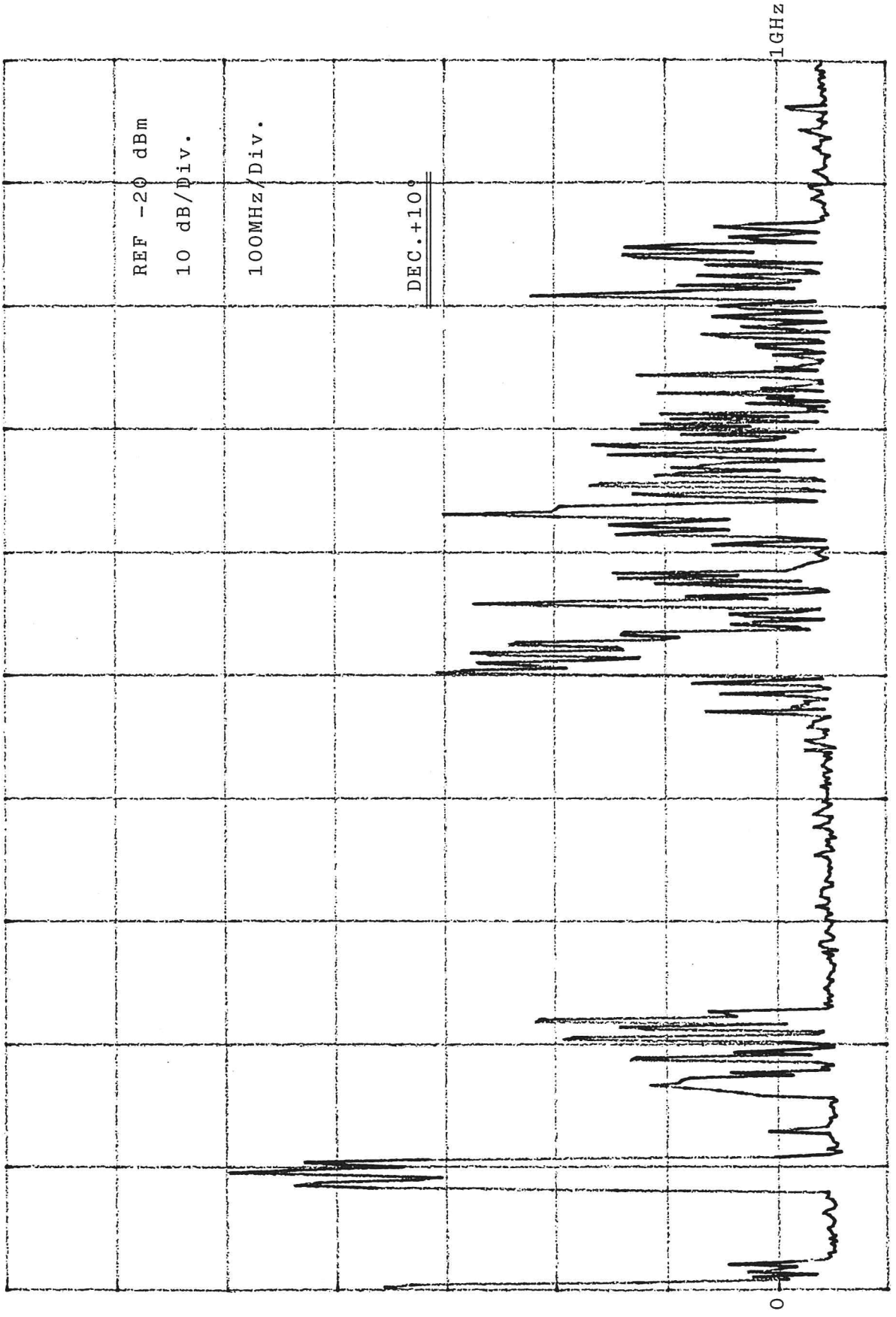
REF -20 dBm  
10 dB/Div.

100MHz/Div.

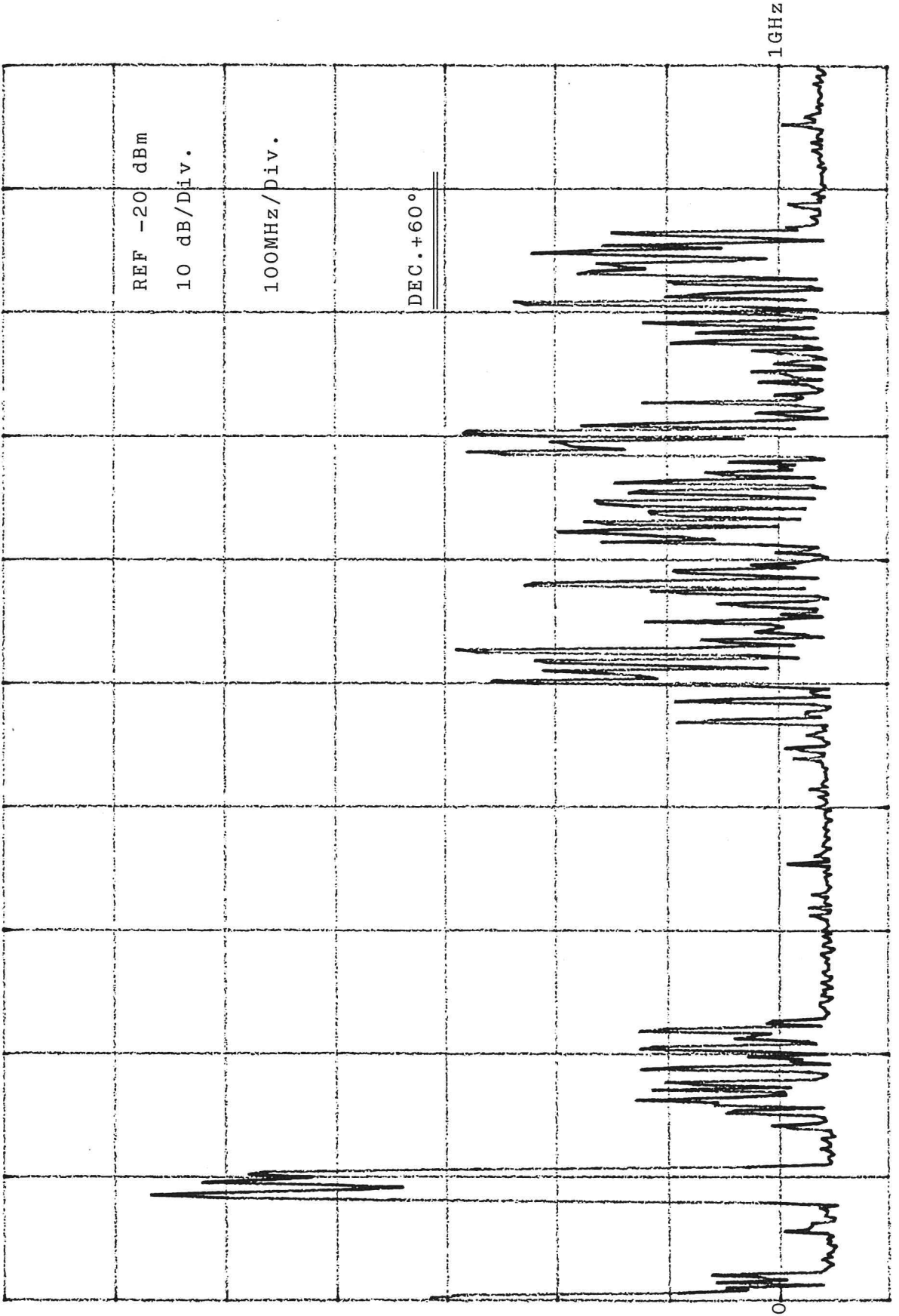
DEC. -17°

1 GHz

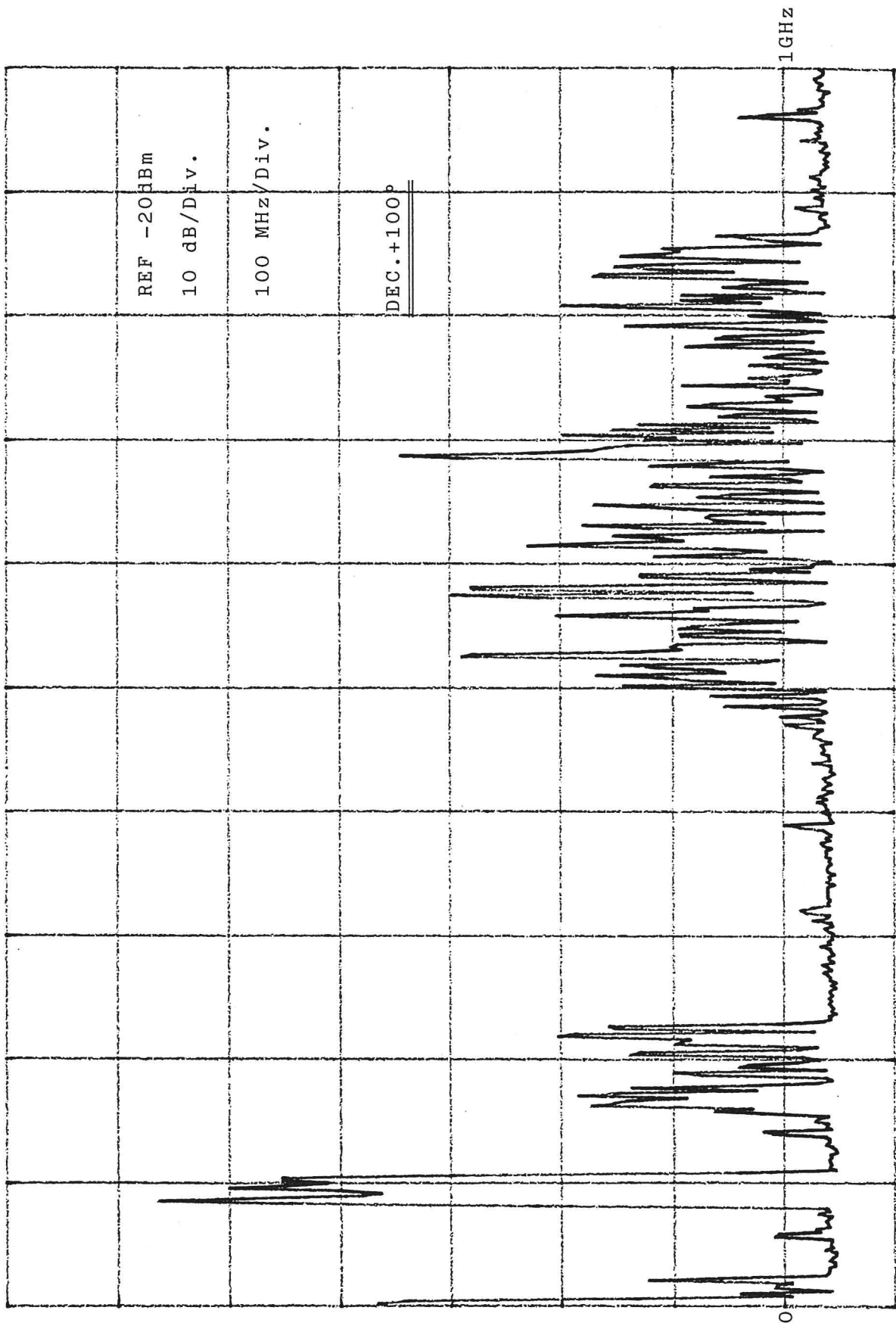




APPENDICE F



APPENDICE G



APPENDICE H