IL RICEVITORE A 22 GHz PER LA STAZIONE RADIOASTRONOMICA DI NOTO (SR)

G. Tomassetti, S.Mariotti, F. Magaroli
I.R.A. Bologna
N. Speroni
G.N.A. Unita' di Arcetri, Firenze
C. Contavalle, G. Nicotra
I.R.A. Noto (SR)
Collab. disegni: V. Albertazzi

Rapporto Interno I.R.A. 147/91

RAPPORTO INTERNO

CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE

ISTITUTO DI RADIOASTRONOMIA

c/o ISTITUTO DI FISICA «A. RIGHI»

Via Irnerio, 46 - 40126 BOLOGNA (Italy)

INDICE

REFERENZE 3
GENERALITA'.....4
Struttura tecnica 4
SCHEMA A BLOCCHI
Il ricevitore 7
L'Antenna.....9
Il FEED 9
Il criostato.....10
Il sintetizzatore 10
CALIBRAZIONE E MISURA DEL RUMORE 10
RISULTATI .....12.

IL FRONT-END

Generalita'.....13
Progetto di massima 14
Amplificatori coassiali 14
Tecnica di montaggio 16
Preparazione e montaggio degli HEMT 17
Primo test in continua 19
Tre stadi in cascata 19
Taratura dei tre stadi 20
Primo mixer criogenico a GaAs FET 22
Alimentatore multiplo a corrente costante 23

MOLTIPLICATORE DI FREQUENZA x 18

Generalita' 25
Primo triplicatore (1151 MHz x3).....25
Taratura 26
Secondo triplicatore (3453 MHz x 3) 27
Taratura 28
Amplificatore a due stadi per banda "X" 28
Taratura 28
Moltiplicatori finali x 2 (10359 MHz x 2) 29
Taratura 30
I filtri passa-alto in guida d'onda 30
Verifica del funzionamento complessivo 31
Alimentatore 32
Prestazioni 32

LA SECONDA CONVERSIONE

Generalita' 33
Alimentatore 35
Dati tecnici e risultati 36
APPENDICE 1a 37
APPENDICE 2a 41

FIGURE DI TESTO .....da pag.45 alla fine

REFERENZE

1)- "Low noise 10,7 GHz cooled GaAs amplifier" ; G.Tomassetti, S. Weireb, K. Kellington; ELECTRONIC LETTERS Vol. XVII, n.25/26, Dec. 1981, pp.949-951.

2)- "An original coaxial structure allows operation of packaged MESFET at top noise and gain performance up to 24 GHz"; G.Tomassetti, R. Ambrosini, G. Sinigaglia; ALTA FREQUENZA Vol. LI, Maggio/Giugno 1982, pp.174-176.

3)- "An unusual microwave mixer" G.Tomassetti; PROCEEDINGS OF THE 16th. EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, pp.754-759, Dublin,Ireland, 1986.

4)- Rapporti interni I.R.A. citati nel testo

IL RICEVITORE A 22.2 GHz PER LA STAZIONE RADIOASTRONOMICA DI NOTO (SR)

Generalita'

L'interesse per le osservazioni radioastronomiche a 22 GHz e' per lo piu'incentrato sulla vicina riga dello H_2O.
Paralleli e complementari possono considerarsi i possibili studi del mezzo interstellare, dei "maser", della spettroscopia interstellare molecolare che unitamente alle normali osservazioni VLBI completano un quadro osservativo scientifico di grande respiro.
Questa banda radioastronomica e' considerata "difficile" sia dal punto di vista delle osservazioni che risentiranno fortemente delle condizioni meteo, per quanto detto sopra, sia da quello ingegneristico per la frequenza tutt'ora (1991) considerata abbastanza alta e comunque quasi al limite della nostra strumentazione di laboratorio e della nostra tecnologia. Progettare e costruire i necessari amplificatori allo stato dell'arte per quanto riguarda guadagno e temperatura di rumore su questa banda e' stato un po' visto come una sfida del nostro gruppo che doveva confrontarsi con prodotti di altri Gruppi di ricerca spesso realizzati con ben altri mezzi, non solo economici.
Ad esempio il front-end NRAO accusa una temperatura di rumore massima di 60k su una banda di 4 GHz, un traguardo per noi comunque impossibile da raggiungere per due importanti motivi:
a- gli americani usano FET "HEMT" in chip cioe' privi dei reofori di collegamento che,unitamente a tecniche di montaggio in "micro strip line", permettono di ottenere la banda passante utile citata;
b- vengono usati HEMT speciali riservati di norma ai centri di ricerca per le Forze Armate.
Citeremo tra poco i nostri risultati che, a parte la banda passante, si confrontano degnamente, a nostro avviso, con quelli americani.

Struttura tecnica

Il ricevitore sara' contenuto in un rack a sezione quadrata di profilato di alluminio di dimensione per noi standard di 590 x 590 mm. L'altezza del rack dipende dal tipo di ricevitore: nel caso specifico e' fissata in 1270 mm. Uno schizzo che mostra nelle grandi linee la disposizione dei componenti all'interno del rack e' mostrato in Fig. 1 mentre la foto 1 di Fig. 2 ne da una piu' accurata visione generale.
La posizione delle scatole costituenti il ricevitore e' elettricamente poco rilevante ed e' stata scelta avendo in mente la comodita' o la minima lunghezza dei cavi di collegamento. E' invece essenziale che il FEED, facendo parte del sistema

"ottico" dell'antenna sia montato rigorosamente sull'asse della struttura meccanica di sostegno oltre che a quello del rack stesso.
All'operazione di centraggio e' stata dedicata una attenzione particolare ed e' stato fatto il possibile per contenere gli errori entro il millimetro. Il parallelismo tra il piano della "bocca" del FEED e quelli corrispondenti del rack e' stato controllato con una bolla di precisione. Essendo il FEED solidale col DEWAR, il centraggio verra' fatto agendo sulle quattro viti con dado e controdado che sostengono quest'ultimo sui suoi appoggi.
Nel tratto cilindrico del FEED e' saldato un accoppiatore direzionale di accoppiamento e direttivita' non noti ma sicuramente superiori ai 30 dB. La misura di tali grandezze e' considerata difficile per ragioni di componentistica e strumentali ed e' stato deciso di soprassedere anche in previsione che, in ogni caso, il valore della marca di calibrazione, che dipende dall'accoppiamento, dovra' essere determinato con il sistema indiretto che considereremo fra poco.
Il DEWAR, progettato nel nostro laboratorio gia' da diversi anni, e' una realizzazione in acciaio inox della RIAL di Parma, specialista nel campo ed e' riportato come riduzione fotostatica in Fig. 3. Si ricorda che il sistema di refrigerazione usato e di cui si dira' tra breve, e' a ciclo chiuso per cui all'interno del DEWAR non circolera' Elio e non vi sara' una temperatura diversa da quella ambiente. E' la sola "punta" di un "dito freddo" che protrude dalla "testa fredda" infilata nel DEWAR dal basso che raggiunge, se si realizzano le corrette condizioni al contorno, la temperatura criogenica. Tali condizioni prevedono lo instaurarsi di un vuoto molto spinto, alcune parti in 10^{-7} mbar, per evitare perdite per convezione. Le comuni pompe da vuoto non sono sufficienti ad ottenerlo ma il problema non si pone perche' sara' la stessa temperatura criogenica a realizzarlo facendo precipitare i gas residui nell'ultima fase. Saldati sulla parete cilindrica verticale del DEWAR sono disponibili due prese da vuoto standard attraverso le quali si comunica col suo interno. Sulla prima e' collocata permanentemente una testa di misura del vuoto del tipo "PENNING"; sulla seconda,dopo una valvola ad avvitamento si connettera' la pompa di prevuoto (roughing) tutte le volte che si preveda un ciclo di raffreddamento criogenico. La pompa di prevuoto verra' scollegata dal circuito, previa chiusura della valvola, quando la temperatura fisica abbia raggiunto un valore inferiore ai 50K. Se tale pompa, per ragioni organizzative rimanesse attivamente in circuito anche dopo l'aver raggiunto la temperatura criogenica di regime non succedera' nulla di irreparabile: si notera' solo che non e' stato raggiunto il vuoto previsto La chiusura della valvola ripristinera' quasi immediatamente la normale pressione di esercizio.
Le perdite per irraggiamento saranno minimizzate dalla lucidatura a specchio di tutte le pareti interne del DEWAR. La meticolosa pulizia delle pareti interne deve sempre seguire gli eventuali interventi manuali e comunque sempre prima di chiuderlo in previsione di un raffreddamento.

Le perdite per conduzione sono invece affrontate con criteri diversi. Ad esempio la guida d'onda circolare che connette l'ingresso del front-end alloggiato nel DEWAR al FEED che gli fornisce il segnale da amplificare, semplicemente NON si toccano fisicamente. La separazione e' modesta, circa 0.2 mm ma efficace perche' ad una altissima impedenza termica fa riscontro una impedenza quasi nulla per le correnti a microonde opportunamente convogliate tramite un "gap" risonante (si osservi Fig. 4 per maggiori dettagli meccanici).
I cavi di ingresso e uscita sono tutti realizzati ponendo in cascata un primo tratto in inox che e' un pessimo conduttore di calore con il restante in rame che ha inerentemente perdite inferiori, specie quando venga fatto operare a temperature criogeniche come in questo caso. Per la stessa ragione i fili di collegamento di bias per il front-end sono scelti lunghi, sottili ed isolati in teflon con una alta resistenza termica complessiva.
Uno schermo termico a 78K che "avvolge" completamente la parte criogenica centrale, completa le condizioni poste in precedenza che ci permettono di far funzionare i nostri amplificatori ad una temperatura fisica prossima ai 20K.
La "testa fredda" che si introduce nel DEWAR e che mette a disposizione un "dito freddo" a cui sono solidamente ancorati gli amplificatori da raffreddare, e' un prodotto commerciale CTI "350". Tutte le specifiche e le caratteristiche tecniche relative a questa unita' refrigerante sono descritte sul manuale di istruzione disponibile nel nostro laboratorio.
La testa fredda che, come accennato, al suo interno opera in ambiente a pressione di Elio gassoso, sara' collegata al suo compressore tramite due tubi a tenuta che, per nessuna ragione, dovranno mai essere avvitati scambiati tra loro.
L'accesso all'elettronica all'interno del DEWAR avviene previa rimozione dei due grandi coperchi contrapposti sulle testate e quelli piu' interni appartenenti allo schermo termico.
Questa operazione non potra' avvenire se prima non sara' stata riammessa aria nel DEWAR aprendo la valvola di cui si e' detto.
La simmetria cilindrica del DEWAR vien meno nella parte superiove ove e' saldata una piastra di inox a facce rigorosamente piane in cui sono praticati tre grandi fori come ben visibile in Fig. 3. In corrispondenza saranno fissate con viti tre flange di ottone dorato provviste di sedi per OR per la necessaria tenuta del vuoto. La flangia centrale, particolarmente elaborata, prevede due sedi di OR ed un "choke" a quarti d'onda risonanti che rendono minime le perdite dovute alla non continuita' meccanica provocata dal "gap". La tenuta del vuoto alla connessione del FEED e' assicurata da una lamina di KAPTON di spessore 0.15 mm e di diametro di poco superiore al suo OR di tenuta (vedi Fig. 4).
Le altre due flange sono munite di passaggi a tenuta di vuoto sia coassiali SMA che multicapo per le alimentazioni in c.c.

Sul lato SUD del rack e' disponibile un pannello di distribuzione in cui alle lettere si fanno le suguenti corrispondenze:

R = uscita I.F. (100 ÷ 500 MHz) del canale RIGHT;
L = uscita I.F. " " " LEFT;
O.L. = ingresso del segnale di Oscillatore Locale proveniente dal sintetizzatore. La frequenza sara' 1151 MHz; la potenza + 15 dBm.
AU = ingresso del segnale di riferimento a 10 MHz proveniente dal MASER per pilotare l'Antenna Unit, quando verra' installata. L'AU, commutata in alternativa alla marca di calibrazione del guadagno, permette di valutare la fase del ricevitore;
NS = ingresso di una tensione positiva di 28.0 Volt necessaria per alimentare il generatore di rumore allo stato solido;
T = uscita del diodo sensore della temperatura criogenica da collegare al misuratore esterno;
P = uscita del sensore del vuoto "PENNING" da collegare al misuratore esterno. ATTENZIONE ALLA ALTA TENSIONE !
N = immissione di un flusso di Azoto gassoso alla base del FEED per evitare la formazione di condensa sulla lamina di KAPTON che opera come "finestra" a tenuta di vuoto permettendo il passaggio delle microonde all'interno del DEWAR.

Sul lato EST sono avvitate in successione tre scatole contenenti l'elettronica della seconda conversione le prime due ed i componenti dell'O.L., l'altra.

Il lato OVEST vede il solo pannello di alimentazione per la sezione criogenica.
Tutta l'elettronica contenuta in queste scatole verra' descritta in dettaglio nei prossimi capitoli.

SCHEMA A BLOCCHI

Il ricevitore

Da considerazioni di principio che verranno discusse nel prosieguo e' nata l'esigenza di realizzare un ricevitore supereterodina a doppia conversione di frequenza cosi' articolato:

Banda da ricevere (cielo) ≈ 21.9 ÷ 22.4 GHz
Oscillatore Locale .....= 20.718 GHz
Prima frequenza intermedia= 1251 ÷ 1651 MHz
Secondo O.L. .....= 1151 MHz
Seconda I.F. .....= 100 ÷ 500 MHz

Si intende che i due O.L. sono in realta' prodotti dallo stesso sintetizzatore commerciale pilotato dal MASER di stazione. La frequenza del primo O.L. e' percio'ottenuta per moltiplicazione x 18 di tale frequenza base.
Una rappresentazione utile a familiarizzarsi con le conversioni e le bande citate e' mostrata in Fig. 5.
Lo schema di principio elettrico-funzionale a blocchi e' invece mostrato in Fig. 6.

Osservando quest'ultima figura si sottolineano le principali funzioni dei blocchi: il segnale a microonde disponibile sul FEED viene introdotto nel DEWAR e diviso per tipo di polarizzazione (circolare DESTRA -RHP- o circolare SINISTRA -LHP-) tramite un polarizzatore ibrido commerciale. Seguono gli stadi di amplificazione a HEMT ed i mixer a GaAs criogenici di cui si dira' diffusamente in un capitolo successivo. Ai mixer verra' applicato, via un cavetto coassiale, potenza di O.L. e da essi usciranno le correnti alla prima I.F. Il passaggio di componenti coassiali attraverso le flange poste sulla parete piana del DEWAR avviene utilizzando gli appositi connettori SMA a tenuta di vuoto prodotti dalla RADIALL come gia' accennato.
Tramite due cavetti semirigidi le correnti I.F. vengono presentate all'ingresso delle scatole ove e' alloggiato il ricevitore di seconda conversione che fornira' le uscite RIGHT e LEFT al terminale di acquisizione MARK 3°. La scatola dell'O.L. fornisce le uscite per i 4 mixer previsti nel progetto: quelle a frequenza piu' elevata sono risultato di una moltiplicazione elettronica, le altre due sono semplicemente ottenute per divisione passiva del livello di ingresso fornito dal generatore sintetizzato stabilizzato dal MASER di stazione.
Anche questi blocchi verranno descritti in dettaglio nei prossimi capitoli.
La disposizione dei componenti criogenici all'interno del DEWAR e' mostrata in Fig. 4. Dopo il "gap" si nota una transizione tondo-quadrato elettroformata che adatta la sezione circolare del FEED a quella quadrata del polarizzatore ibrido immediatamente successivo. Le transizioni guida-coax sono necessarie perche' l'ingresso dei nostri amplificatori e' a connettore coassiale SMA. Questo primo gruppo di componenti passivi e' fissato con 4 viti al blocchetto di rame indicato sul disegno con tratteggio pieno. A sua volta il blocchetto e' avvitato al dito freddo attraverso fori ad asola necessari perche' sara' inevitabile effettuare una attenta operazione di centraggio di questi componenti nei confronti del foro d'uscita sulla flangia. Si sfruttera' inoltre questa occasione per verificare con uno spessimetro ed una barretta piana la presenza e la dimensione del "gap" che e' fissato in circa 0.2 mm. Un aumento di questa misura potra' essere fatta assottigliando la flangia superiore della transizione tondo-quadrato. Nel caso si voglia ridurre il gap sara' invece necessario spessorare con un foglio di rame l'attacco del polarizzatore col blocchetto di rame. A quest'ultimo importante manufatto sono anche rigidamente avvitate le due piastre di rame che sostengono gli amplificatori ed i mixer.
La ragione per cui anche i componenti passivi di cui sopra sono prudentemente raffreddati va ricercata nella certezza che ad ognuno di essi e' associata una perdita ohmica in grado di introdurre nel circuito una frazione della temperatura fisica a cui operano. Percorsi brevi e componenti dorati come si e' fatto nel nostro progetto riducono le perdite ohmiche senza eliminarle pertanto e' sempre conveniente farli operare alla temperatura piu' bassa possibile. Lo stesso discorso vale per i cavetti semirigidi che collegano l'elettronica con l'esterno che dovranno necessariamente ancorarsi alle flange del DEWAR, a

temperatura ambiente. Sara' conveniente realizzare tali cavetti ponendo in cascata un tratto in rame ed uno in inox sfruttando le loro note prerogative termiche ed elettriche . Il tratto piu' lungo sara' di rame e sara' posto sul lato elettronica in modo da farlo operare a temperatura criogenica. Si noti che in Fig 4. questi cavi non sono stati disegnati in scala.
Lo schermo termico e' realizzato con lamierino di alluminio lucidato a specchio. Non assolve funzioni elettriche ma e' richiesto per migliorare l'efficienza termica del sistema refrigerante. E' necessario controllare che i cavetti coassiali ed il polarizzatore ibrido lo attraversino senza toccarlo.
I cavettini ad U che uniscono l'amplificatore al mixer sono ovviamente di rame e di lunghezza minima compatibile con le esigenze meccaniche.
I disegni tecnici relativi alle parti interne del DEWAR sono mostrati in una versione fotostatica ridotta nelle Fig.7,8,9,10,11,12.

L'antenna

Questo ricevitore e' previsto per operare nel fuoco Cassegrain di un paraboloide di 32 m di diametro. Il fuoco secondario e' disponibile all'interno di una ampia "vertex room" posta sotto il vertice dello specchio principale. La convergenza nel fuoco del segnale proveniente dallo specchio secondario avviene attraverso un oblo' ricoperto con un panno di GORETEX che protegge la "vertex" dagli eventi meteo ma che inevitabilmente ostacolera'il passaggio di onde, specie quelle di 13 mm dissipandone pero'una modestissima frazione. Il panno deve periodicamente essere sostituito perche' soggetto ad usura con aumentate perdite sia elettriche che di impermeabilizzazione.

Il FEED

Il FEED e' stato realizzato dal Gruppo di Arcetri a cura degli Ingg. Tofani e Catarzi ed una sua sezione e' mostrata in Fig. 13. Il suo centro di fase che dovrebbe essere posto in coincidenza col fuoco del paraboloide, non e' specificato nella documentazione in nostro possesso pertanto si e' assunto trovarsi a 1/3 dell'altezza del cono di "flare", lato bocca. Il "flare angle" per un tapering di -10 dB e' di 18°. Esiste una ampia possibilita' di verifica e di aggiustamento perche' il ricevitore di cui il FEED e' parte costituente, puo' agevolmente scorrere sull'asse "z" all'interno della "vertex". Il FEED ha una transizione taperata di input con corrugazioni variabili in profondita'.
Nella sua parte cilindrica e' saldato un accoppiatore direzionale in grado di accoppiare nelle due polarizzazioni circolari la stessa energia. Non sono note con precisione le grandezze specifiche quali l'accoppiamento e la direttivita' ma, come detto altrove, non ci si e' preoccupati perche' l'ampiezza della marca di calibrazione verra' ottenuta in modo indiretto.

Il criostato

E' un prodotto CTI attualmente (1991) rappresentata in Italia dalla RIAL di Parma. Il tipo di "testa fredda" da noi adottato e' il "350" in grado di mantenere una temperatura di 20k fino ad una dissipazione di 4W.
Tutte le specifiche tecniche sono ben descritte nel manuale di istruzione al quale si rimanda il lettore interessato.

Il sintetizzatore

Vengono usati due tipi commerciali RACAL e HP provatamente in grado di permettere le osservazioni VLBI fino a 22 GHz quando siano "phase locked" al nostro MASER di stazione. Dovranno essere in grado di operare fino a 1300 MHz ed erogare una potenza di + 15 dBm.

Gli altri blocchi mostrati in Fig. 6 saranno descritti in dettaglio nei prossimi capitoli.

CALIBRAZIONE E MISURA DEL RUMORE

La misura della temperatura di rumore di un ricevitore radioastronomico costituisce un problema di non sempre facile soluzione. La prima difficolta'e' quella di capire di che cosa si sta' parlando. Quasi tutti i gruppi di ricerca radioastronomica del mondo costruiscono i loro front-end e riportano nelle loro pubblicazioni le temperature di rumore di questi dispositivi, di solito terribilmente basse. Spesso queste temperature vengono confuse con quelle dei loro ricevitori. In realta' la citata temperatura, pur necessaria come ottima condizione di partenza non risulta sufficiente a definire la bonta' del ricevitore stesso perche' non tiene conto dei contributi dei "gadgets" che precedono necessariamente il front-end. Molto indicativa ai fini pratici e' invece la misura del rumore sulla "FLANGIA", sulla bocca cioe' del FEED. Questa misura comprende le temperature introdotte da tutti i componenti passivi, FEED compreso, che precedono il front-end. Si tratta percio' di una misura seria e comprensiva ed e' realizzabile con relativa facilita' in laboratorio o addirittura in sito.
La misura che definisce la sensibilita' vera di un radiotelescopio e' pero' la "T_{SYS}", la temperatura di sistema che alla temperatura alla flangia somma quelle dell'antenna e del cielo totalizzando cosi' la effettiva temperatura di lavoro.
Durante il processo di misura della temperatura sulla flangia e' possibile determinare anche la temperatura della marca di calibrazione e da questa la T_{SYS} con l'antenna puntata allo Zenith o forse, ancora meglio, al polo galattico. La differenza tra le due grandezze(T_{SYS} - $T_{FLANGIA}$) non sara' pero' ulteriormente analizzabile: le temperature dell'antenna (lobi secondari,perdite ohmiche ecc.) e del cielo (radiazione di fondo, ionosfera, troposfera ecc.) risulteranno inevitabilmente sommate.

Per procedere alla misura della temperatura di rumore sulla flangia sono necessarie le seguenti cose:
a)- un ricevitore di stabile e sufficiente guadagno (come il nostro).Il rack-ricevitore durante la misura dovra' operare in posizione eretta.
b)- un bolometro che permetta di leggere con sicurezza almeno due cifre decimali; consigliati i tipi digitali.
c)- Un generatore di rumore (preferiti quelli allo stato solido) con uscita in guida d'onda e con una ENR prossima ai 25 dB da collegare permanentemente all'ingresso dell'accoppiatore direzionale sul FEED. I tipi coassiali richiedono una ulteriore transizione guida-cavo.
d)- un blocco di materiale assorbente a coni adatto ad operare alla frequenza del ricevitore (ECCOSORB) di superficie sensibilmente maggiore della bocca del FEED di cui costituisce il carico adattato (vedi lo schizzo in Appendice 2).
e)- una scatola senza coperchio di polistirolo espanso entro cui possa venir sistemato il blocchetto di materiale assorbente di cui sopra. Lo spessore delle pareti potra'essere di qualche cm. Accertarsi che riesca a contenere un colmo di azoto liquido senza perdite per un certo tempo (5 minuti?).
Se il materiale assorbente entra nella scatola con un minimo di attrito (i conetti dovranno essere rivolti verso la bocca del FEED !) non galleggera' successivamente nell'azoto liquido semplificando le operazioni di cui si dira' fra poco. Se le perdite sono invece evidenti usare polistirolo di maggior consistenza (viene venduto in base ai Kg/m^3).
f)- un Dewar capace di contenere una decina di Kg di azoto liquido.

Si fa funzionare il ricevitore nella normale configurazione e si collega una delle due uscite al bolometro digitale, possibilmete via un attenuatore variabile. Si appoggia il carico adattato (non essendo ancora immerso in azoto liquido operera' alla temperatura ambiente) sulla bocca del FEED e si fara' una misura della potenza letta sul bolometro che chiameremo:

W1

Si alimenta il generatore di rumore ottenendo una seconda lettura del livello di rumore :

W2

Si versa azoto liquido nel contenitore del carico adattato fino a sommergerlo completamente.Dopo circa un minuto si potra' ritenere che la temperatura del carico sia prossima a quella dell'azoto liquido. Di norma noi assumiamo 80k quale valore piu' probabile. La nuova lettura della potenza risultera' marcatamente inferiore a quella precedente (come ordine di grandezza dovra' dimezzarsi) e la chiameremo:

W3

Si fa funzionare il generatore di rumore ottenendo:

W4

Nella Appendice 2 sono indicati i calcoli necessari per ottenere da queste misure sia il valore della temperatura di rumore che quello della marca di calibrazione.

Questa misura puo' essere fatta sia integrale su tutta la banda da 100 a 500 MHz a cui corrispondono le frequenze del cielo mostrate in Fig. 5, sia come misura "spot" realizzata ad intervalli discreti di frequenza, (ad esempio 100 MHz) su bande istantanee di poche decine di MHz. Questa tecnica permette di costruire un grafico temperatura di rumore-frequenza, utile in alcune circostanze, per esempio durante la taratura del front-end per renderlo piu' sensibile in corrispondenza delle frequenze piu' in uso. Per fare questa misura e' necessario inserire in circuito un filtro sintonizzabile largo appunto non piu' di alcune decine di MHz seguito, quando possibile, da un amplificatore a basso rumore per recuperare il segnale perduto a causa della sua inserzione. Nel nostro caso il filtro e' stato provvisoriamente inserito all'uscita I.F. di prima conversione disponibile su una delle flange del DEWAR.
Una analoga procedura delle misure e' stata seguita per determinare la temperatura di rumore integrale e spot su entrambi i canali col ricevitore operante a temperatura criogenica.

RISULTATI

Si riportano i dati tecnici ed i risultati di tutte le misure che caratterizzano il nuovo ricevitore riepilogando anche quelli citati altrove:

Ricevitore completo:
- Banda di ingresso (cielo), limitata dalla I.F. ..... = 21.9 ÷ 22.4GHz
- Reiezione della banda immagine .....= > 30 dB
- Temperatura di rumore a T ambiente ....= 350K
- Temperatura di rumore a 20K (flangia)..= 70K
- Temperatura della marca di calibrazione= 52K

Front-end:
- Banda passante a -3 dB..... .....= 900 MHz
- Guadagno a T ambiente .....= 25 dB
- Guadagno a T criogenica .....= > 25 dB
- Temperatura di rumore (stimata) a 20K..= 50K
- Input Return Loss .....= 9 dB
- Output Return Loss .....= 12 dB

O.L. :
- Frequenza del sintetizzatore .....= 1151 MHz
- Potenza d'uscita " .....= + 15 dBm
- Frequenza dell'O.L. per la prima conversione (frequenza del sintetizzatore x 18) ..... = 20.718 GHz
- Potenza sui due canali a 20.718 GHz....= + 12 dBm
- Potenza applicata ai due canali per la seconda conversione .....= + 9 dBm

Prima conversione
- Banda passante (limitata da un filtro).= 1251 ÷ 1651 MHz
- Temperatura di rumore all'ingresso.....= 300K (stima)
- Livello massimo senza compressione ....= ? K

Seconda conversione

Banda di seconda conversione.....= 100 ÷ 500 MHz

... Potenza "integrale" del rumore di uscita letta con bolometro col ricevitore "freddo".....= -10 dBm

La Fig. 65 mostra la radiosorgente W3OH osservata con questo ricevitore nel fuoco Cassegrain dell'antenna di Noto in data 27 Marzo 1991.

IL FRONT-END

Generalita'

La "sensibilita'" del ricevitore, cioe' la sua capacita' di rivelare la presenza di deboli segnali, dipende in gran parte dai primi stadi di amplificazione (front-end).
Concettualmente un segnale e' debole perche' e' alto il livello di rumore con cui esso viene ad essere confrontato pertanto, specie nel caso radioastronomico ove non e' possibile aumentare la potenza delle radiosorgenti, sara' imperativo minimizzare il "rumore di fondo" nel tentativo di massimizzare il rapporto tra l'energia utile ricevuta e quella associata al fondo stesso (massimo rapporto segnale-disturbo = Signal to Noise (S/N) ratio). Nel prosieguo invece di parlare di potenze ci si esprimera' piu' concretamente in termini di temperature.
Un ricevitore perfetto amplificherebbe il debole segnale in arrivo sull'antenna senza aumentare il fondo con cui esso si confronta (=temperatura del cielo) mantenendo cosi' inalterato il rapporto segnale-disturbo. In pratica le cose vanno diversamente perche' molti sono i contributi spuri che aumentano la temperatura del fondo e non ultimo si annovera il ricevitore stesso. L'antenna tramite il suo lobo principale "vede" la temperatura del cielo che e' molto bassa (< 3k) ma per fare cio' deve attraversare una atmosfera non sempre benigna. Ad esempio a 22.2 GHz, frequenza a cui operera' questo ricevitore, il cielo puo' superare facilmente i 30 gradi Kelvin, ma anche a frequenze inferiori, specie a basse declinazioni di puntamento dell'antenna, la temperatura del cielo puo' aumentare significativamente. A questo si deve aggiungere un contributo dovuto ai lobi secondari dell'antenna che "vedono" il terreno che, mediamente, si trova a circa 290k. Perdite ohmiche o dielettriche nel "feed" e nei dispositivi che conducono il segnale all'ingresso del primo stadio di amplificazione del front-end possono contribuire a peggiorare anche di molto il rapporto S/N. Da quanto premesso si conclude che, essendo il nostro ricevitore imperfetto, ad esso sara' associata una temperatura (di rumore)- TdR- che non manchera' di sommarsi a tutte le altre peggiorando in tal modo ed ulteriormente il rapporto S/N.

La moderna tecnologia ha prodotto dei dispositivi attivi allo stato solido detti HEMT (High Electron Mobility Transistors - malgrado il loro nome, sono in effetti dei GaAs FET "modificati"-), che, se fatti funzionare a temperature criogeniche, si avvicinano molto alla condizione ideale posta all'inizio (amplificare senza introdurre rumore proprio) pertanto il nostro ricevitore usera' tali dispositivi nel numero sufficiente a rendere minimo il suo contributo al rumore.complessivo.

Progetto di massima

Per calcolare il numero degli stadi di HEMT da impiegare nel front-end e' necessario conoscere la temperatura di rumore dello stadio immediatamente successivo che in questo caso sara' un mixer in accordo con lo schema di massima mostrato in Fig. 14.

Si assuma che il circuito a frequenza intermedia (I.F.) che segue il mixer abbia circa 300K di TdR (120K dichiarati dal costruttore del primo amplificatore +180K dovuti ai circolatori e al filtro) e che il mixer criogenico di cui si dira' tra poco, circa 300K con una perdita di conversione di 2.5 dB. La TdR all'ingresso del mixer indicata con terminologia americana $T_{RECEIVER}$ (= T_{REC}) diverra':

$$T_{REC} = 300 + (300 \times 1.78) = 834K$$

Questa TdR si sommerebbe a quella del front-end se questi avesse guadagno unitario. Il guadagno necessario a ridurre questa alta temperatura a livelli accettabili (e.g. 3K) e' immediatamente calcolabile come segue:

$$G = 834/3 = 278 \text{ volte} = 24.4 \text{ dB}$$

In un montaggio sperimentale a 22 GHz realizzato con le nostre tecniche coassiali, un singolo stadio HEMT a temperatura ambiente, forni' un guadagno di 7.5 dB. Se si accetta che per effetto del raffreddamento il guadagno tende a salire, si puo' confidare che tre stadi in cascata risulteranno sufficienti a soddisfare le nostre richieste (vedi anche i calcoli del guadagno di un singolo stadio nell'allegato 1).

Amplificatori coassiali

Il front-end e' quindi costituito da tre stadi di HEMT che operano a temperatura criogenica (circa 20K) ; si sono utilizzate le tecniche di montaggio coassiali da noi inventate e tuttora le uniche implementabili nel nostro Laboratorio. Per una banda relativamente stretta, come nel nostro caso, questa tecnica e' in grado di assicurare prestazioni migliori rispetto alle altre, a parita' di dispositivi usati, per il fatto di non soffrire di perdite dielettriche del supporto che nel nostro caso e' aria. La descrizione di amplificatori utilizzanti tecniche coassiali e' disponibile in letteratura (1)(2). Il

disegno meccanico relativo ai tre "blocchetti" collegati in cascata e'indicato nella fig. 15(A,B,C). Il materiale usato per la loro costruzione e' l'ottone avendo scartato per ragioni di difficolta' di lavorazione il rame malgrado le sue migliori prestazioni dal punto di vista della conducibilita' termica.
Lo schema elettrico di principio del singolo stadio e' mostrato in Fig. 16 mentre in Fig. 17 ne e' mostrata la versione pratica realizzativa. Se i reofori dei FET sono introdotti nelle linee principali per una lunghezza pari a lambda/4 si realizzera' il richiesto corto circuito elettrico tra FET e linee. La lunghezza della linea coassiale frapposta tra FET e cilindretto scorrevole risuona le reattanze ma per portare la parte reale dell'impedenza al valore di normalizzazione di 50 ohm e' necessario che i cilindretti siano posti alla giusta distanza dal FET ed abbiano la corretta impedenza caratteristica (cioe' il corretto diametro). La implementazione pratica dell'amplificatore e' mostrata in Fig. 18 .in una sua sezione longitudinale schematizzata. L'intero front-end vede tre di questi stadi posti in cascata. Ovviamente, nell'intento di accorciare i percorsi, i connettori coassiali intermedi non sono usati e al loro posto e' sufficiente usare linee da 50 ohm di lunghezza doppia rispetto al singolo stadio. Le linee doppie sono sostenute in mezzeria da un centratore di teflon di adatte dimensioni che confinera' gli spostamenti dei due cilindretti delimitando la loro corsa entro le rispettive mezzerie. Per evitare possibili scorrimenti delle linee doppie nel senso longitudinale, il che potrebbe tradursi, come gia' successo in alcuni casi, in un corto circuito di una delle due lineette di bias interessate (quella di DRAIN dello stadio che precede o quella di GATE di quello che segue), e' necessario inserire tra ciascun termine delle linee e il "FET holder" mostrato in Fig. 19 uno spessore di teflon di circa 0.5 mm tagliato in modo che possa sistemarsi, magari forzandolo, all'interno della linea principale. Il coperchio evitera' che questo distanziatorino possa fuoriuscire dalla sua sede obbligata.
Il calcolo teorico dell'amplificatore e' indicato in Appendice 1 ma i dati ricavati andranno usati con cautela perche' ottenuti da parametri "S' dei dispositivi non totalmente affidabili. I dati tecnici dell'HEMT forniti dal Costruttore sono riportati nelle figure A1, A2, A3, A4 della citata Appendice.
In realta', forse il pregio maggiore della disposizione coassiale e' proprio quello di non richiedere obbligatoriamente la conoscenza dei citati parametri che, tra l'altro, a frequenze oltre i 18 GHz (oltre i 22 GHz nel caso del nostro FHR02FH della Fujitsu), non vengono neppure forniti dal Costruttore o, se forniti, non riguardano sicuramente i dispositivi fatti lavorare a temperature criogeniche!
Il calcolo teorico nel nostro tipo di montaggio serve solo a dare una indicazione: il dimensionamento e il posizionamento dei componenti che fanno funzionare bene uno stadio amplificatore a microonde sono quelli verificati e ottenuti in Laboratorio all'atto della taratura.
Una descrizione piu' puntuale del singolo stadio ed una miglior comprensione del montaggio degli HEMT e delle altre strutture si avra' osservando gli schizzi di fig. 19, 20, 21, 22. Una delle

operazioni piu' delicate riguarda la saldatura dei filini di 0.1 mm di diametro, lunghi lambda/4 (cioe' poco piu' di 3 mm), ai reofori di input e output degli HEMT. Il lavoro finito e' mostrato in Fig. 21. Da temere sono gli eccessi di stagno e il pericolo che correnti disperse o scariche statiche provenienti dal saldatore o dalle mani dell'operatore non perforino le fragilissime giunzioni di GATE che, e' utile rammentarlo, misurano pochi decimi di micron. Il dispositivo attivo andra' infilato nella sua sede come mostrato in fig.19 e vi verra' trattenuto dalla barretta di ottone che piu' sopra abbiamo definito "FET holder" pure mostrata nella parte superiore dello stesso schizzo (vedi anche Fig. 15B).
Una rappresentazione schematica della circuitistica di polarizzazione e' invece mostrata in Fig.20. I "chip capacitors" mostrati allineati per comodita' di rappresentazione, sono in realta' disposti come mostrato in fig.22. Il valore dei condensatorini in parola non e' critico ma segue una logica di costanti di tempo crescenti, andando verso l'esterno, nell'intento di rendere la rete efficace fino a frequenze molto elevate. Non e' infrequente che il FET oscilli o che abbia comunque risposte spurie a frequenze unicamente dipendenti dalla circuito di bias. Sotto questo aspetto e' stato verificato che se la capacita' del primo chip a cui e' saldata la linea ad alta impedenza per il bias supera i 0.5 pF l'amplificatore produce una auto-oscillazione attorno ai 3.5 GHz.
In un caso e' stato necessario disporre un nucleino di ferrite sulla lineetta di bias d'uscita per evitare il persistere di tale auto-oscillazione.
E' anche utile ricordare che gli HEMT raffreddati, come del resto anche altri dispositivi GaAs FET, a causa delle migliorate caratteristiche elettriche, possono tendere a divenire instabili. Di solito la cura consiste nel variare la corrente I_D e/o la tensione V_D fino a raggiungere una zona di operazione stabile.
Una vista prospettica "esplosa" del singolo stadio e' mostrata in Fig. 23.
Una vista della cascata dei tre stadi e' invece mostrata in Fig. 24. I tre blocchetti costituenti la serie scorrono su due tondini di ferro di 3 mm di diametro posti lungo l'asse maggiore. La tenuta meccanica dell'insieme e' assicurata dalla presenza di 4 viti di 2 MA avvitate in testa ai tondini e ben visibili ai lati dei connettori coassiali di ingresso e uscita.

Tecnica di montaggio

Disponendo di un blocchetto vergine o reso tale, lo si riscaldera' su un fornelletto elettrico alla temperatura di fusione dello stagno. Si depositera' ora una goccia di stagno nei punti ove alloggeranno i "chip capacitors" come indicato in Fig. 22. Il posizionamento dei condensatorini avverra' con l'ausilio di una pinzetta a molla. E' consigliabile depositare sulla parte da saldare una piccola quantita' di pasta saldante per assicurare una ottima adesione. Ricordarsi, finche' il

blocchetto e' caldo, di saldare i due fili di contatto per gli zener di protezione infilandoli negli appositi fori.
I due chip da 0.5 pF dovranno risultare vicinissimi al foro di "bias" e, se possibile, addirittura saldati inclinati per potervi poi collegare con comodo la lineetta di bias che, lo si ricordi, e' lunga solo 3 mm.
Si afferra ora lo scatolino con una pinza e si deposita su un piano a temperatura ambiente per farlo raffreddare lentamente. Segue una energica pulitura con etere etilico e pennellino per asportare qualsiasi traccia di pasta saldante e/o altre scorie. Forzare con cautela i chip per assicurarsi che siano ben saldati e che le saldature siano lucide e vive. Una saldatura fredda potrebbe compromettere le prestazioni dell'amplificatore e mettere in seguito a dura prova i nervi del collaudatore.
Ripetere questa operazione per ogni singolo scatolino.
Si procede ora al montaggio dei "feedthrough" della ERIE stringendoli (senza esagerare) con l'apposita chiave fissa. La saldatura delle resistenze di bias e' standard
ciononostante ricordarsi che non si possono usare resistenze a carbone (le resistenze idonee dovranno sopportare senza rompersi o cambiare seriamente di valore le ripetute immersioni in azoto liquido). La resistenza R1 in Fig. 18 e' del tipo a deposito su substrato di allumina, 1/10 W di dissipazione e senza terminali.
Viene saldata direttamente sul chip capacitor da 0.5 pF da un lato e connessa con un filo sottilissimo al resto del circuito per evitare rotture di origine termica.

Preparazione e montaggio degli HEMT

L'operazione e' delicata e va fatta di preferenza con l'ausilio di un microscopio regolato a non piu' di 5÷10 ingrandimenti. La base di lavoro del microscopio ospitera' una piastrina di alluminio collegata a massa.
Anche l'operatore dovrebbe prudenzialmente essere collegato a massa tramite gli appositi bracciali e mai sedere su sedie o poltroncine foderate di materiale plastico o comunque sintetico. Il saldatore e tutti gli attrezzi di laboratorio dovrebbero parimenti esser a potenziale zero sia perche' collegati a massa direttamente, ma anche con l'uso di moderni copritavolo antistatici.
La preparazione dell'HEMT consiste nel:
a)- saldare sui reofori di ingresso ed uscita due filini sottilissimi di rame smaltato che diventeranno le linee lunghe lambda/4, ad alta impedenza, per il bias del dispositivo;
b)- accorciare, se necessario, i reofori di GATE e DRAIN;
c)- accorciare, sicuramente, i due reofori di SOURCE.
Il lavoro finito e' mostrato nello schizzo di Fig.21.
Una procedura che permette buoni risultati e' la seguente:
1- si blocca provvisoriamente l'HEMT sul blocchetto con una vite che stringa uno dei terminali di SOURCE. Si fara' in modo che i due reofori su cui saldare risultino liberi e non a contatto con

il corpo del blocchetto che nel frattempo sara' stato posto nel campo utile del microscopio;
2- con un giravite sottilissimo si depositera' una minuscola quantita' di pasta da saldare nei punti ove dovra' avvenire la saldatura.
3- negli stessi punti si depositera' un grano di stagno preventivamente ritagliato con un cutter (come ordine di grandezza le sue dimensioni potrebbero essere 0.5 x 0.5 x 0.1 mm, cioe' molto,molto modeste). Lo stagno verra' trattenuto in posizione dalla pasta saldante;
4- con il saldatore a punta sottile e perfettamente pulito si fara' fondere il grano di stagno nel punto previsto evitando che la saldatura si allarghi troppo andando ad invadere la parte non interessata del reoforo;
5- si preparano due tratti di filo di rame smaltato di 0.1 mm di diametro (e' consigliato l'uso di filo "autosaldante" per evitare una faticosa asportazione dello smalto ove dovra' avvenire la saldatura) lunghi circa 1 cm. Uno degli estremi verra' preparato per la saldatura fondendo prima lo smalto e poi piegandone a 90° circa 2 mm;
6- con una pinzetta a molla si avvicina questa parte al reoforo dell'HEMT e si salda come indicato in Fig. 21 senza aggiungere stagno. Si procede in modo analogo anche per l'altro reoforo.
7- come ultima operazione si procede al "trimmaggio" delle lunghezze. Il GATE ed il DRAIN dovranno introdursi per lambda/4 nella linea principale che dista circa 0.5 mm dal corpo dell'HEMT e considerando che l'isolamento e' in teflon con una $\sqrt{\epsilon} = 1.48$, complessivamente si richiede una lunghezza di circa 3 mm.
I terminali di SOURCE potranno essere lunghi circa 2 mm per adattarsi alla geometria del blocchetto. I filini di rame potranno essere lunghi circa 4.5 mm a partire dai reofori prevedendo una piegatura degli stessi al momento della saldatura sul chip capacitor sottostante che ripristinera' la lunghezza teorica di 3.2 mm.
La messa in posizione nella sede prevista dello scatolino verra' fatta prelevando il dispositivo con una pinzetta a molla sul SOURCE e depositandolo come indicato in Fig. 19.
Si procede ora a stringere dolcemente l'HEMT sotto il FET-holder e con grande cura, osservando al microscopio, si sistemera' l'HEMT il piu' simmetricamente possibile nella sua sede. Una stretta un po' piu' energica delle due viti di fissaggio avverra' solo quando si sara' sicuri di aver raggiunto la posizione ottimale e definitiva.
Inutile ricordare che le lineette di bias vanno saldate dalla parte giusta dell'HEMT (vedi ancora Fig.19 e 21) e che a stringere troppo le viti di fissaggio non sempre si migliorano i contatti elettrico-termici tra il SOURCE ed il blocchetto.
Le due lineette di bias, dopo aver attraversato i fori predisposti del blocchetto, vanno saldate con attenzione sui sottostanti chip da 0.5 pF.

Primo test in continua

I blocchetti sono a questo punto verificabili a livello di corrente continua. Il controllo e' importantissimo perche' ci conferma se le nostre precauzioni nel maneggiare l'HEMT sono state o no sufficienti. Non e' difficile perforare un GATE lungo 0.25 micron!
E' necessario disporre di un alimentatore in cui siano disponibili tensioni positive e negative fino a 3 volt.
Con fili volanti si colleghi la massa e poi una tensione negativa di 1.5 V sul terminale $-V_G$ del blocchetto in esame. Se con un voltmetro si verifica che tutta la tensione applicata risulta misurabile ai capi di C1 in Fig. 18 si puo essere sicuri che, come minimo, non vi sono cortocircuiti e che e' possibile connettere anche la tensione positiva di DRAIN (circa +2V) possibilmente via un milliamperometro per una puntuale verifica della corrente circolante. Con -1.5V sul GATE, la corrente di DRAIN dovrebbe essere prossima a zero. Si ridurra' allora $-V_G$ fino a che nel circuito di DRAIN non scorrano 10 mA.
Se l'HEMT non funziona non e' possibile variare la corrente di DRAIN agendo sulla tensione di GATE.
Puo'ora essere verificato un parametro d.c. rilevante: la trasconduttanza "g_m" data da:

$$g_m = \delta I_D / \delta V_G \quad \text{mS (millisiemens)}$$

Un HEMT in normale funzionamento dovrebbe avere una transconduttanza di 20÷50 mS.
Per la sua misura viene imposta una variazione della tensione negativa di GATE (e.g. 0.1V misurati con un voltmetro digitale) e si verifica la corrispondente variazione di corrente di DRAIN (in milliampere). Applicando la formula precedente si ottiene la grandezza cercata.
E' prudente che queste verifiche vengano effettuate su tutti i blocchetti costituenti il front-end e, se possibile, usare quale primo stadio il dispositivo con la maggior transconduttanza.

Tre stadi in cascata

Verificato il corretto funzionamento dei tre blocchetti si dispongono in fila in modo poter essere congiunti tramite i due tondini di ferro come mostrato in Fig. 24 mantenendoli pero'ad una distanza tale da non impedire l'appoggio delle linee di trasmissione intermedie. L'appoggio delle linee non deve significare piegare i reofori degli HEMT che invece dovranno risultare ben diritti ed allineati. Sulle linee saranno stati infilati precedentemente i due cilindretti del diametro previsto ed il centratore di teflon. Si avvicineranno poi i blocchetti tra loro avendo cura che i reofori entrino nei fori predisposti sulla testa delle linee. Si evitera' che durante l'avvicinamento dei blocchetti le linee si appoggino al corpo degli HEMT per evitare la strozzatura delle lineette di bias e probabilmente la loro rottura, mantenendo le distanze facendo leva con un sottile giravite. Ad operazione ultimata si blocchera' l'insieme

stingendo la 4 viti filettate sulla testa dei due tondini di ferro verificando che non siano rimaste scorie di nessun tipo interposte tra i blocchetti che eviterebbero il realizzarsi della fondamentale condizione della unicita' meccanica ed elettrica della struttura.
Si ritagliano dei minuscoli spessori di teflon di circa 0.5 mm da forzare tra queste linee intermedie e il corpo degli HEMT per evitare che scorrimenti assiali,sempre possibili, non cortocircuitino le lineette di bias.
Si monteranno per ultimo le linee di ingresso e di uscita saldate ai rispettivi connettori SMA e sulle quali verra' fatto scorrere il previsto cilindretto.
E' ora necessario, traguardando al microscopio o con altra tecnica, accertare che TUTTE le lineette di bias siano certamente libere e al centro degli spazi per esse previsti, sempre nell'intento di evitare disastrosi cortocircuiti.
Si stringeranno infine ma provvisoriamente le viti di 0.8 mm in modo da fissare la posizione dei cilindretti alle distanze previste dai calcoli riportati in Appendice 1.

Taratura dei tre-stadi

Si collega il tre-stadi alla strumentazione di laboratorio predisposta per la verifica del guadagno funzione della frequenza e lo si alimenta con le adatte tensioni e correnti.
Si sposteranno i cilindretti fino ad ottenere una curva di risposta il piu' possibile simile a quelle riportate nelle Fig. 25 e 26.
I due front-end dovranno ora essere muniti di coperchio fessurato e di fondo metallico per realizzare la situazione operativa. Diciamo subito che la presenza del coperchio modifica apprezzabilmente sia il guadagno che la banda passante (restringendola) ma non e' difficile ripristinare le condizioni precedenti agendo sui cilindretti attraverso le fessure con uno "stuzzicadenti" ed un giravite da orologiaio.
Dati tecnici medi:

GUADAGNO a temp. ambiente	= 23÷25 dB
BANDA passante a -3 dB	= > 900 MHz

Tutti gli stadi operano a V_D = 2.2 V e I_D = 12 mA

Interessante osservare la Fig. 27 che mostra la risposta degli amplificatori estesa sul "range" 18÷26 GHz.
Si noti come 10 dB di guadagno siano disponibili su ben 5 GHz di banda! Si noti anche come la frequenza immagine, di poco superiore ai 19 GHz, non essendo amplificata, venga a trovarsi a -25 dB rispetto al livello di ingresso dispensandoci dall'uso di un filtro d'immagine. A questa attenuazione si sommera' comunque quella del mixer ma anche quella dovuta al pessimo adattamento del feed a tale frequenza portando la attenuazione complessiva sicuramente ben oltre i -30 dB, un livello che si riterrebbe gia' accettabile.
Si predispone ora la strumentazione di laboratorio per accertare l'adattamento delle impedenze di ingresso e uscita dei due

front-end misurando il "return loss" in dB che dovra' risultare il piu' alto possibile. Le Fig. 28 e 20 testimoniamo tali grandezze accertate dopo una accurata messa a punto per minimizzare la temperatura di rumore a temperatura ambiente.

Dati tecnici medi:

Input return loss (IRL)	≈ 9 dB
Output return loss (ORL)	≈ 12 dB
Temperatura di rumore	≈ 350k

L'ORL potrebbe essere migliorato perche' non soggetto alle restrizioni poste dall'ottenimento del minimo della temperatura di rumore ma, sfortunatamente, soggetto a quelle della disponibilita' non infinita di cilindretti del giusto diametro! Si e' ritenuto che il valore raggiunto era da considerarsi accettabile ai fini pratici.
Fatte le regolazioni e le citate misure a temperatura ambiente, con grande cura si installano i componenti all'interno del DEWAR attenendosi a quanto mostrato in Fig. 4. Tra le cose da non dimenticare vi e' il sensore di temperatura (Lake-shore DT-500DRC-E1) per cui e' predisposto un adatto forellino sulla piastra di rame.
Si completano i collegamenti elettrici in c.c. e quelli via cavo coassiale. E' consigliabile, prima di chiudere lo schermo termico del DEWAR, verificare che durante l'operazione di montaggio non siano successi inconvenienti. A tale scopo si dispongono i componenti esterni e la strumentazione nelle condizioni operative alimentando percio' gli amplificatori e introducendo l'O.L. Il segnale di ingresso potra' essere introdotto appoggiando provvisoriamente il FEED nella sua sede e collegando il generatore "sweep" all'ingresso dell'associato accoppiatore direzionale sfruttando in tal modo, e utilmente, il suo modesto accoppiamento.Il segnale convertito con centrobanda a 1450 MHz, filtrato provvisoriamente con un filtro volante, sara' collegato ad un analizzatore di spettro.
Verificata la curva di risposta ed il corretto guadagno si procedera' ad una meticolosa pulizia dell'interno del DEWAR con carta che non lasci residui ed etere etilico o altro sgrassante-diluente che non lasci deposito ed infine si chiudono i coperchi dello schermo termico e quelli generali del DEWAR. Questa operazione di rigorosa pulizia all'interno del DEWAR dovra' essere ripetuta dopo ogni intervento manuale al suo interno.
Fatto il vuoto e contemporaneamente fatta partire la "testa fredda" si attendono le circa 3 ore necessarie per raggiungere la temperatura di esercizio criogenico di circa 20k. La discesa della temperatura potra' essre osservata usando il sensore di cui si e' detto collegato al misuratore esterno a disposizione del Laboratorio. La pompa da vuoto esterna potra' essere spenta e scollegata dal circuito del vuoto quando la temperatura fisica abbia raggiunto i 50K. Il miglior vuoto sara' provocato dall'ulteriore abbassamento della temperatura e sara' leggibile sull'apposita strumentazione che utilizza la testa "PENNING" associata al DEWAR.

A seguito della ottimizzazione dei parametri d.c. fatta a temperatura criogenica si sono lette le seguenti grandezze elettriche sui due canali:

		$+V_D$	I_D	$-V_G$
CANALE LEFT				
	1° stadio	2.495	6.04	0.169
	2° stadio	1.833	9.43	0.150
	3° stadio	2.481	8.43	0.760
	MIXER	* 5.02	* 3.47	0.760
CANALE RIGHT				
	1° stadio	2.440	7.00	0.231
	2° stadio	2.467	7.09	0.818
	3° stadio	2.420	8.09	0.766
	MIXER	* 5.27	* 3.60	0.775

* misure sul FET Q2 dell'alimentatore.

La calibrazione della fase dovra' avvenire via una adatta "ANTENNA UNIT" connessa in alternativa a quella di ampiezza all'ingresso dell'accoppiatore direzionale del FEED. Al momento attuale ci si e' limitati al collegamento di quanto disponibile e cioe' del solo generatore di rumore allo stato solido necessario per la calibrazione del guadagno e della temperatura di rumore.

Primo mixer criogenico a GaAs FET

Si e' detto piu' sopra che il front-end puo' essere realizzato con soli tre stadi purche' la temperatura di rumore degli stadi successivi sia accettabilmente bassa avendo i 1000K come limite superiore. E' stato anche dimostrato che essendo lo stadio successivo al front-end un mixer passivo, la sua perdita di conversione gioca un ruolo importante perche' suo tramite si vedra' trasferita in ingresso la temperatura di rumore della I.F. che puo' anche non essere trascurabile. Lo stesso rumore del mixer dovra' pertanto essere molto basso.
Questo premesso non si vedono alternative all'uso di un mixer "quasi attivo" a GaAs raffreddabile, gia' ampiamente sperimentato nel nostro laboratorio e di nostra invenzione (3). Il mixer e' anche descritto nel Rapporto interno I.R.A. n.83/86 e qui ne vengono ricordate le caratteristiche salienti.
In linea di principio si tratta di applicare la tensione di ingresso al GATE, opportunamente polarizzato con una tensione negativa e la tensione di O.L. al DRAIN non alimentato in d.c.
La tensione I.F. sara' disponibile in serie alla lineetta ad alta impedenza di uscita.
Lo schema elettrico di principio e' quello di Fig. 31 mentre in Fig.30, foto 2, sono mostrati i mixer per le bande "X" e "K".
Non e' difficile rendersi conto che si tratta di una ennesima applicazione dei nostri blocchetti di ottone modificati nella circostanza per l'aggiunta di un connettore coassiale per il prelievo della I.F. e per la mancanza del percorso d.c. relativo

al DRAIN Il circuito elettrico e' congegnato in modo che le due linee coassiali principali di GATE e di DRAIN per cui valgono TUTTE le considerazioni di progetto gia' descritte, operino rispettivamente alla frequenza di ingresso e di O.L. Le condizioni d.c. di lavoro risultano inusitate: infatti il solo GATE necessita di una tensione esterna di bias mentre il DRAIN risultera' dinamicamente polarizzato dalla tensione a microonde di O.L. I parametri "S" che permettano di calcolare il circuito non sono ovviamente disponibili ne' misurabili pertanto la messa a punto del mixer sara' fatta per via sperimentale partendo dalla ipotesi, dimostratasi abbastanza valida, che si abbia a che fare con un amplificatore del tipo gia' considerato nella Appendice 1. La caratteristica $\pm V_D$ versus $\pm I_D$ misurata in laboratorio per un GaAs FET simile al nostro e' mostrata in Fig. 32 e si ritiene che venga conservata anche nel caso di un prodotto di miglior qualita' come lo NE710 della NEC La tensione negativa di GATE dovra' essere regolata con grande cura ed e' funzione della temperatura di lavoro del mixer. In nessun caso e' mai stato superato il -1.0V nel nostro range di lavoro.
La resistenza serie ai capi della quale si preleva la I.F. puo'essere omessa senza apparente deterioramento di prestazioni.
La perdita di conversione in funzione della frequenza dei due mixer realizzati e' mostrata nelle Fig. 33 e 34 con la potenza di O.L. come parametro. Con i circa 10 dBm disponibili si misurano -1.75 e -3.3 dB di perdita di conversione. La sensibile differenza di prestazioni e' dovuta alla mancata selezione dei componenti ma si e' ritenuta accettabile anche la perdita piu' alta.
La temperatura di rumore del mixer (T_{REC}, comprendendo quindi anche il rumore della I.F.) e' stata misurata a temperatura ambiente, previa inserzione di un filtro di immagine ed e' risultata prossima ai 700k. Nessun tentativo e' stato fatto per la sua misura a temperature criogeniche per obiettive difficolta' tecniche di accesso all'interno del dewar. Ci si e' pertanto affidati alla esattezza delle misure fatte nel citato rapporto interno ed utilizzate poco sopra.
Il mixer, all'interno del dewar, e' collegato all'uscita del front-end tramite un cavetto semirigido lungo pochi centimetri. Il segnale di O.L. e l'uscita I.F. sono collegati direttamente all'esterno del dewar via passaggi per vuoto e cavetti semirigidi misti di rame e acciaio inox per limitare sia le perdite elettriche che quelle termiche.

Alimentatore multiplo a corrente costante

Ogni singolo stadio criogenico vedra' le sue caratteristiche elettriche in c.c. variate sensibilmente per il fatto di operare ad una temperatura tanto diversa da quella ambiente. La corrente di lavoro degli HEMT dovrebbe essere ridotta in continuazione man mano che la temperatura fisica diminuisce. Un alimentatore a corrente costante costituisce pertanto una necessita' per quanto riguarda il front-end. Tra le varie possibili soluzioni circuitali e' stata confermata quella NRAO da noi usata con successo nei precedenti ricevitori. Si tratta del circuito oltremodo efficace mostrato in Fig. 35. La corrente di Drain del

FET esterno viene "sentita" ed ogni sua variazione amplificata, confrontata e compensata da una corrispondente variazione della tensione negativa di Gate che agisce fino a riportare la corrente al valore prefissato. La tensione di Drain e' regolabile agendo su R17 mentre la corrente di lavoro e' fissata da R14 entrambi trimpot a 10 giri facilmente accessibili dall'esterno. Il FET Q2, inseribile infilando il "jumper" JP1, e' utile durante le prove preliminari dello stesso alimentatore che potra' essere collaudato e predisposto per le corrette tensioni e correnti senza dover pericolosamente usare l'amplificatore esterno. Si noti che l'alimentatore NON funziona senza un carico "intelligente". In pratica richiede un FET che dovra' essere ovviamente escluso fatte le regolazioni preliminari. La disposizione dei componenti sulla basettina stampata e' mostrata in Fig. 36 unitamente all'elenco dei componenti. Ogni stadio richiede una identica predisposizione per cui, complessivamente, sono necessarie 8 identiche basette stampate. Si noti il caso dei due mixer: essendo richiesta la sola tensione negativa di Gate sara' necessario la permanente presenza in circuito di Q2 per rendere tale tensione disponibile e prelevabile in accordo con quanto detto in precedenza.
La tensione di rete 220, via presa tripolare, interruttore, fusibile ed indicatore luminoso viene connessa ad un alimentatore contenuto nella scatola di TEKO da noi utilizzata, capace di erogare i ± 15V richiesti dalle basette stampate.
Un cavo di collegamento multipolare terminato con adatti connettori collega la scatola di alimentazione col DEWAR.
In Fig. 37 sono tabulate tutte le connessioni tra i connettori di cui sopra.
Lo schizzo di Fig. 38 mostra le possibilita' offerte al collaudatore dal pannello frontale dell'alimentatore. Tutte le tensioni e correnti in uso sono misurabili sulle boccoline colorate. Le regolazioni si fanno previo asporto del coperchio della scatola.

MOLTIPLICATORE DI FREQUENZA x 18

Generalita'

La frequenza di O.L. per la prima conversione dovra' essere centrata attorno ai 20,7 GHz e dovra' risultare stabile per poter operare in modo VLBI, e spettralmente molto "pulita" per limitare il rumore del primo mixer ed eventuali sue risposte spurie; dovra' inoltre essere disponibile su due uscite per altrettanti canali di ricezione e di livello sufficiente a saturare il primo mixer (almeno +10 dBm per canale).
Questi requisiti richiedono che venga utilizzato un ottimo sintetizzatore commerciale alla massima frequenza attualmente (1991) disponibile, controllato in fase dal MASER ad Idrogeno della nostra Stazione Radioastronomica. Per raggiungere la frequenza richiesta ai livelli prescritti e'necessario progettare e realizzare una serie di moltiplicatori di frequenza e di altri componenti come indicato nello schema a blocchi di Fig. 39. Ci si avvarra' anche delle precedenti esperienze descritte nel Rapporto Interno I.R.A. 61/84.
Il moltiplicatore e' contenuto in una scatola metallica indipendente con alimentatore autonomo ed e' visibile in Fig. 1 e nella foto di insieme.
La frequenza di pilotaggio esatta e la potenza richiesta sono individuate osservando lo schema a blocchi generale di Fig. 39 e risultano essere:

$$f_{IN} = 1151 \text{ MHz}$$
$$P_{IN} = +15 \text{ dBm}$$

Solo meta' del segnale di ingresso e' utilizzato dal moltiplicatore. L'altra meta' e' inviata ai connettori M e N posti sul pannello frontale a disposizione dei mixer di seconda conversione. A causa della successiva divisione di potenza e delle perdite dei divisori commerciali D2-12, la potenza effettivamente disponibile su detti connettori e' di circa +9 dBm.

Primo triplicatore (1151 x 3 = 3453 MHz)

I dettagli tecnici e di progetto di questo primo triplicatore a MES-FET sono riportati nel citato Rapporto Interno I.R.A. 61/84 al quale si rimanda il lettore che voglia approfondirne la conoscenza.
Si riporta invece lo schema elettrico di Fig. 40 ed uno schizzo descrittivo del montaggio (Fig. 41a e 41b) che ci permetteranno di sottolineare alcune peculiarita' circuitali. Va subito notato ad esempio che il circuito e' montato in un blocchetto progettato "ad hoc" sensibilmente diverso da quelli standard in uso nel nostro laboratorio.
Il dispositivo attivo utilizzato e' un NEC NE720 autopolarizzato sul SOURCE e adattato in ingresso alla frequenza input di 1151 MHz e in uscita a 3453 MHz.

Le tecniche ed i componenti utilizzati per implementare le reti di adattamento differiscono sostanzialmente perche' l'ingresso si trova ancora in UHF ove risuonatori concentrati come C_1, L_1 e C_2, L_2 hanno un preciso significato ma in uscita, gia' in zona microonde, bisognera' ricorrere a sistemi distribuiti realizzati con linee coassiali e cilindretti scorrevoli come ci e' familiare.
La doppia rete L/C di ingresso e' stata progettata nell'intento di rendere il circuito non troppo selettivo ma la peculiarita' risiede nel trimmer capacitivo C_3 accoppiato con L_2 che realizza una funzione di filtro in grado di impedire alla corrente di terza armonica generata sul GATE del FET di chiudersi all'indietro sul generatore.
Il migliramento della efficienza nella moltiplicazione a seguito di questo accorgimento e' rimarchevole ma e' richiesto al collaudatore molta buona volonta' nel ricercare sperimentalmente l'esatto posizionamento di una spira di L_2 sul reoforo di C_3 tale per cui con la sola regolazione di quest'ultimo si possa ottenere un comodo massimo in uscita sulla terza armonica. Lo schizzo di Fig. 42 tenta di mostrare la disposizione pratica dei componenti dopo la ottimizzazione. La spira di L_2 che sfiora C_3 dovra' essere bloccata con una goccia di adatto collante per evitare sgradite vibrazioni per urto meccanico.
La corrente d.c. nel FET dipende sia dal valore della resistenza di SOURCE che dalla potenza di pilotaggio. Infatti il diodo D_1 e la giunzione di GATE tenderanno ad autopolarizzare il dispositivo. Al diodo e' anche richiesto di chiudere per la d.c. il circuito di ingresso ma anche di coadiuvare il GATE nello "squadrare" il segnale di ingresso in modo da migliorare la generazione di armoniche. Per tale ragione D_1 dovra' essere scelto tra i diodi capaci di operare a microonde.
Il circuito di uscita e' costituito da una linea coassiale a sezione quadrata, di impedenza caratteristica pari a 50 ohm su cui viene fatto scorrere un trasformatore in quarto d'onda che assume l'aspetto di un cilindretto di ottone . Il cilindretto sara' lungo lambda/4 e cioe':

lambda= 300/3.453 = 86.9 mm
86.9/4 = 21.7 mm
21.7 x 0.95 = 20.6 mm effettivi

La sua impedenza caratteristica ottima e' risultata essere di circa 18 ohm a cui corrisponde un diametro di 3.5 mm. La tensione di polarizzazione di DRAIN viene inviata tramite una linea di trasmissione ad alta impedenza, lunga lambda/4 realizzata con un sottile filo di rame smaltato. Il circuito di polarizzazione comprende uno zener che protegge il FET in caso di inversione di polarita' o eccesso di tensione applicata.

Taratura

Il blocchetto contenente il triplicatore deve essere collegato in uscita al filtro in guida d'onda "F1" di cui si dira' nel prosieguo. L'azione del filtro, che e' per sua natura un "passa-alto", e' importante per evitare che le correnti a frequenza di

ingresso possano raggiungere i circuiti successivi compromettendone le prestazioni. La efficienza di triplicazione viene inoltre migliorata per il recupero della energia della fondamentale e della sua seconda armonica riflesse all'indietro dal filtro. Per il recupero integrale sarebbe necessario interporre uno sfasatore ma questo complicherebbe indebitamente il circuito.
L'uscita del filtro "F1" va collegata ad un bolometro anche se un analizzatore di spettro sarebbe in grado di dare piu' utili informazioni.
Collegando il blocchetto al generatore, spento per il momento, lo si alimenta osservando la corrente assorbita che non dovrebbe superare i 30 mA
Attenzione: in queste condizioni di mancanza di pilotaggio il triplicatore potrebbe autoscillare.
Si attivi il generatore avendolo predisposto alla frequenza di 1151 MHz e +12 dBm di potenza d'uscita.
Si sintonizza l'analizzatore di spettro attorno a 3550 MHz e si fa il massimo del segnale ivi presente facendo scorrere il cilindretto sulla linea di trasmissione.
Si passa poi al circuito di ingresso che richiede qualche attenzione in piu'. Si regoli C_1 "quasi" per la massima capacita' e C_2 "quasi" per la minima. Attorno a questi valori si cerchi il massimo di uscita sulla terza armonica. Si regoli infine C_3 per il massimo tenendo presente quanto raccomandato in precedenza.
Prestazioni tecniche:

P_{IN} = 12 dBm at 1151 MHz
P_{OUT} = 8 ÷ 10 dBm at 3453 MHz
Banda passante a -3 dB ≈ 3%
Reiezione della fondamentale e della seconda armonica > 40 dB
Reiezione delle armoniche superiori alla terza > 20 dB

La corrente di esercizio e' di 10 ÷ 20 mA a V_D = +5V

Secondo triplicatore (3453 x 3 = 10359 MHz)

Anche questo stadio usa un blocchetto progettato "ad hoc" perche' quelli standard non sono previsti per operare a frequenze"basse" come i 3.5 GHz.
Lo schema elettrico di questo triplicatore ed una sua sezione longitudinale sono mostrati in Fig. 43 e 44.
Lo schema e' classico e comprende un FET NE700 della NEC accordato in GATE a 3453 MHz ed in DRAIN a 10359 MHz tramite appropriati cilindretti scorrevoli su linee di trasmissione di 50 ohm. La linea coassiale di ingresso, e' collegata al GATE via un chip-capacitor fisicamente saldato, come del resto avveniva all'uscita del precedente triplicatore, perche' sarebbe poco pratico introdurre il reoforo all'interno della linea coassiale per una lunghezza di circa 20 mm.
Per il reoforo di uscita, operando in banda X, valgono invece le tecniche tradizionali.
Le linee di bias, lunghe lambda/4 per le rispettive frequenze di lavoro, sono realizzate con sottile filo di rame smaltato

mentre i circuiti di bias non differiscono da quelli precedentemente descritti.

Taratura

Il blocchetto di seconda triplicazione va tarato in condizioni operative, preceduto e seguito cioe' dai filtri in guida d'onda "F1" ed "F2". Anche in questa circostanza sarebbe necessario interporre degli sfasatori per ottimizzare i percorsi R.F. che permettano il recupero della energia riflessa dai filtri ma la ulteriore complicazione ci ha consigliato di soprassedere.
Si collega al filtro "F1" un generatore in grado di fornire circa 10 dBm a 3453 MHz ed al filtro "F2" in uscita un analizzatore di spettro (puo' andar bene anche un bolometro) e si alimenta il blocchetto con -1.5V e +4.5V sulle appropriate terminazioni di bias. Nella condizione di non pilotaggio, si regoli la corrente di DRAIN per circa 12 mA agendo, ovviamente, sulla $-V_G$.
Si verifica che sia possibile ottenere il massimo del segnale in banda X agendo sui due cilindretti e poi si chiude il blocchetti con il coperchio fessurato e col il fondello di ottone sottile. Si affina il massimo della uscita ritoccando i cilindretti attraverso le fessure predisposte e poi si bloccano stringendo le vitine di 0.8 mm con un giravite da orologiaio.
Dati tecnici:

Potenza di ingresso a 3453 MHz = +8 dBm
Potenza d'uscita a 10359 MHz = +2 dBm

Amplificatore a due stadi per banda X

La potenza disponibile all'uscita del precedente triplicatore deve essere sensibilmente aumentata per pilotare con un certo margine i due successivi moltiplicatori per due. Tra l'altro la nuova uscita va suddivisa tra i due duplicatori il che comporta una perdita minima di 3 dB.
Si e' verificato che un solo stadio di amplificazione in banda X non era sufficiente a raggiungere i livelli richiesti pertanto si e' deciso di realizzare un doppio stadio di NE700 + NE9000 nel pieno rispetto delle nostre collaudate tecniche coassiali. Per il montaggio della linea intermedia tra i due stadi, la parte piu' critica del progetto, si faccia riferimento a quanto dettagliatamente detto a proposito del front-end.
I diametri dei cilindretti non sono risultati perticolarmente critici: vanno bene tutte le impedenze caratteristiche comprese tra i 15 e 20 ohm. La loro lunghezza resta pero' bloccata a 6.5 mm.

Taratura

Si insiste nel raccomandare che le tarature vengano fatte in condizioni operative: ogni blocchetto deve essere collegato con gli stessi cavetti e gli stessi componenti che lo precederanno e seguiranno nel contenitore principale nell'intento di conservare i percorsi elettrici e quindi le fasi. Si collega allora il blocchetto al filtro "F2" in ingresso e, attraverso lo sfasatore

e il suo cavetto di collegamento, al divisore di potenza "P3", in uscita (vedi Fig. 39).
L'analizzatore di spettro sara' collegato ad una delle uscite del divisore mentre l'altra sara' terminata con un carico da 50 ohm.
Si alimentano i due blocchetti avendo sempre chiaro che si collegano prima le tensioni negative predisposte per -1.5V. La corrente di lavoro di 10÷15 mA verra' poi scelta agendo su questa tensione.
Col generatore di laboratorio si fornisce una potenza di pilotaggio di +3 dBm alla frequenza di 10359 MHz e si verifica che sia possibile raggiungere la posizione di massimo, nei limiti della corsa dei cilindretti.
Si avvitano il coperchio fessurato e il fondo prima di cercare le posizioni definitive dei cilindretti che verranno, come di solito, bloccati dalle apposite viti di 0.8 mm. Lo sfasatore commerciale Radiall verra' regolato successivamente.
Dati tecnici:

Potenza di ingresso a 10359 MHz =	+2 dBm
Potenza d'uscita " =	+ 16 dBm
Potenza disponibile su ogni singola uscita del divisore di potenza "P3" =	+ 12 dBm
Corrente di esercizio a V_D = 5V,	2 x 15 mA

E' riportata anche Fig. 45 che mostra l'andamento della potenza d'uscita confrontata con la variazione di quella di entrata. Si osserva che a circa +15 dBm si ha gia' un dB di compressione pertanto questa sarebbe la potenza massima disponibile in regime lineare. Per ottenere maggior potenza d'uscita, come nel nostro caso, si dovra' accettare una maggior compressione che deteriorera' il contenuto armonico dell'amplificatore. Vedremo fra poco che la seconda armonica qui prodotta dovra' raggiungere i due successivi moltiplicatori con la giusta fase se si vorra' ottenere un utile contributo alla generale efficienza. Questo da' ragione della inserzione nel circuito d'uscita dello sfasatore regolabile commerciale.

Moltiplicatori finali x 2 (10359 x 2 = 20718 MHz)

Lo schema elettrico e la sezione longitudinale del moltiplicatore sono mostrati nelle Fig. 46 e 47. La implementazione pratica avviene utilizzando uno scatolino standard per banda X ma il FET usato sara' un NE710 della NEC in grado di operare ancora decentemente a 21 GHz. Si intende che la lunghezza dei cilindretti e delle linee di bias dovra' tener conto delle rispettive frequenze di lavoro. I cilindretti, in particolare, saranno lunghi 6.5 mm e 3.2 mm rispettivamente mentre la loro impedenza caratteristica non si discostera' dai 15÷25 ohm. La introduzione dei reofori nelle rispettive linee di trasmissione terra' conto della presenza del dielettrico, come del resto fatto in precedenza, per cui le loro lunghezze effettive risulteranno essere 4.5 e 2.5 mm.

Per poter collegare agevolmente la linesta di bias d'uscita, e' necessario che il "suo" chip-capacitor da 0.5 pF venga saldato inclinato di un certo angolo rispetto al piano di massa per ridurre le distanze fisiche (come del resto suggerito altrove).

Taratura

Si verifica che i blocchetti appena ultimati e ancora privi di coperchio possano operare correttamente, sia come corrente di lavoro che come posizione dei cilindretti, iniettando un segnale di una decina di mW in ingresso e osservando l'uscita a 20.7 GHz con un adatto analizzatore di spettro. La corrente I_D consigliata e' di circa 20 mA per una V_D di 5V.
A questa analisi preliminare fara' seguito un montaggio volante perche' soggetto a modifiche ma con gli stessi componenti e le stesse lunghezze che verranno utilizzate nel montaggio definitivo. Mentre le uscite dovranno ovviamente passare attraverso i filtri "F3" prima di raggiungere l'analizzatore di spettro predisposto per osservare attorno a 20.7 GHz, per gli ingressi la situazione risulta un po' piu' complessa perche', come accennato in precedenza, si dovra' tener conto della seconda armonica prodotta dallo stadio pilota. E' pertanto molto consigliabile collegare i duplicatori al blocco di componenti che lo precedono considerandoli una unica entita'. Il segnale di pilotaggio verra' pertanto collegato all'amplificatore a due stadi, tarato in precedenza, per poi passare attraverso allo sfasatore "ϕ", al divisore di potenza "P3"' per raggiungere infine i GATE dei duplicatori (si faccia sempre riferimento a Fig. 39).
Anche i coperchi ed i fondelli saranno stati nel frattempo avvitati in posizione.
Fornendo circa 2 mW a 10359 MHz si fa il massimo sulla frequenza doppia spostando i cilindretti del duplicatore attraverso le fessure del coperchio e regolando lo sfasatore Radiall "ϕ". Alcune regolazioni risulteranno abbastanza critiche (e.g. l'uscita a 22 GHz); si raccomanda quindi la massima calma e attenzione se si vuol ottenere un risultato soddisfacente.
Quando siano stati raggiunti almeno +12 dBm per canale, e' rassicurante verificare il corretto funzionamente di tutto il moltiplicatore ritoccando ad esempio alcuni cilindretti della catena o piu' semplicemente introducendo provvisoriamente un filino di rame o una vitina nei fori non utilizzati dei filtri in guida d'onda. Se tutto e' stato tarato per bene non dovrebbe mai essere possibile migliorare le prestazioni.

I filtri passa-alto in guida d'onda

L'uso di spezzoni di guida d'onda che operino come filtri passa alto sfruttando la loro frequenza di taglio naturale "f_C" e' discusso nel citato Rapporto Interno I.R.A. 61/84 alle pagine 15÷18 e 31÷32 alle quali si rimanda il lettore interessato.
Quale linea generale seguita nella progettazione si e' tentato, nei limiti imposti dalle dimensioni della scatola contenitrice, di porre i lanciatori ad una distanza tra loro tale da non risultare elettricamente cortocircuitati dai corti "lontani" che

dovranno, per essere visti come aperti, essere posti a multipli dispari di lambda/4 che equivale a dire che la distanza tra i lanciatori dovrebbe essere di un numero pari di lambda/4.
Nel presente lavoro sono stati impiegati i 3 esemplari qui elencati:

"F1" opera a 3453 MHz,e' realizzato con guida d'onda del tipo standard WR187 con una f_C = 3152 MHz;
"F2" opera a 10359 MHz, e' realizzato con guida d'onda del tipo standard WR90 con una f_C = 6557 MHz;
"F3" opera a 20718 MHz, e' realizzato con guida d'onda del tipo standard WR42 con una f_C = 14051 MHz.

Le Fig. 48, 49 e 50 mostrano una sezione longitudinale quotata dei tre esemplari citati ma, salvo falsi contatti o rotture meccaniche, sara' improbabile che essi richiedano manutenzione o riallineamento. La loro taratura e' avvenuta in laboratorio quando i corti mobili non erano ancora saldati alle guide ed i lanciatori ancora accessibili. La lunghezza dei lanciatori e la corretta posizione dei cortocircuiti sono sufficienti per ottenere un perfetto adattamento delle impedenze sui connettori coassiali di ingresso e uscita. In pratica pero' non sara' evitabile una ottimizzazione "fine", ottenibile con la introduzione di una o piu' viti di ottone sul piano H (parallele percio' ai lanciatori).
La regola e' quella di introdurre una sola vite alla distanza giusta. Non a caso sulla congiungente i lanciatori sono previsti tre + tre fori filettati per facilitare tale operazione.
Nel processo di taratura si dovranno ottenere simultaneamente una minima perdita di inserzione alla frequenza di lavoro (< 0.2 dB), il miglior "return loss" (> 20 dB) e la prevista banda passante priva di "ripple".
I "plottati" relativi ai tre filtri sono riportati nelle Fig. 51, 52, 53 e 54.
Dopo aver fatto la taratura complessiva dell'intero moltiplicatore' potra' essere tentata l'introduzione sperimentale di viti aggiuntive nei fori filettati ma non usati per verificare la raggiunta condizione di massimo, come del resto gia' detto ma, di norma, le cause di un mancato funzionamento o di una bassa resa dovranno essere localizzate altrove.
NOTA BENE: la lunghezza dei lanciatori e la posizione dei cortocircuiti indicate nelle figure 48, 49 e 50.sono quelle teoriche: quelle effettive, ottenute a seguito della ottimizzazione, potrebbero risultare sensibilmente diverse.

Verifica del funzionamento complessivo

Verra' fatta dopo la sistemazione di tutti i componenti, alimentazione compresa, all'interno della scatola da rack contenitrice. Si collega un generatore di segnali a 1151 MHz ad un livello di +15 dBm sul connettore SMA di ingresso del moltiplicatore per 18 . Le due uscite in SMA poste sul retro del contenitore saranno collegate alternativamente all'analizzatore di spettro. L'uscita non utilizzata sara' chiusa su un carico

adattato a 50 ohm. La potenza su entrambi i connettori sara' di +12 dBm che dovranno diventare zero allo spegnimento del generatore. Il permanere di un segnale in uscita quando sia assente il pilotaggio implica la presenza di una auto-oscillazione, cosa da non escludere specie nei casi di insufficiente pilotaggio (< 10 mW). Lo stadio quasi sicuramente responsabile del mal funzionamento potrebbe essere il primo triplicatore che andra' eventualmente ritoccato come taratura e bias. Nei casi piu' gravi di persistenza della auto-oscillazione non e' escluso che si debba ritoccare la posizione della bobinetta di ingresso L_2.

Alimentatore

Gli stadi moltiplicatori non richiedono alimentazioni particolarmente curate pertanto si e' deciso di optare per una soluzione commerciale. Ad un "open frame" della ELIND che fornisce i + 12V iniziali, fanno seguito due piastre stampate della "ADB ELETTRONICA" il cui schema corredato dalle istruzioni per l'uso sono mostrati in Fig. 55.
La stabilizzazione per le $+V_D$ sono realizzate con un operazionale LM723 che puo' fornire alcune decine di mA mentre i negativi per i GATE vengono prodotti da un integrato speciale, un ICL7660 CPA che potra' erogare solo alcuni mA. Interessante il circuito di protezione per cui, mancando la tensione negativa di bias dei FET, viene azzerata automaticamente anche quella di DRAIN. Tutte le tensioni negative sono regolabili agendo sui 4 + 4 trimpot predisposti mentre esiste una sola regolazione per piastra per i +5V.
La corrente di lavoro di ogni singolo FET dipende dalla sua tensione di bias pertanto, specie a seguito di una sostituzione o una modifica e' necessario agire sul trimpot corrispondente sulla piastra stampata.
La tensione alternata 220v di rete e' applicata , come per gli altri contenitori da rack, via un cavo indipendente, interruttore, fusibile e indicatore luminoso.

Prestazioni

Il moltiplicatore x 18 e' in grado di fornire una potenza d'uscita $\geq$ 12 dBm sui due canali con un rumore ed una stabilita' adeguate all'uso VLBI a 22.2 GHz. Non ci si azzarda a citare quantitativamente dati non facilmente misurabili nel nostro laboratorio ma che il moltiplicatore sia idoneo all'uso VLBI e' dimostrato dal fatto che un analogo circuito opera gia' da alcuni anni nell'impianto radioastronomico di Medicina. Si riportano ciononostante le Fig. 56 e 57 che mostrano la purezza spettrale a diverse risoluzioni di frequenza. Notiamo che il livello di rumore visibile nei plottati e' quello dello strumento con cui e' stata fatta la misura. Nella figura 56 e' misurabile la 19a armonica della frequenza iniziale che risulta attenuata di ben 37 dB. Questa armonica (21869 MHz) risultando relativamente vicina alla banda di ingresso risultera' visibile quando si osservi con l'analizzatore di spettro l'uscita di prima conversione. Il segnale "spurio" convertito sommato a

quello a 1151 MHz dovuto a captazione diretta ma indesiderata, del segnale del sintetizzatore, risulta essere forte ma non provoca inconvenienti alle catene di amplificazione successive, anche perche' sara' poi eliminato dai filtri di I.F.
La riduzione del livello della 19a armonica, se sara' ritenuto utile, potrebbe avvenire per mezzo di un filtro passa-banda da porre in serie al circuito di uscita O.L. filtro che il laboratorio e' in grado di realizzare con facilita'.
La Fig. 58 mostra il variare della potenza di uscita in funzione della frequenza di pilotaggio sui due canali. La zona piatta risulta essere non superiore a 30 KHz che riportati in ingresso diventano un po' meno di 2 KHz. La scelta della frequenza di ingresso e' molto limitata se si richiede la massima potenza d'uscita. Se si toglie questa restrizione accettando per esempio una tolleranza di alcuni dB, la banda utile di lavoro diventa di oltre 160 KHz, cioe' quasi 9 riportati in ingresso. Va pero' detto che la "valle" ben visibile nel plottato e' certamente dovuta ad un errato allineamento o compensazione di un qualche stadio che non abbiamo avuto tempo di sistemare.
Considerata la stabilita' dei circuiti e del generatore pilota non si e' dato peso a questa circostanza considerata di rilevanza piu' estetica che pratica.
Nella ipotesi di un futuro riallineamento si consiglia comunque di tentare di ottenere una risposta senza "valli".

LA SECONDA CONVERSIONE

Generalita'

La necessita' di effettuare due conversioni quando si voglia realizzare un ricevitore a frequenza elevata e' imposta da alcune considerazioni e situazioni pratiche derivanti dall'uso dei circuiti supereterodina. Ci si riferisce in particolare al problema della frequenza immagine. Se la frequenza di O.L. fosse posta vicino alla banda a microonde da ricevere si potrebbe subito ottenere, per conversione, una I.F.di valore convenientemente basso con la selettivita' piu' conveniente. Siccome anche la banda immagine darebbe luogo ad un coincidente valore di I.F., si pone il problema di eliminarla con un adeguato filtro per microonde che, se fisicamente realizzabile, risultera' ingombrante, costoso ed a perdita di inserzione non accettabile, specie nel caso radioastronomico. Se invece la frequenza di O.L. si pone a distanza rilevante dalla banda di ingresso l'immagine risultera' pure lontana permettondo una sua facile soppressione. La scelta della frequenza di O.L. e di conseguenza del valore piu' opportuno della prima I.F. dipende per lo piu' da considerazioni pratiche come la reperibilita' di componenti, la possibilita' di usare lo stesso generatore

sintetizzato quale O.L. per entrambe le conversioni, la realizzabilita' dei filtri ecc.
Nel nostro progetto e' stata scelta una frequenza per cui l'immagine viene a trovarsi circa 3 GHz piu' in basso rispetto alla banda di ingresso, sufficienti a permettere la sua attenuazione dalla selettivita' del front-end + mixer + feed che garantiscono ben oltre i 30 dB considerati un valore minimo.
La reiezione del solo front-end e' verificabile in Fig. 27.
Lo schema a blocchi della seconda conversione, unitamente ad uno schizzo NON QUOTATO della sistemazione dei componenti all'interno del contenitore tipo rack e' mostrato nelle Fig. 59 e 60.
Si e' fatto largo uso di componenti e prodotti commerciali per ridurre al massimo i tempi tecnici di realizzazione ma anche in considerazione del fatto che i moderni prodotti allo stato solido si sono dimostrati molto affidabili e, tutto sommato, economici. Tutti i componenti R.F. sono rigidamente connessi alla piastra di alluminio che divide il contenitore a meta' evitando in tal modo gradienti termici indesiderati.
La connessione tra il Dewar all'interno del quale avviene la prima conversione ed il contenitore in parola e' realizzata da un cavetto semirigido relativamente lungo pertanto, per limitare l'ondulazione, il primo componente in circuito dovra' essere un circolatore che bene si adatta anche al successivo filtro di banda con targhetta K & L 7B120, 1450/400 . Tra il filtro ed il successivo amplificatore a basso rumore, e' interposto un altro circolatore. La scelta di un dispositivo ad alto guadagno (>20 dB) e basso rumore (< 1.5 dB) come il Minicircuits MCL ZEL-1217LN deriva dalle considerazioni teoriche fatte in precedenza relative al guadagno minimo del front-end.
Se la temperatura di rumore di questi primi componenti del pannello di seconda conversione fosse superiore al limite prefissato, sarebbe necessario agire sul front-end con non semplici implicazioni pratiche.
Il mixer di seconda conversione e' un classico componente a diodi doppiamente bilanciati denominato ZFM11 che la Ditta costruttrice garantisce con una perdita di conversione non superiore ai 7 dB su di una I.F. di 600 MHz. Un altro circolatore ottimizza dal punto di vista delle impedenze il collegamento con lo stadio precedente.
La banda passante della seconda I.F. e' fissata dal filtro K & L 7LB32, 300/400 che segue il mixer e che ne limita il funzionamento tra i 100 ed i 500 MHz come richiesto dal terminale di acquisizione MARK 3.
Gli amplificatori successivi opereranno all'interno di questa banda fornendo il necessario guadagno alla catena di amplificazione. La serie e' composta di un ZFL750 con 20 dB ed un ZHL2-8 con 27 dB per un guadagno complessivo minimo di 47 dB.
Per evitare effetti di compressione quest'ultimo stadio ha la possibilita' di fornire una potenza d'uscita lineare ben superiore a quella di esercizio.
Riferendoci allo schema a blocchi di Fig. 59 si cita per riferimento la distribuzione dei guadagni in ognuna delle due catene di seconda conversione. I singoli contributi dovrebbero essere:

C1 =	- 0.5 dB
F1 =	- 1.0 dB
C2 =	- 0.5 dB
A1 =	+20.0 dB
C3 =	- 0.5 dB
MIXER =	- 7.0 dB
F2 =	- 1.0 dB
A2 =	+20.0 dB
A3 =	+27.0 dB
Totale =	+56.5 dB

che approssimiamo a +60 dB.
E' ora interessante confrontare la potenza di rumore effettivamente misurata in uscita con un bolometro con quella prevedibile teoricamente.
Si assuma un guadagno del front-end + mixer di 20 dB e che si operi ad una temperatura di sistema di 100K.
Al pannello di seconda conversione saranno applicati
$(100 \times 100)K = 10^4$ K
Questa temperatura risultera' moltiplicata per il guadagno di seconda conversione di 10^6 per cui si ha:

$$10^4 \times 10^6 = 10^{10} \text{ K}$$

che su una banda di 4×10^8 Hz e data la costante di Boltzman pari a 1.38×10^{-23} J/K otteniamo:

$$P_{OUT} = 10^{10} \times 4 \times 10^8 \times 1.38 \times 10^{-23} = \underline{55 \times 10^{-6} \text{ W}}$$

che si confronta assai bene con poco meno di 100 μW misurati mediamente sulle due catene.
Le Fig. 61 e 62 mostrano l'andamento complessivo del rumore in funzione della frequenza misurato sui connettori di uscita. Attraverso il cavo di discesa che congiunge la "vertex room" alla stanza di comando che dista un centinaio di metri, questi segnali pilotano il terminale di acquisizione MARK 3.
Non e' stata fatta alcuna misura di temperatura di rumore su questo pannello sia per la limitatezza del tempo a disposizione sia perche' non lo si ritenne necessario visto che si avevano a disposizione i dati tecnici precisi e di solito affidabili dei componenti usati. Al rumore proprio di A1 sono state ovviamente aggiunte le temperature equivalenti introdotte da C1,F1 e C2 portando la temperatura di rumore complessiva ad un valore stimato ma accettabile di 300K.
Non sono state fatte misure per valutare la sensibilita' delle realizzazioni alle variazioni di temperatura. Precedenti esperienze escludono che possano insorgere problemi anche in considerazione che il rack sara' alloggiato in ambiente termostatato.

Alimentatore

Le scatole da rack entro cui sono stati sistemati i circuiti per la seconda conversione sono di recupero. La Ditta TEKO-TELECOM ce le forni' in altre circostanze e per altri usi ma il fatto di contenere gia' montato un buon alimentatore realizzato

professionalmente in grado di erogare 24V a 1A ci ha stimolati ad un proficuo reimpiego. Di fatto la tensione di 24V e' risultata utile per alimentare direttamente lo stadio finale ZHL2-8 (A3) che assorbe 600 mA. L'aggiunta di un comune L7815 ha poi permesso di ottenere i necessari 15V per alimentare gli altri due stadi di amplificazione (A1 e A2). L'alimentatore comprende la presa standard tripolare per 220V, il fusibile e l'interruttore generale per cui la scatola e' autonomamente utilizzabile.

Dati tecnici e risultati.

I dati che si riportano sono da considerarsi valori medi validi per entrambe le unita':

Guadagno .....= 60 dB
Banda passante..... = 400 MHz
Banda di ingresso = 1250 ÷ 1650 MHz
Banda di uscita.. = 100 ÷ 500 MHz
Frequenza O.L.....1151 MHz
Potenza O.L..... = + 9 dBm
Temperatura di rumore (stima)= 300K
Max livello di ingresso senza compressione..... K

APPENDICE 1a

CALCOLO DI UN AMPLIFICATORE COASSIALE PER 22 GHz CON HEMT FHR02FH

I dati tecnici riguardanti l'HEMT FHR02FH utilizzati nel progetto sono quelli pubblicati dalla Fujitsu e riportati in allegato con le figure 64, 65, 66, 67. E' utile ricordare che si tratta di dati "tipici" rilevati a temperatura ambiente che potrebbero differire sensibilmente da quelli misurati a temperature criogeniche pertanto sara' scontato che dal calcolo si pretenderanno solo informazioni preliminari da cui partire con le ottimizzazioni sperimentali. Fatta questa premessa sembrerebbe abbastanza sciocco fare calcoli piu' accurati di quelli grafici ottenibili con il semplice uso di una carta di Smith. Il nostro montaggio coassiale si presta egregiamente alla sperimentazione e questo ci solleva da un problema formidabile: la misura puntuale dei parametri "S" criogenici a 22 GHz.
Si riportano per comodita' quelli forniti dal Costruttore, letti in Fig. 67.

$S_{11} = 0.632 \angle 78.4°$ $\quad S_{22} = 0.74 \angle 103.2°$

$S_{21} = 1.072 \angle -120°$ $\quad S_{12} = 0.107 \angle 2.8°$

Calcolo del fattore di stabilita' k

$$k = [(1+|\delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2) / (2|S_{12}\, S_{21}|)]$$

in cui $\delta = S_{11}\, S_{22} - S_{12}\, S_{21}$

$S_{11}\, S_{22}$ = (0.632 $\angle$ 78.4°) (0,74 $\angle$ 103.2°) = 0.468 $\angle$ 181.6°
che trasformato in coordinate rettangolari
da: (-0.47 - j0.013)

$S_{12}\, S_{21}$ = (0.107 $\angle$ 2.8°) (1.072 $\angle$ -120°) = 0.115 $\angle$ -117.2°;
in cordinate rettangolari = -0.053 - j0.102

allora δ = -0.42 + j0.09 oppure 0.43 $\angle$ -12.1° per cui

$$k = [(1 + 0.185) - 0.4 - 0.55] / 2 \times 0.115 = \underline{1.02}$$

L'amplificatore con K>1 risultera' stabile in tutte le condizioni di carico.

Calcolo del guadagno "disponibile" MAG

$$MAG = (|S_{21}| / |S_{12}|) (k - \sqrt{(k^2 - 1)} =$$

$$= (1.072 / 0.107) (1.02 - \sqrt{0.04}) = 8.2 =$$
$$= \underline{9.14\ dB}$$

Calcolo del guadagno "unidirezionale" MUG

Nella accettabile ipotesi di considerare $S_{12}=0$ si ha:

$$MUG = 10 \log \{|S_{21}|^2 / (1-|S_{11}|^2)\ (1-|S_{22}|^2)\} =$$

$$= 10 \log \{ 1.072^2 / (1- 0.4)\ (1- 0.55)\} = 6.3dB$$

All'interno di questi due valori estremi dovra' trovarsi il guadagno "associato" al minimo di rumore che si discostera' poco dai 7÷8 dB.

Calcolo dei circuiti di ingresso e uscita

Il Costruttore dell'HEMT fornisce un dato non comune a 22 GHz: il coefficiente di riflessione "Γ" del circuito di ingresso che garantisce la condizione di minimo rumore. Valgono anche per questo parametro le restrizioni poste in precedenza: si tratta di una grandezza "media" e misurata a temperatura ambiente pertanto non affidabile ma non per questo,per noi, non significativa.
Il calcolo del circuito di ingresso verra' fatto per entrambe le condizioni di massimo trasferimento e di minimo rumore che, come noto, non coincidono.
Le operazioni grafiche che verranno descritte sono indicate in fig. 68.

Ingresso-massimo guadagno

Nella rappresentazione polare della carta di Smith con raggio R = 87 mm, si individua il punto corrispondente a S_{11} tramite il suo angolo di fase di 78.4° (A) ed alla distanza dal centro pari a:

$$87 \times 0.632 = 55 \text{ mm}$$

Si ruota verso il generatore il punto S_{11} fino ad intersecare l'asse reale nel punto C compiendo il percorso BO sulla circonferenza piu' esterna in cui sono indicate le frazioni di lambda ottenendo:

$$0.500 - 0.142 = 0.358 \text{ lambda} = 4.9 \text{ mm}$$

Dopo questa rotazione ottenuta per effetto del primo tratto della linea coassiale a partire dal "case" dell'HEMT leggiamo in C una impedenza reale normalizzata di 0.23 pari a :

$$0.23 \times 50 = 11.5 \text{ ohm}$$

che trasformiamo ai 50 ohm del generatore tramite un trasformatore di impedenza lungo lambda/4 che nel nostro caso assume la forma di un cilindretto di ottone opportunamente dimensionato in grado di scorrere lungo la linea coassiale principale.

La lunghezza del cilindretto e' ovviamente:

$$13.6/4 \times 0.95 = 3.2 \text{ mm}$$

Il 5% di accorciamento tiene conto degli effetti di "fringing". L'impedenza caratteristica che viene richiesta al cilindretto per realizzare la trasformazione e' data da:

$$Z_{CIL} = \sqrt{(11.5 \times 50)} = 24 \text{ ohm}$$

Il diametro del cilindretto adatto a realizzare tale impedenza, vista la geometria della linea coassiale a sezione esterna quadrata e' deducibile dalla osservazione di Fig.69 ma puo' essere calcolato analiticamente ricavandolo dalla formula indicata nella stessa figura come segue :

$$d = \text{antilog}\,[\log(1.08 \times 3.2) - (24/138)] = 2.3 \text{ mm}$$

Ingresso-minimo rumore

Il Costruttore in Fig. 66 suggerisce di realizzare il "Γ_{OPT}" di 0.37 [-60° regolarmente "plottato" sulla carta di Smith di Fig. 68. Nel nostro modo di rappresentare i dati sul piano complesso si fanno rotazioni verso il generatore per cui sara' il complesso coniugato Γ^* che consideremo quale punto di partenza. Si noti la non coincidenza tra S_{11} e Γ^* .
Fissata dunque la nuova origine (0.37 [+60°) si procedera' come in precedenza:
La rotazione richiesta per raggiungere l'asse reale vale:

$$EO = 0.500 - 0.166 = 0.334 \text{ lambda} = 4.5 \text{ mm}.$$

da confrontare con i 4.9 mm del caso precedente. La posizione di minimo rumore dista solo 0.4 mm da quella di massimo guadagno e questo impone un impegno e grande attenzione all'atto della messa a punto del circuito.
Sull'asse reale si intercetta il punto F in cui si una impedenza di:

$$0.46 \times 50 = 23 \text{ ohm}$$

a cui corrisponde quella del cilindretto pari a:

$$Z_{CIL} = \sqrt{(23 \times 50)} = 34 \text{ ohm}$$

Il suo diametro avra' la misura:

$$d = \text{antilog}\,[\log(1.08 \times 3.2) - (34/138)] = 1.96 \text{ mm}$$

Questo diametro di cilindretto, di poco superiore a quello della linea su cui deve scorrere, pone un problema di realizzabilita' meccanica soprattutto in considerazione della necessita' di filettarvi una o due vitine di 0.8 mm per bloccarne la corsa una volta trovata la giusta posizione. Il metallo a disposizione

risulta essere di soli 0.25 mm troppo pochi per una filettatura meccanicamente accettabile. Di qui la necessita' di un compromesso tra prestazioni elettriche e stabilita' meccanica: il diametro effettivamente usato e' stato infatti di 2.15 mm con un probabile piccolo deterioramento delle prestazioni impossibile da valutare.

Circuito d'uscita

Per il circuito d'uscita e' richiesto il miglior adattamento delle impedenze, condizione necessaria per ottenere il massimo guadagno dallo stadio.
Si identifica il punto corrispondente ad S_{22} nella carta di Smith di fig. 68 imponendo la fase di 103.2° (punto H) e misurando in corrispondenza, sul raggio della carta una distanza:

$$0.74 \times 87 = 63.4 \text{ mm}$$

a partire dal centro. La rotazione verso l'asse reale avviene tra L ed O per una frazione di lambda pari a:

$$0.500 - 0.106 = 0.394 \text{ lambda} = 5.4 \text{ mm}$$

L'asse reale viene intersecato in M in cui l'impedenza reale vale:

$$0.15 \times 50 = 7.5 \text{ ohm}$$

L'impedenza caratteristica del cilindretto sara':

$$Z_{CIL} = \sqrt{(7.5 \times 50)} = 19.4 \text{ ohm}$$

mentre il suo diametro misurera':

$$d = \text{antilog}\,[\log (1.08 \times 3.2) - (19.4/138)] = 2,5 \text{ mm}$$

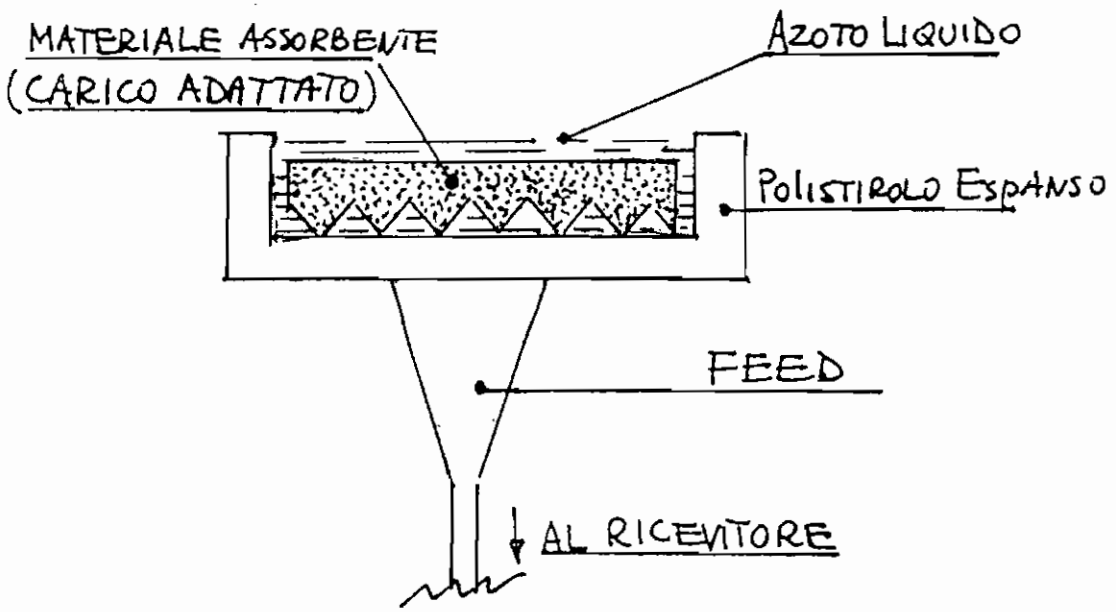
NOTA:
nei calcoli precedenti si sono considerati i reofori degli HEMT come connessi direttamente alla linea coassiale principale. In realta', per evitare il cortocircuito delle tensioni di polarizzazione, i reofori sono da essa isolati. Il cortocircuito avviene solo per le correnti a microonde per cui la lunghezza del reoforo, che e' introdotto nella linea, risulti lambda/4 . E' improbabile che a questa linea coassiale secondaria equivalente ad un circuito risonante serie non si associno reattanze capacitive spurie che risultando in serie al circuito andranno ad influenzare sia la posizione del cilindretto che la sua impedenza caratteristica. Di questo si terra' conto all'atto della taratura.

APPENDICE 2a

CALCOLO DELLA TEMPERATURA DI RUMORE COL METODO DEL FATTORE "Y"

La preparazione della strumentazione e dei dispositivi necessari per fare la misure sono state descritte nel testo. Lo schizzo riportato qui sotto mostra il corretto posizionamento del carico che risulta fisicamente appoggiato sulla bocca del FEED. Il carico opera a temperatura ambiente, misurabile con un comune termometro e ad 80k quando sommerso in Azoto liquido. Alla nota temperatura dell'Azoto liquido (78k) sono stati aggiunti 2k nel tentativo di tenere cosi' conto della presenza del dielettrico. L'Azoto liquido produrra' condensa e poi ghiaccio all'esterno del contenitore del carico per cui si consiglia di fare le misure nel minor tempo possibile. Nel caso che tempi relativamente lunghi non siano evitabili sara' necessario asportare con uno straccio o della carta la incrostazione di ghiaccio prima di fare le misure. Attenzione al ghiaccio: ne precipitasse un po' all'interno del FEED si formerebbe un deposito di rugiada sulla finestra sottostante che falserebbe la misura. E' sempre e comunque consigliabile collegare una sorgente di Azoto gassoso sul beccuccio previsto alla base del FEED tutte le volte che si raffreddi il ricevitore.

Tutte le misure di cui si parla saranno affette da errori che non siamo in grado di valutare compiutamente. Da nostre stime che riteniamo attendibili l'accuratezza delle temperature ricavate a seguito di tali misure dovrebbe risultare migliore del ± 5% .



Indichiamo con:

T_F = Temperatura di rumore del ricevitore misurata sulla bocca del FEED
T_A = Temperatura introdotta dall'antenna (cielo,meteo,terreno ecc.)
T_H = Temperatura ambiente (vi si trova il carico prima dell'immersione in azoto liquido) = 295k
T_C = Temperatura del carico immerso in azoto liquido = 80k
T_M = Temperatura della marca di calibrazione
T_{SYS} = $T_F + T_A$ a cui corrisponde l'uscita W_5
Y = Rapporto fra due potenze di rumore lette all'uscita del ricevitore
W_1 = Rumore letto con carico a 295k
W_2 = " " " " + marca
W_3 = " " " a 80k
W_4 = " " " " + marca
W_5 = Rumore letto in uscita con l'antenna puntata allo Zenith. E' la potenza di esercizio dell'impianto che opera alla temperatura T_{SYS} .
W_6 = Rumore corrispondente a $T_{SYS} + T_M$

Con il ricevitore raffreddato si leggono le potenze in I.F. che abbiamo chiamato W_1 e W_3 e se ne fa il rapporto Y. Per risparmiare tempo si potranno leggere anche W_2 e W_4 previa accensione del generatore di rumore. Dal loro rapporto Y_1 sara' facile calcolare la temperatura della marca T_M.
La temperatura sulla flangia si calcola applicando la relaziome:

$$T_F = (T_H - YT_C) / (Y - 1) \qquad (1)$$

dove:

$Y = W_1 / W_3$; $T_H = 295k$; $T_C = 80k$;

Nel nostro caso misure "integrali" su tutta la banda I.F. e "spot" fatte ogni 100 MHz con un filtro largo una ventina di MHz hanno dato consistentemente il valore di 70k per il canale RIGHT e 76k per il canale LEFT.
Con i dati a disposizione si calcola il valore della marca applicando una relazione derivata dalla (1):

$$T_M = [(T_H + T_F) - Y_1(T_C + T_F)] / (Y_1 - 1) \qquad (2)$$

dove: $Y_1 = W_2 / W_4$, entrambe misurate in precedenza.

Con i dati a nostra disposizione otteniamo $T_M = 52k$
Il valore della marca potra' anche essere ricavato con altre semplici manipolazioni matematiche dei dati acquisiti.

La temperatura effettiva di lavoro - T_{SYS} - potra' essere ricavata puntando l'antenna allo Zenith e misurando la potenza I.F. corrispondente W_5.
Se a questa lettura si fa seguire quella con la marca di noto valore accesa si potra' affermare che:

a T_{SYS} corrisponde W_5
a T_{SYS} + marca " W_6

per cui:

$$(T_{SYS} + T_M) / T_{SYS} = W_6 / W_5 = Y_3$$

$$T_{SYS} = T_M / (Y_3 - 1)$$

La temperatura T_A si otterra' per differenza tra T_{SYS} e T_F.

Nel caso in cui non sia disponibile un bolometro affidabile ed accurato si potra' ricorrere alla scala di un registratore a pennino scrivente preceduto da un rivelatore sicuramente quadratico collegato all'uscita I.F. del ricevitore.
Si riporta a titolo di di esempio il caso numerico relativo al "vecchio" ricevitore per 22 GHz operante nell'impianto di Medicina.
Con l'antenna allo Zenith si aveva:

$T_F + T_A$ = 43 divisioni della scala

Col carico a temperatura ambiente sulla flangia si aveva:

$T_F + T_H$ = 105.5 divisioni

Col carico immerso in azoto liquido si aveva:

$T_F + T_C$ = 54 divisioni

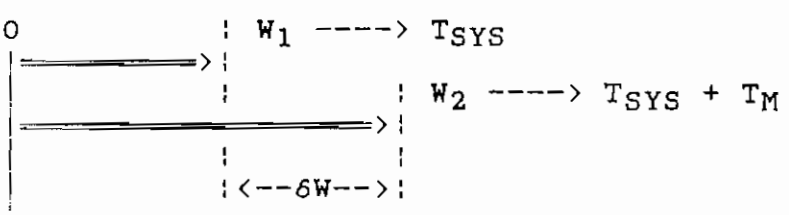
Non essendo note le caratteristiche del misuratore le conglobiamo in una costante strumentale "n" da ricavare.
Possiamo allora scrivere:

$T_F + T_A$ = 43 n
$T_F + 295$ = 105.5 n
$T_F + 80$ = 54 n

Da queste tre equazioni si ricavano subito n, T_F e T_A rispettivamente pari a:

$n = 4.078$ $T_F = 140.2k$ $T_A = 35.2k$

In alcune circostanze potra' tornare utile utilizzare la geometria proposta nello schizzo seguente:



Alla potenza I.F. letta con l'antenna allo Zenith - W_1 - che corrisponde (la corrispondenza viene indicata con questa

freccia: ---->) alla temperatura incognita che si vuol misurare, si somma il gradino di temperatura -δW- provocato da T_M, che e' nota, ottenendo -W_2-. Se il sistema e' lineare si puo' impostare la proporzione:

$$\delta W : T_M = W_1 : T_{SYS}$$

da cui:

$$T_{SYS} = T_M \, (W_1 / \delta W)$$

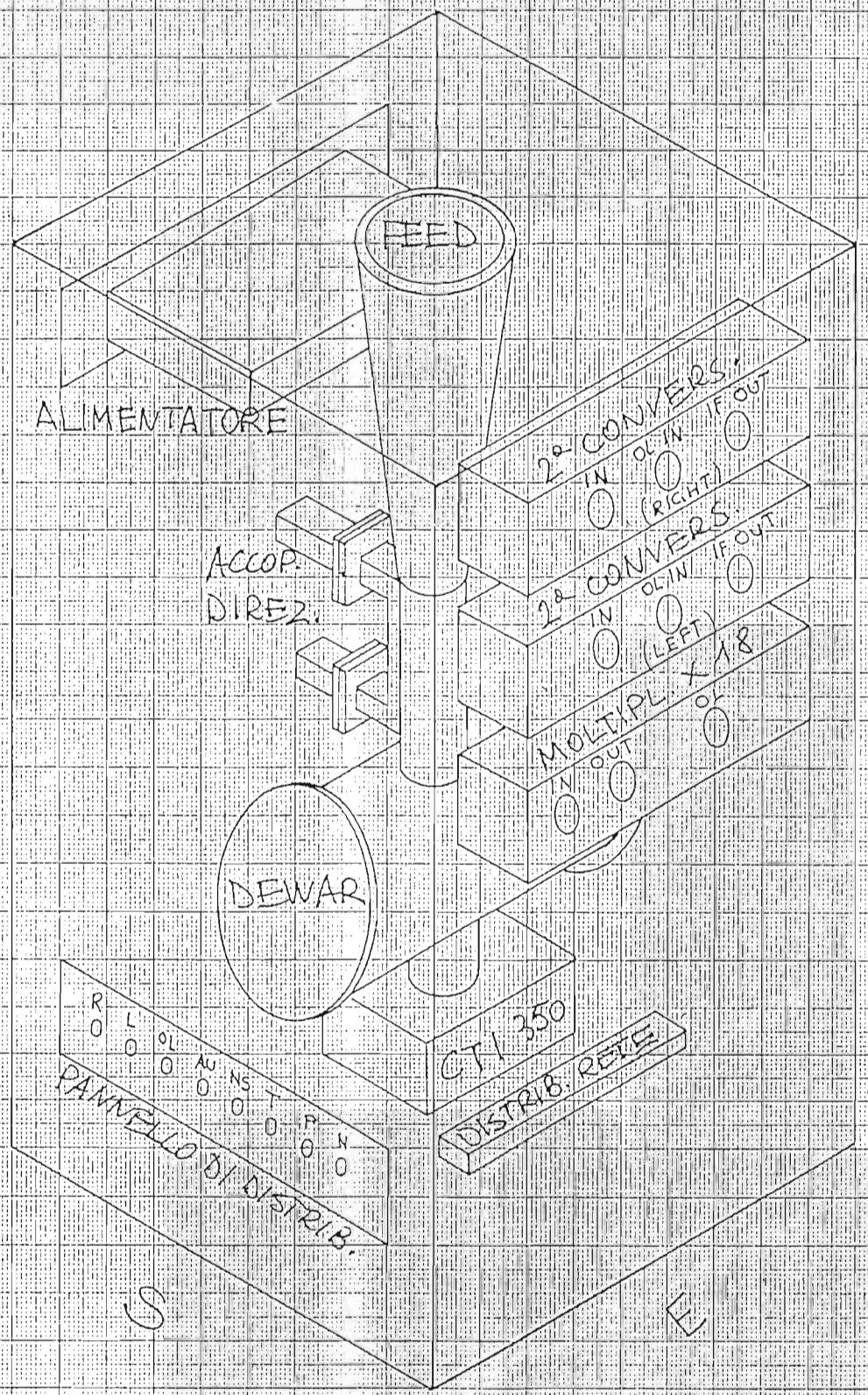

FEED
ALIMENTATORE
ACCOP.
DIREZ.
2°- CONVERS.
IN OL IN IF OUT
(RIGHT)
2° CONVERS.
IN OL IN IF OUT
(LEFT)
MOLTIPL. X 18
IN OUT OL
DEWAR
CTI 350
DISTRIB. RETE
PANNELLO DI DISTRIB.
R RIGHT
L LEFT
OL O.L
AU ANTENNA UNIT
NS NOISE SOURCE
T TEMPERAT
P PENNING VUOTO
N AZOTO

FIG. 1

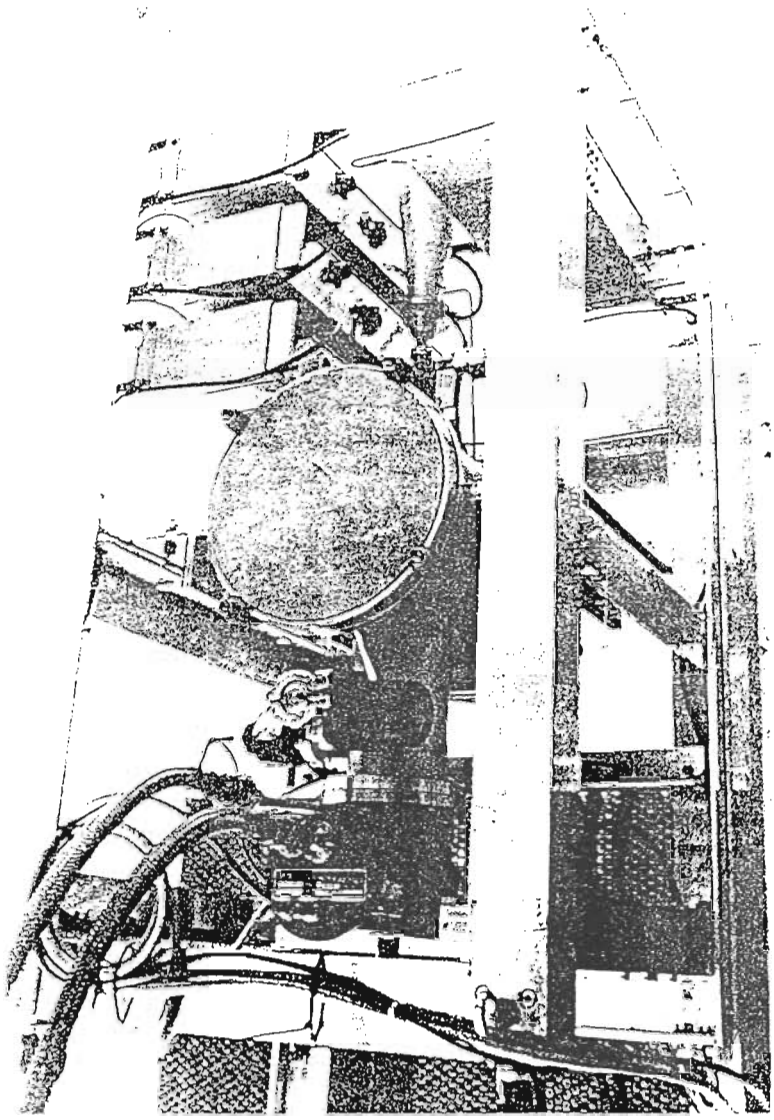


FIG. 2 - FOTO 1

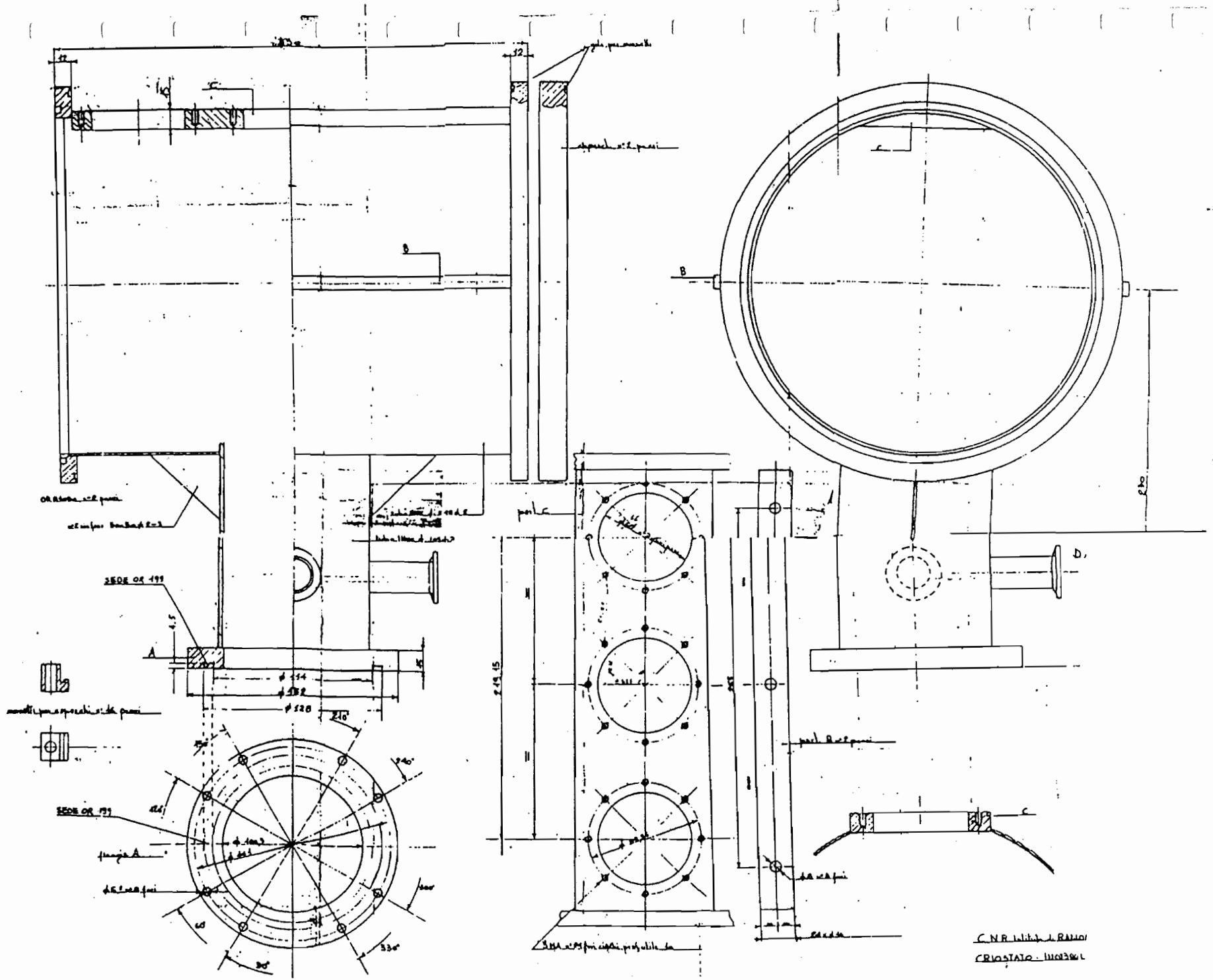


FIG. 3

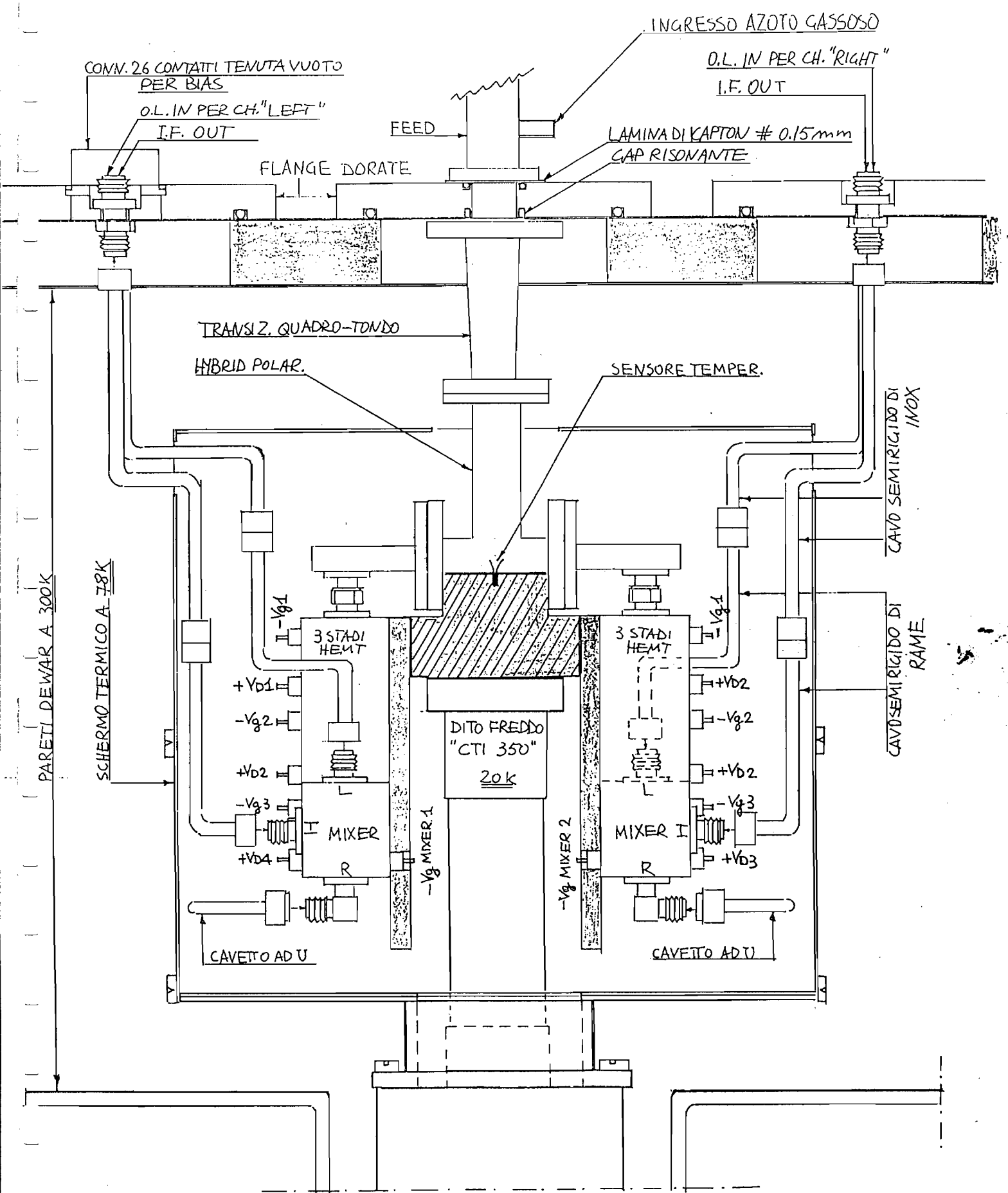

INGRESSO AZOTO GASSOSO
CONN. 26 CONTATTI TENUTA VUOTO PER BIAS
O.L. IN PER CH. "RIGHT"
I.F. OUT
O.L. IN PER CH. "LEFT"
I.F. OUT
FEED
LAMINA DI KAPTON # 0.15mm
CAP RISONANTE
FLANGE DORATE
TRANSIZ. QUADRO-TONDO
IBRID POLAR.
SENSORE TEMPER.
CAVO SEMIRIGIDO DI INOX
CAVO SEMIRIGIDO DI RAME
PARETI DEWAR A 300K
SCHERMO TERMICO A 78K
3 STADI HEMT
3 STADI HEMT
+VD1
-Vg2
+VD2
-Vg3
+VD4
MIXER
R
-Vg MIXER 1
DITO FREDDO "CTI 350"
20 k
-Vg MIXER 2
MIXER I
R
+VD2
-Vg2
+VD2
-Vg3
+VD3
CAVETTO AD U
CAVETTO AD U

FIG. 4

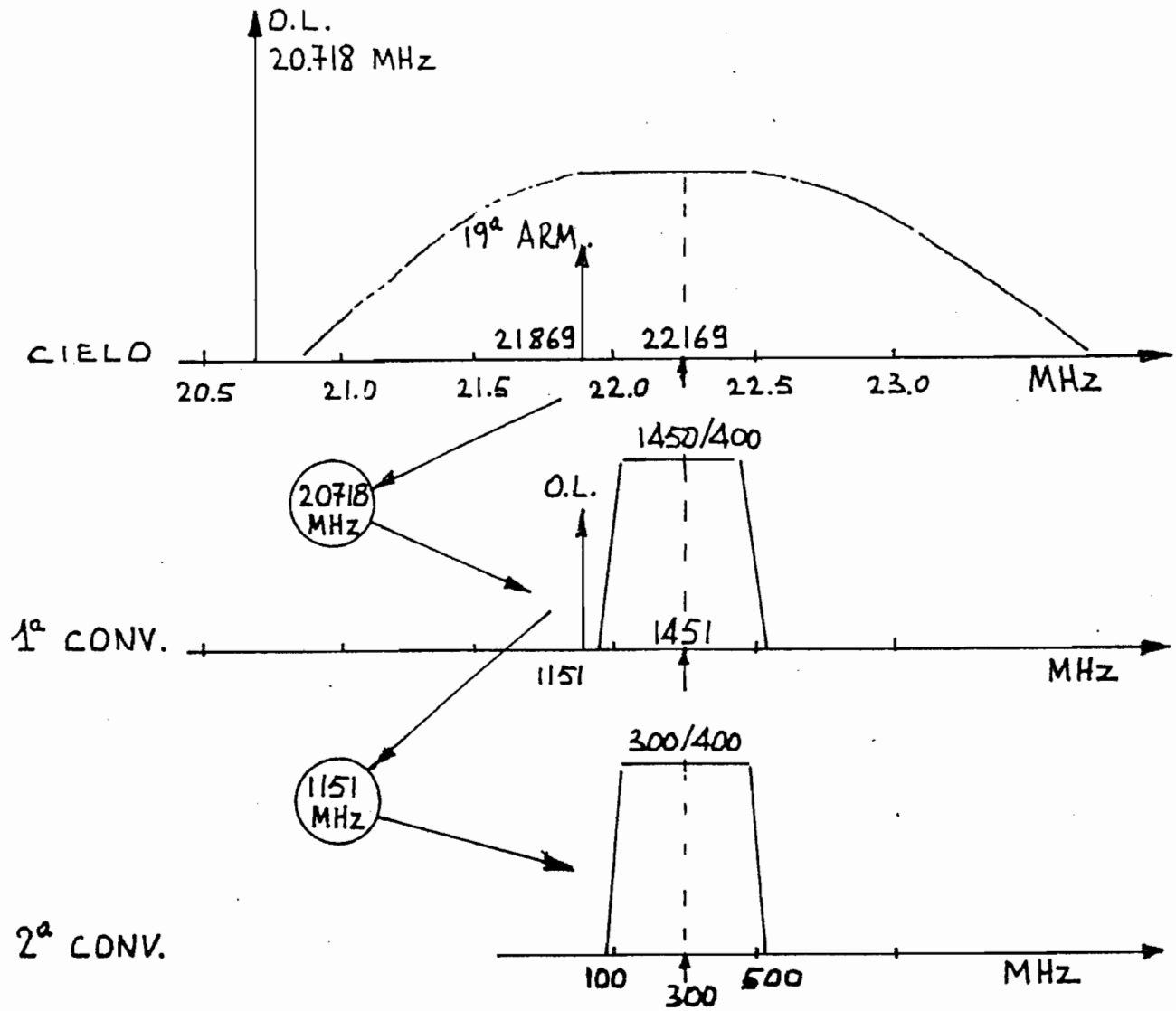

O.L.
20.718 MHz
19ª ARM.
CIELO
21869
22169
20.5
21.0
21.5
22.0
22.5
23.0
MHz
1450/400
20718 MHz
O.L.
1ª CONV.
1451
1151
MHz
300/400
1151 MHz
2ª CONV.
100
300
500
MHz

FIG. 5

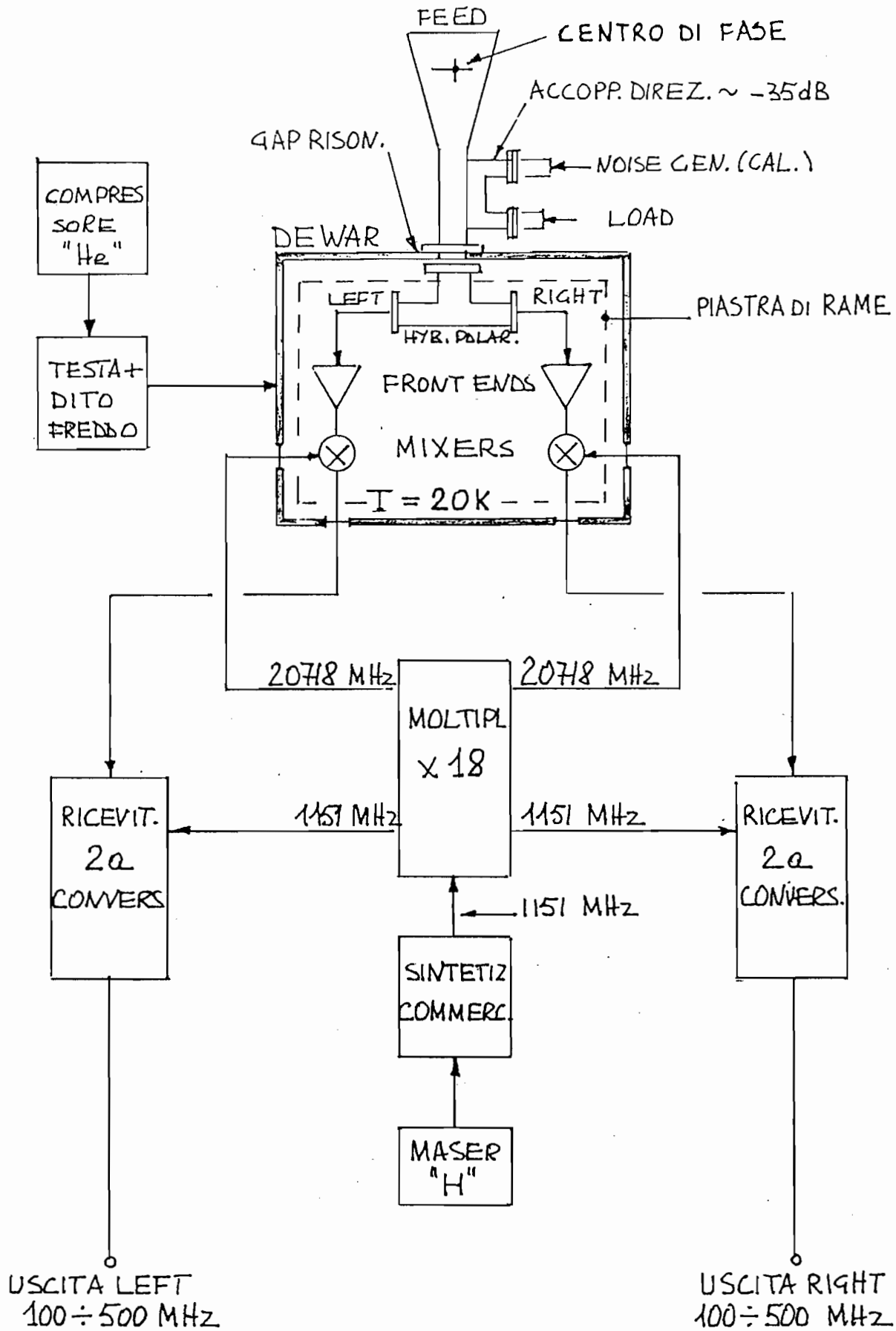

FEED
CENTRO DI FASE
ACCOPP. DIREZ. ~ -35dB
GAP RISON.
NOISE GEN. (CAL.)
LOAD
COMPRES SORE "He"
DEWAR
LEFT
RIGHT
PIASTRA DI RAME
HYB. POLAR.
TESTA + DITO FREDDO
FRONT ENDS
MIXERS
T = 20K
20718 MHz
20718 MHz
MOLTIPL x 18
RICEVIT. 2a CONVERS
1151 MHz
1151 MHz
RICEVIT. 2a CONVERS.
1151 MHz
SINTETIZ COMMERC.
MASER "H"
USCITA LEFT 100 ÷ 500 MHz
USCITA RIGHT 100 ÷ 500 MHz

FIG. 6

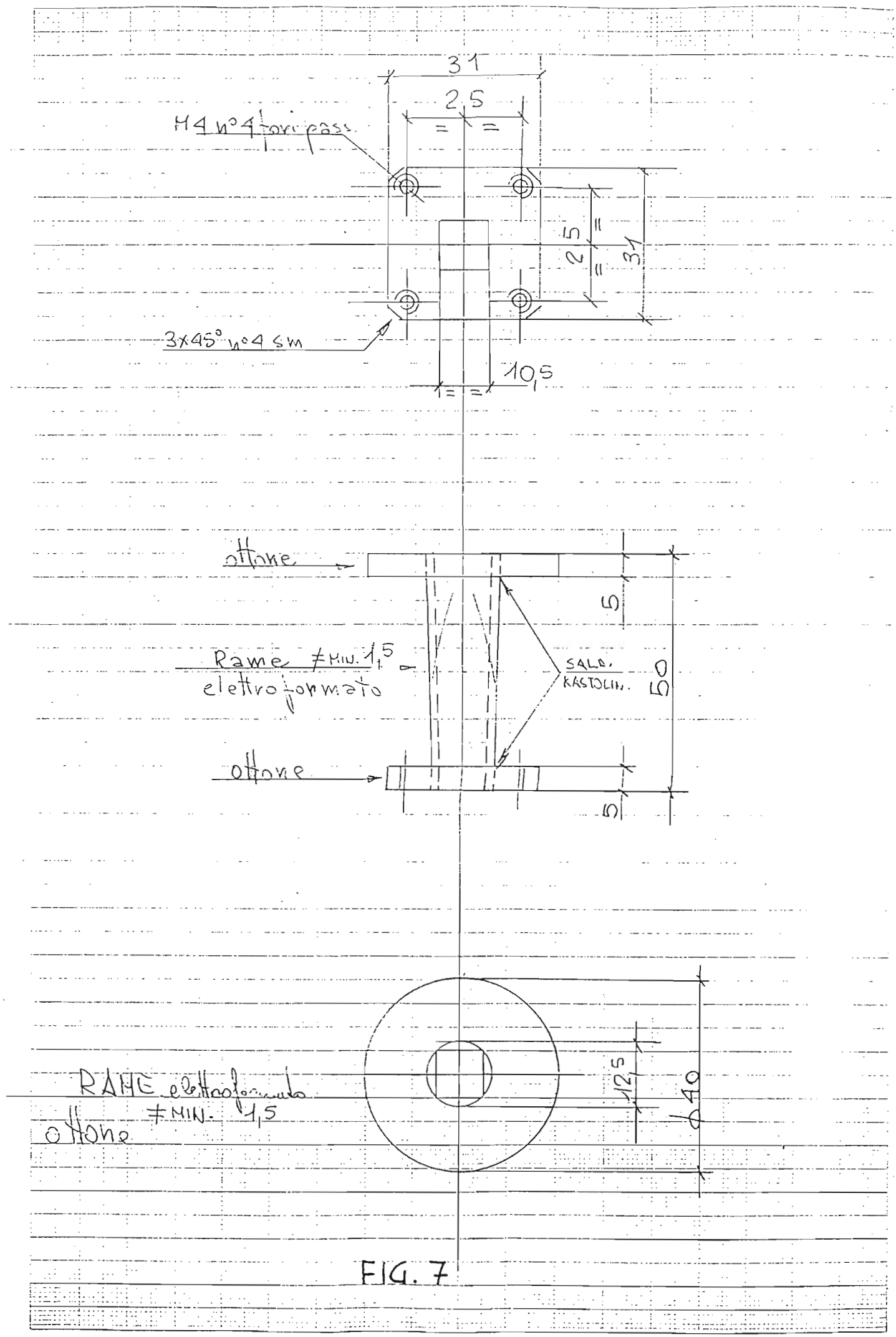

31
25
M4 n°4 fori passi
3x45° n°4 sm
10,5
ottone
Rame ≠MIN. 1,5
elettroformato
SALD. KASTOLIN.
ottone
50
5
5
RAME elettroformato
≠MIN. 1,5
ottone
12,5
40

FIG. 7

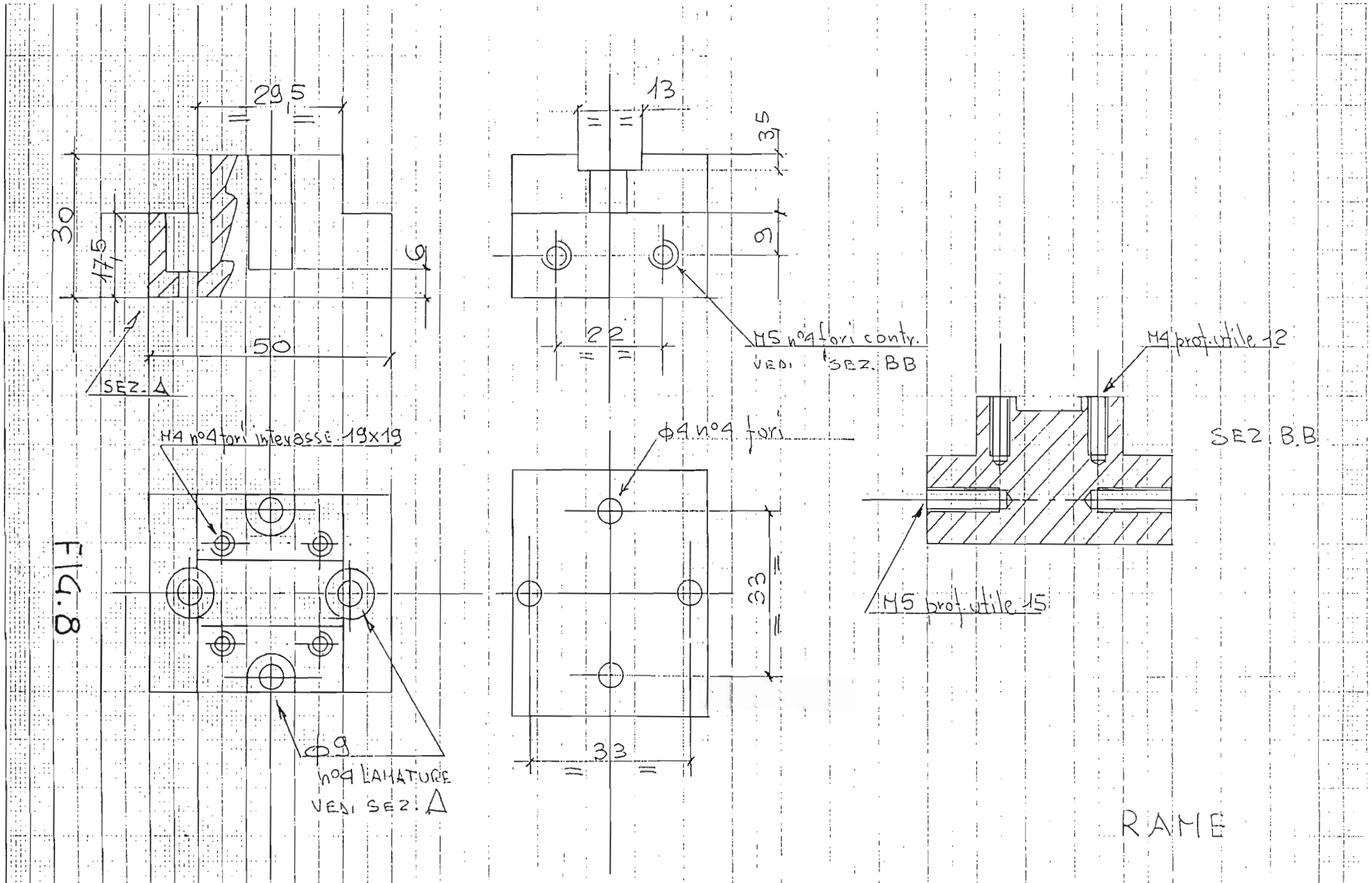

29,5
30
17,5
9
50
SEZ. A
13
35
6
22
M5 n°4 fori contr.
VEDI SEZ. BB
M4 prof. utile 12
SEZ. B.B
M4 n°4 fori interasse 19x19
ϕ4 n°4 fori
33
33
M5 prof. utile 15
ϕ9
n°4 LAMATURE
VEDI SEZ. A

FIG. 8

RAME

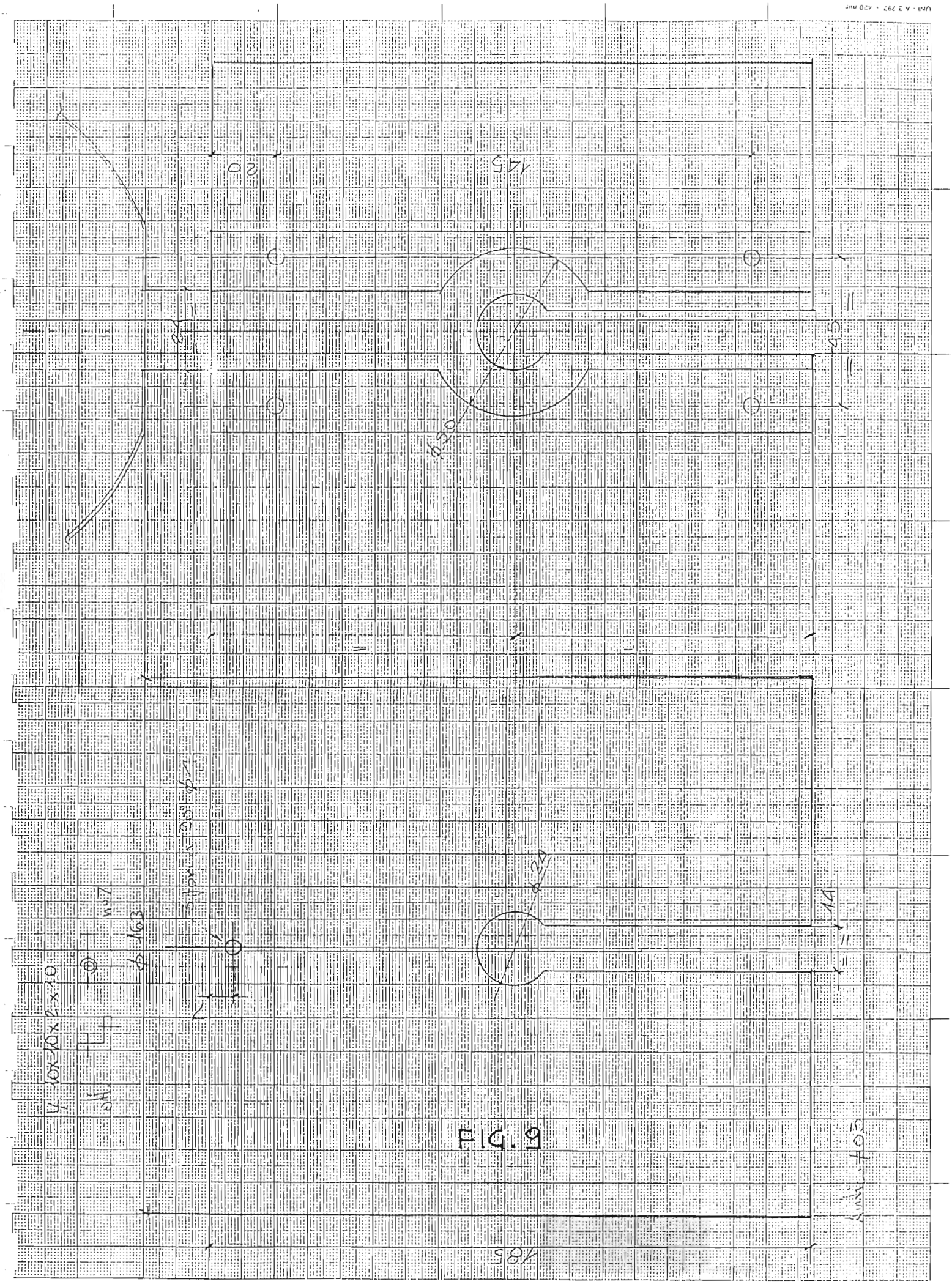


FIG. 9

FIG. 10

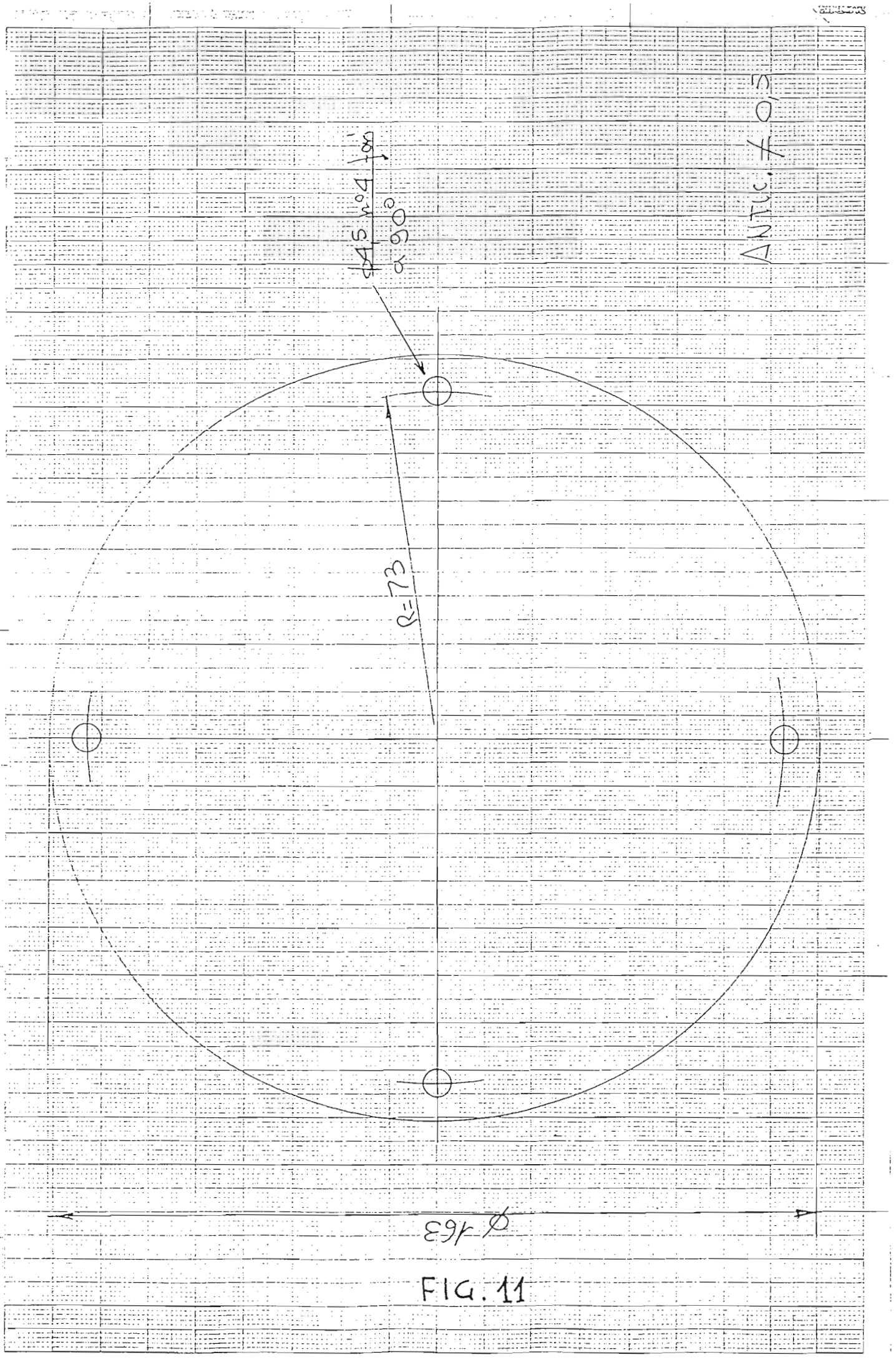


FIG. 11

FIG. 12

TAPERING ≈ -10 dB 4

TRANSIZIONE TAPERATA
DI INPUT CON CORRUGAZIONI
VARIABILI IN PROFONDITA'

[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]
"	"	n° 1	= 6.8 "
"	"	n° 2	= 4.1 "
"	"	n° 3	= 5.4 "
"	"	n° 4	= 4.7 "
"	"	n° 5	= 4.0 "
"	"	n° 6	= 3.4 "

SEMIANGOLO APERTURA CONO 9°

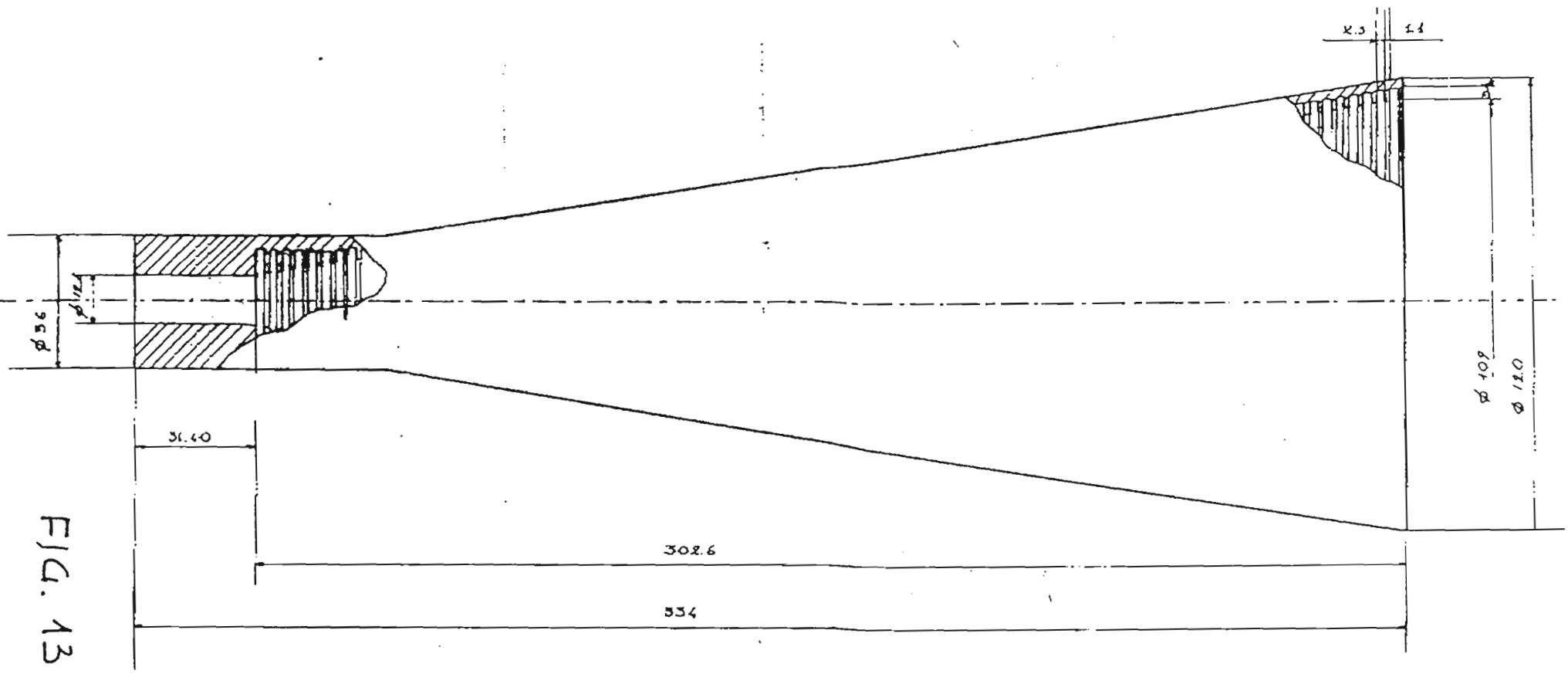
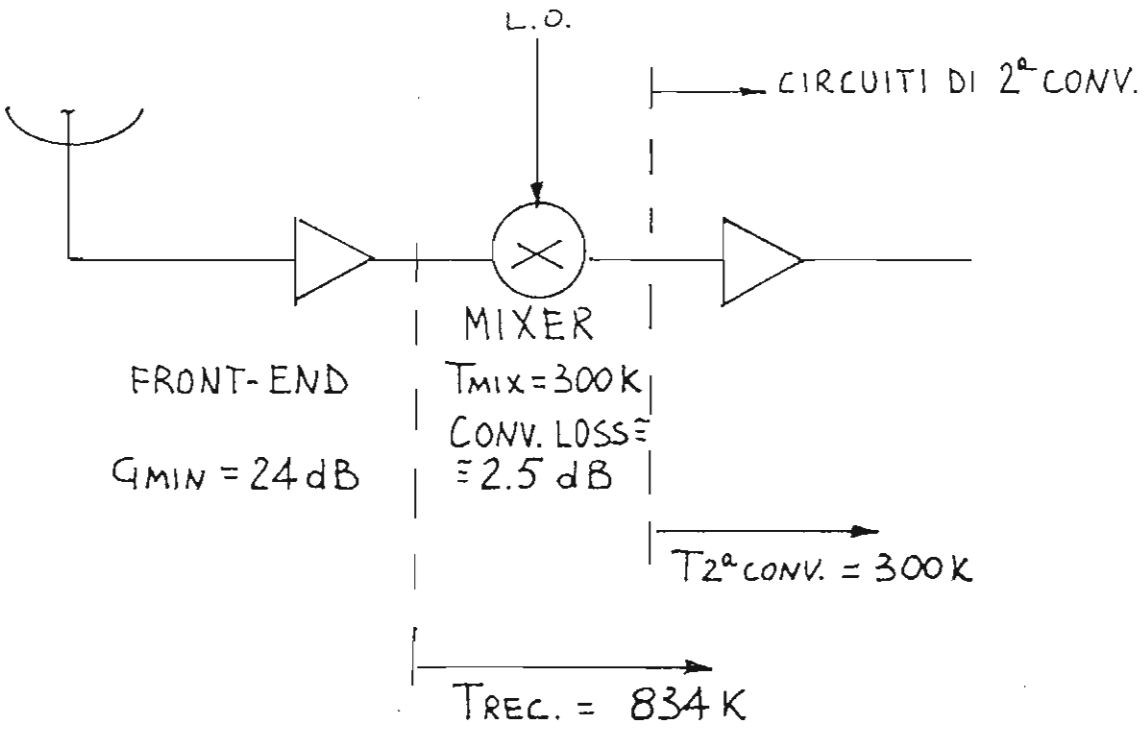


FIG. 13

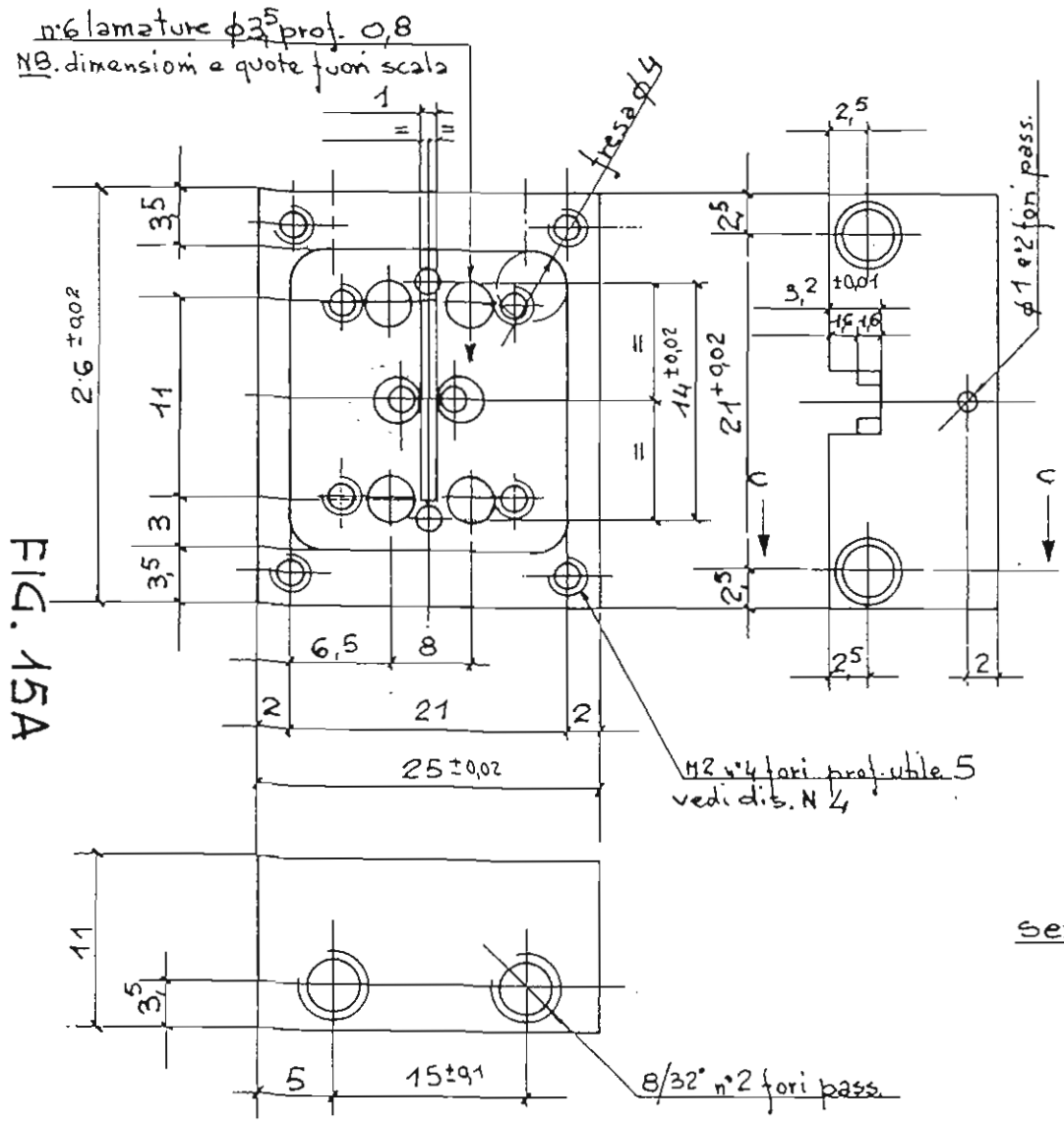
MATERIALE NICHEL ELETTROFORMATO + ARGENTATURA

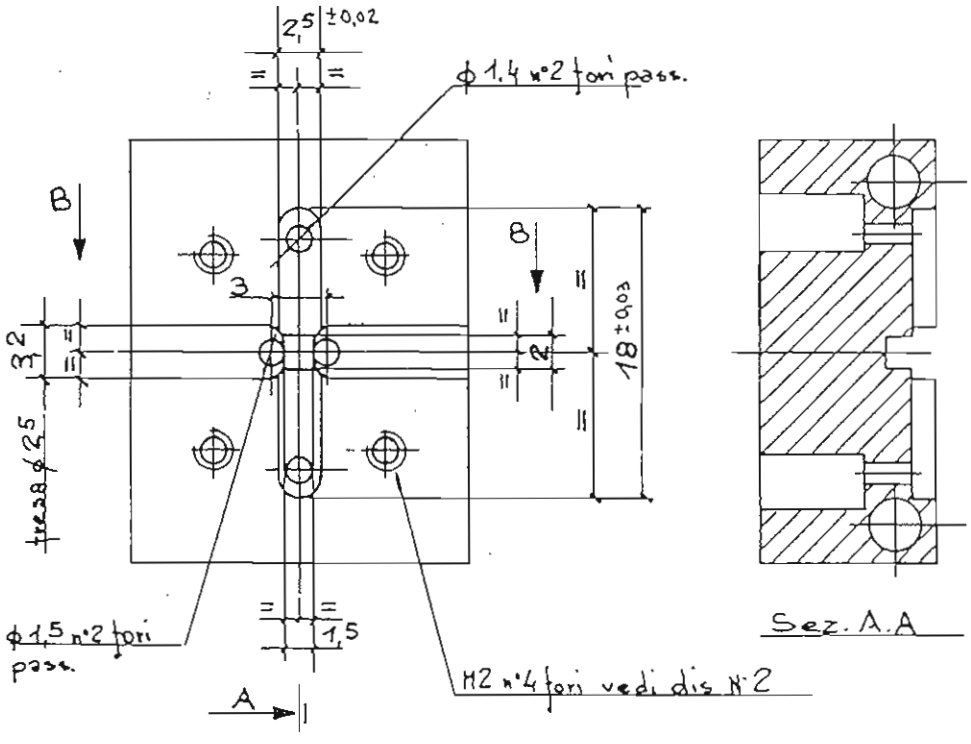


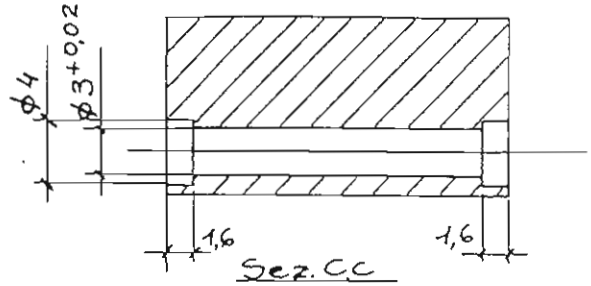
$$T_{REC.} = T_{MIX} + (T_{2ª\,CONV.} \times CONV.\ LOSS)$$

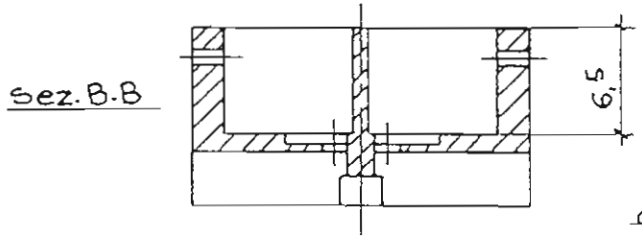
FIG. 14

FRONT-END x RICEVITORE A 22,5 GHz





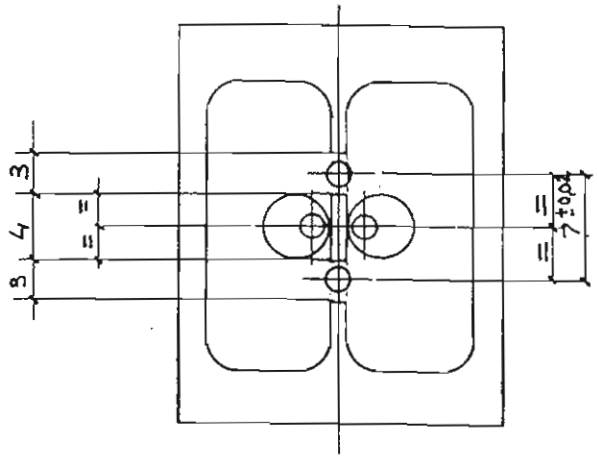


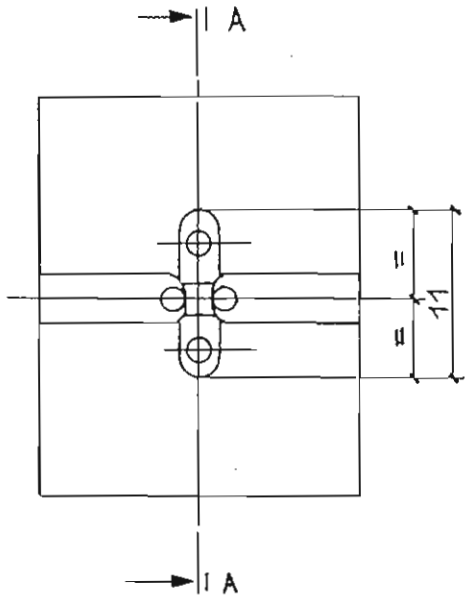


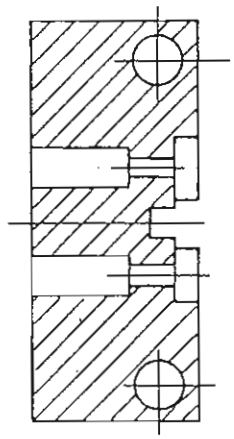
ottone Scala 3:1 DIS. N 1

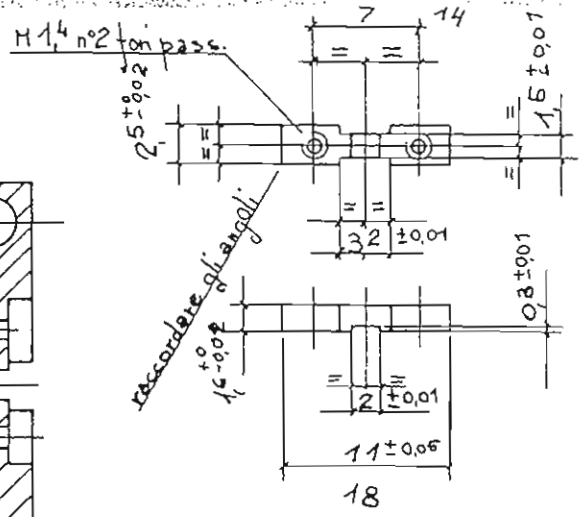
C.N.R ISTITUTO DI RADIOASTRONOMIA

FIG. 15B





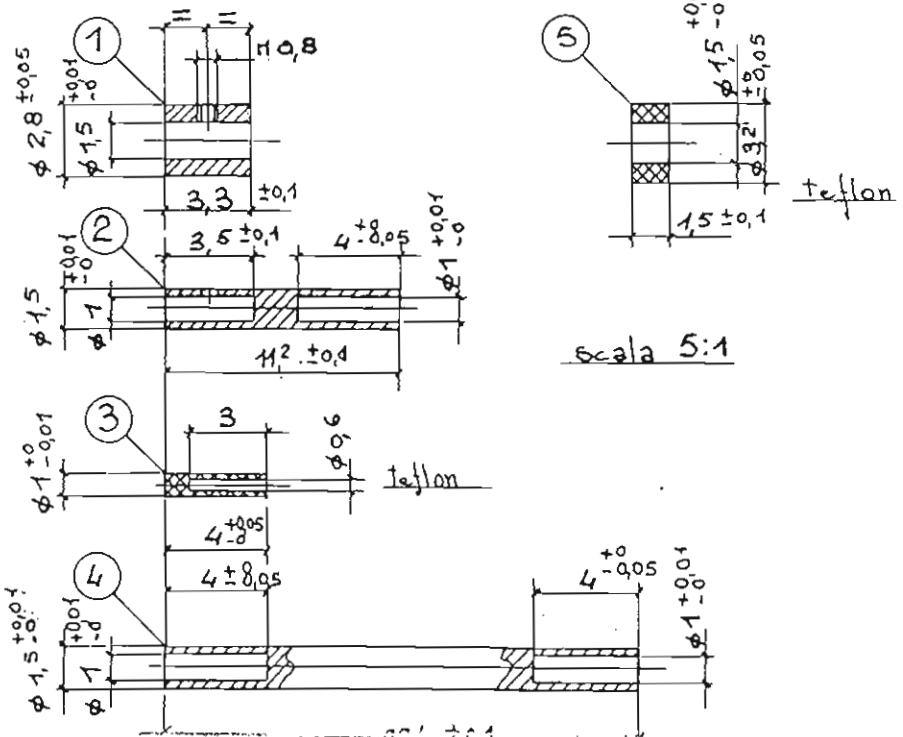


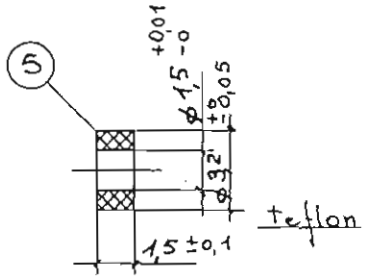


Sez. A-A

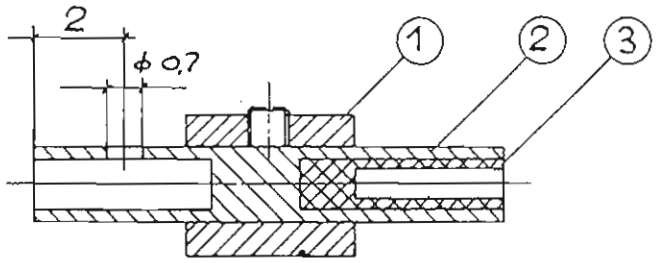
Scala 3:1

ottone

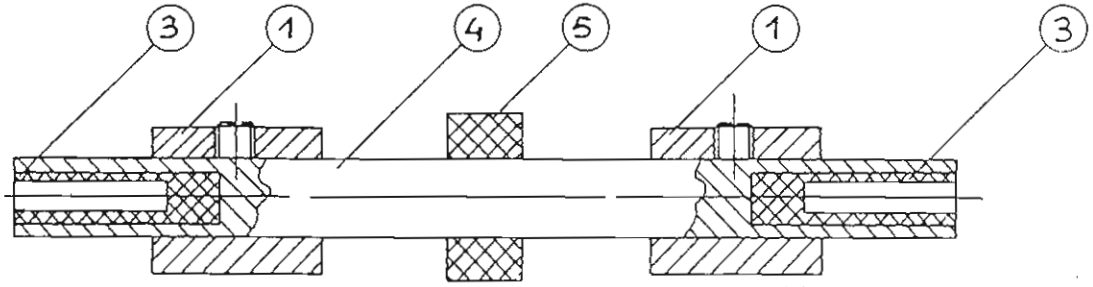


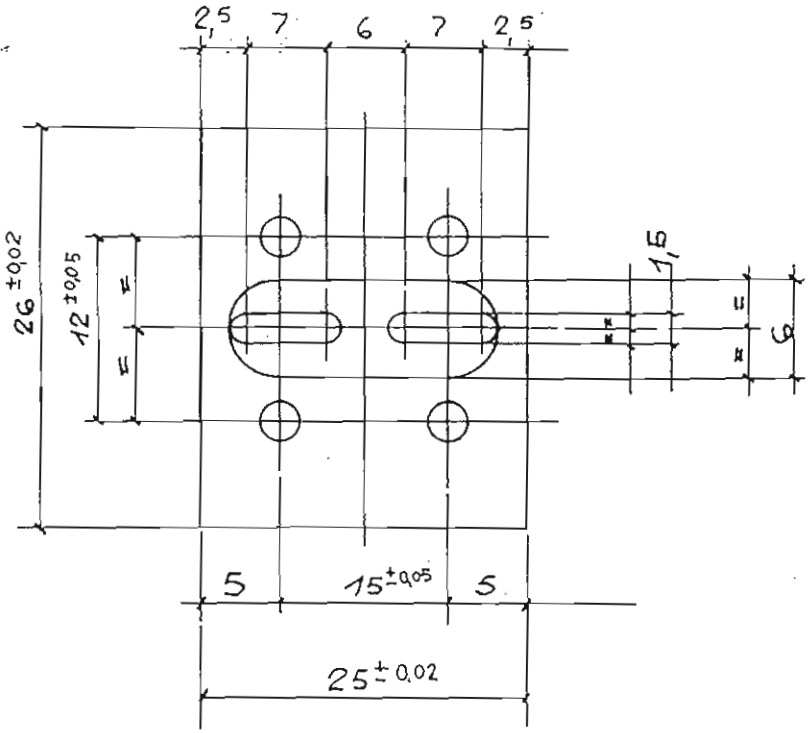


Scala 5:1



Scala 10:1





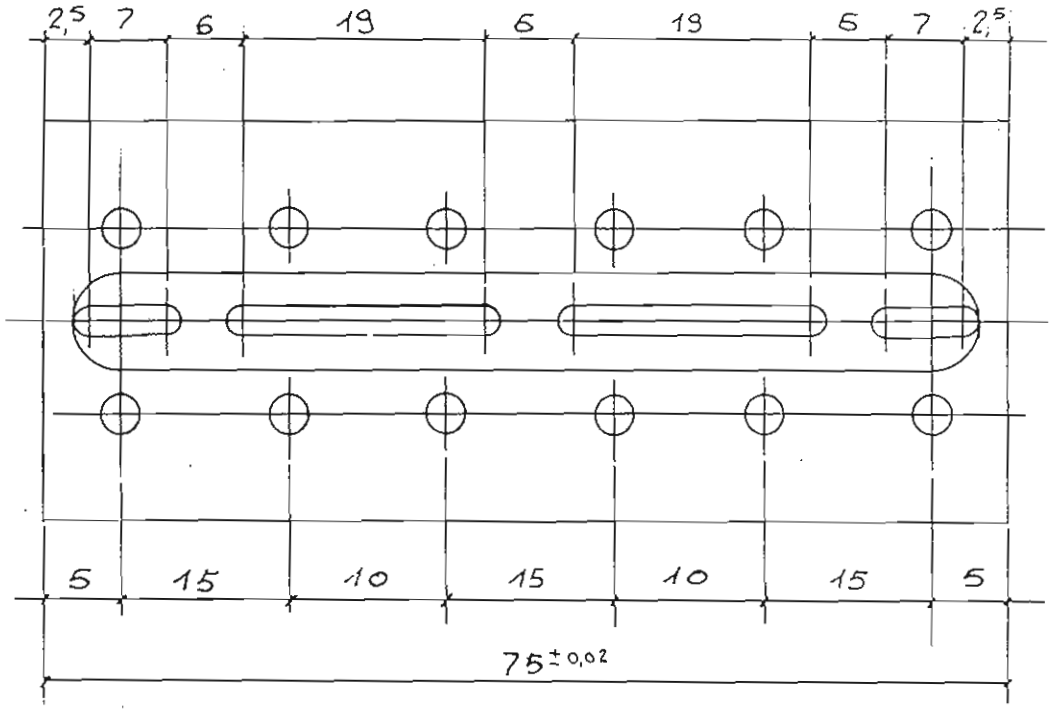
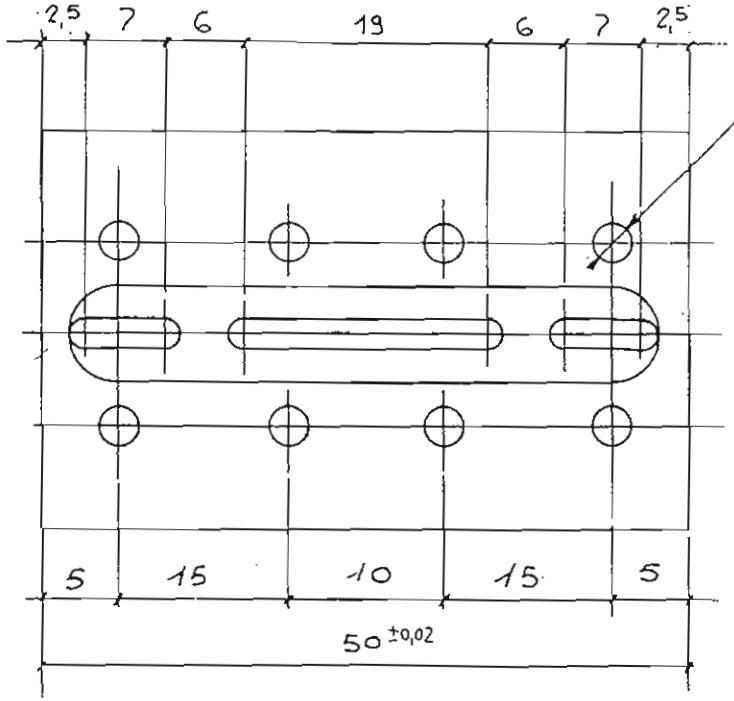
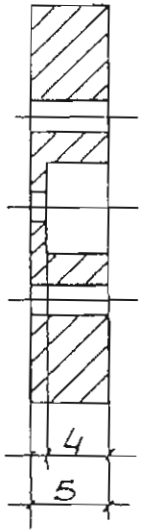
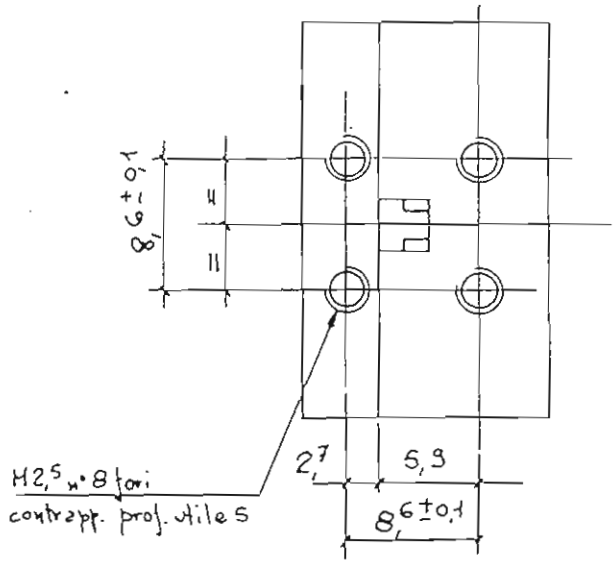


FIG. 45C



Φ 2,2 - da n°4 a 12 fori · usare i coperchi come maschera per dis. 1





ottone Scala 3:1 Dis.2

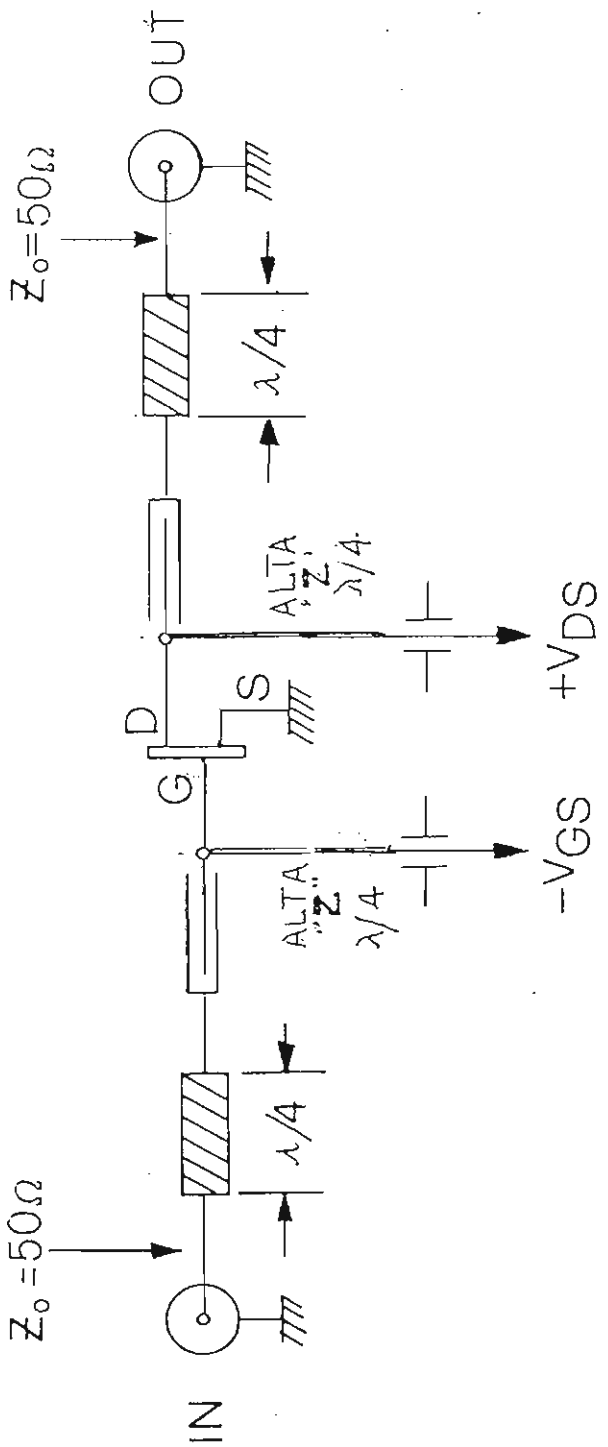

OUT
$Z_o=50\Omega$
$\lambda/4$
ALTA "Z" $\lambda/4$
$+V_{DS}$
D
S
G
$-V_{GS}$
ALTA "Z" $\lambda/4$
$\lambda/4$
$Z_o=50\Omega$
IN

FIG. 16

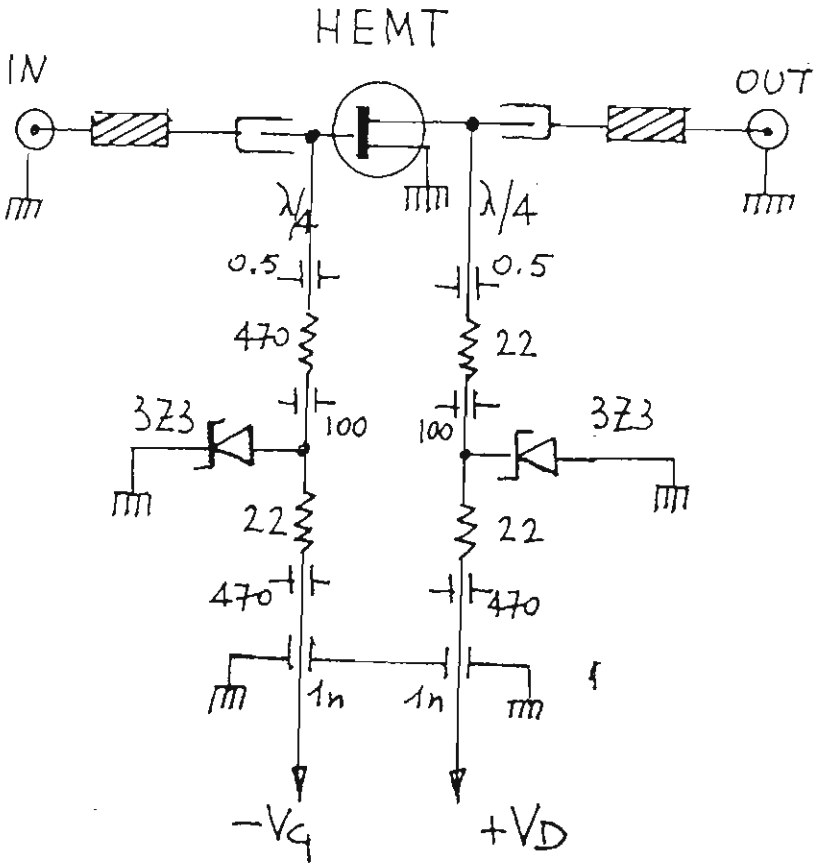

HEMT
IN
OUT
λ/4
λ/4
0.5
0.5
470
22
3Z3
100
100
3Z3
22
22
470
470
1n
1n
-VG
+VD

FIG. 17

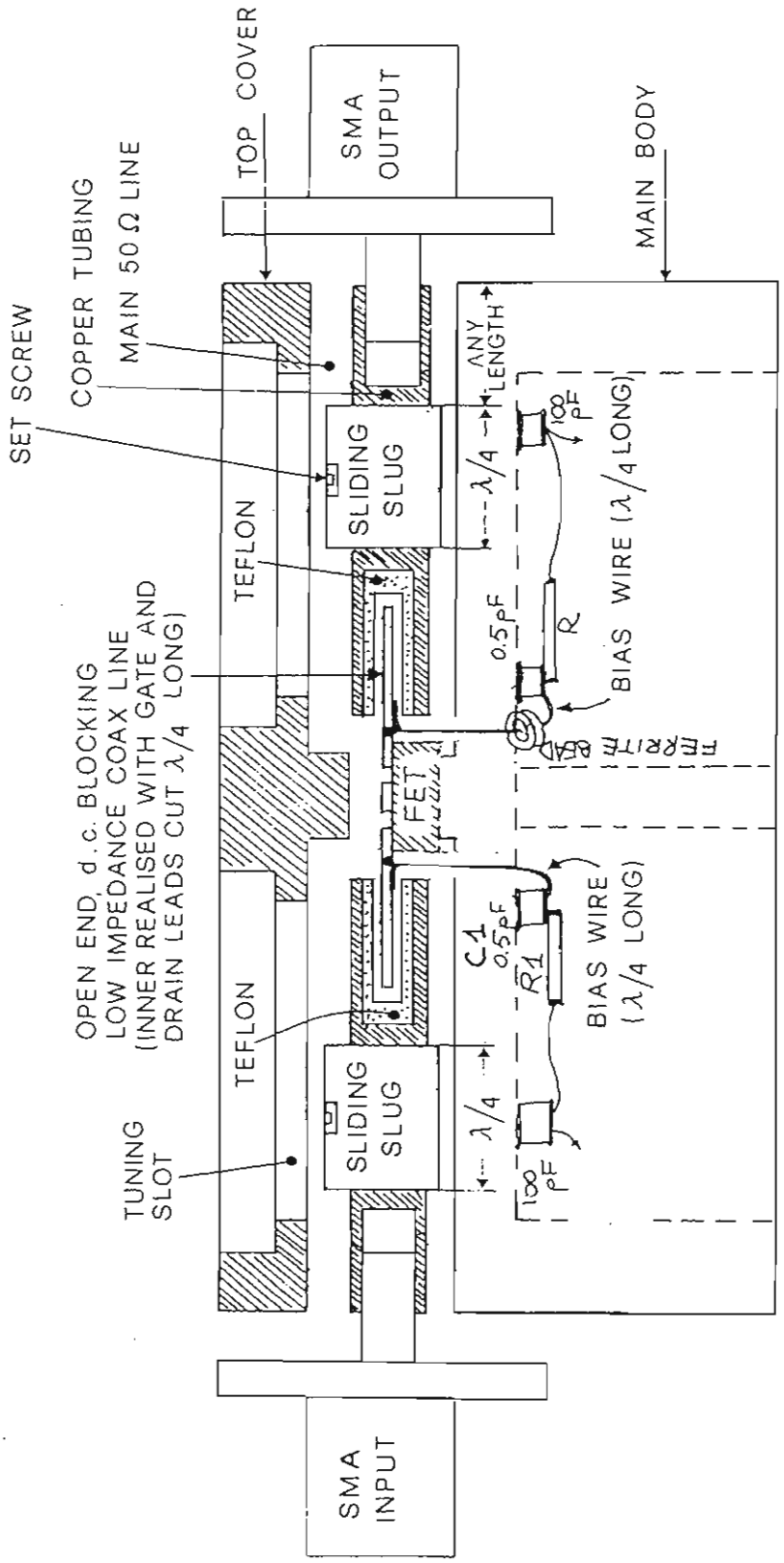

TOP COVER
SMA OUTPUT
MAIN BODY
SET SCREW
COPPER TUBING
MAIN 50 Ω LINE
TEFLON
SLIDING SLUG
ANY LENGTH
λ/4
100 pF
0.5pF
R
BIAS WIRE (λ/4 LONG)
FERRITE BEAD
FET
C1
0.5pF
R1
BIAS WIRE (λ/4 LONG)
OPEN END, d.c. BLOCKING
LOW IMPEDANCE COAX LINE
(INNER REALISED WITH GATE AND
DRAIN LEADS CUT λ/4 LONG)
TUNING SLOT
SMA INPUT

FIG. 18

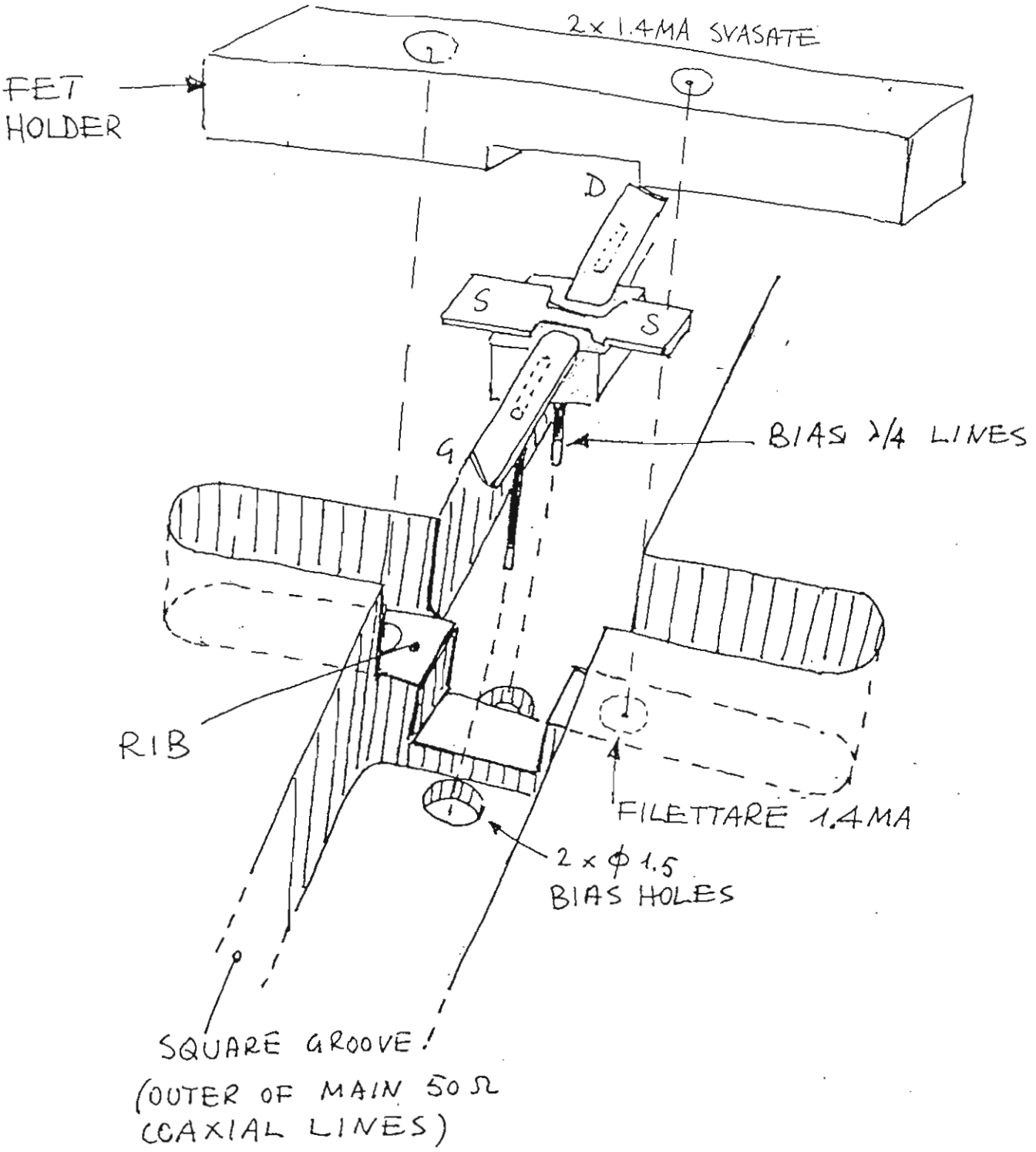

2 x 1.4MA SVASATE
FET HOLDER
D
S
S
G
BIAS λ/4 LINES
RIB
FILETTARE 1.4MA
2 x ϕ 1.5
BIAS HOLES
SQUARE GROOVE!
(OUTER OF MAIN 50 Ω
COAXIAL LINES)

FIG. 19

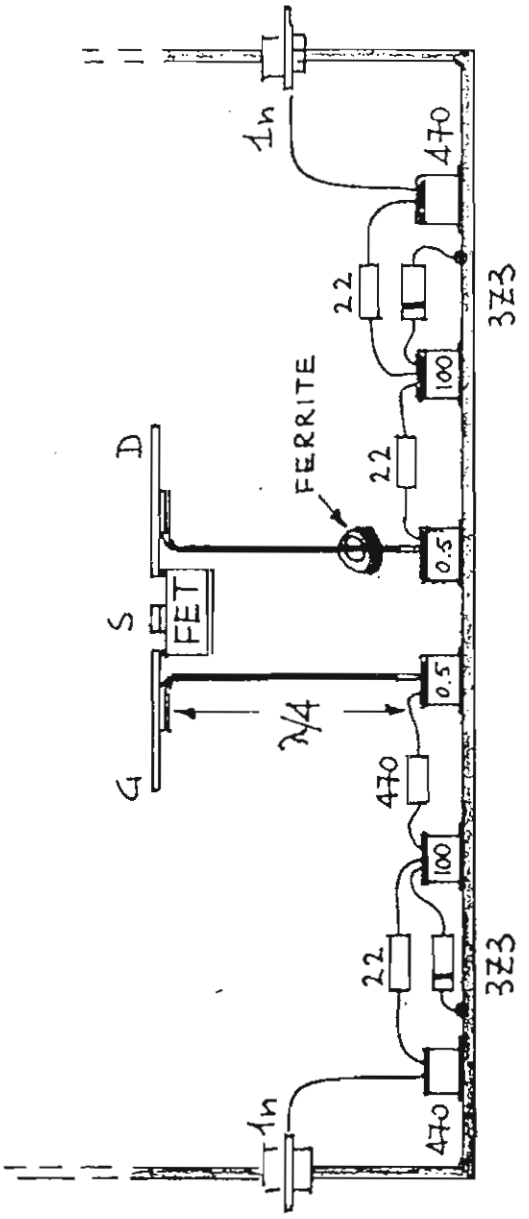
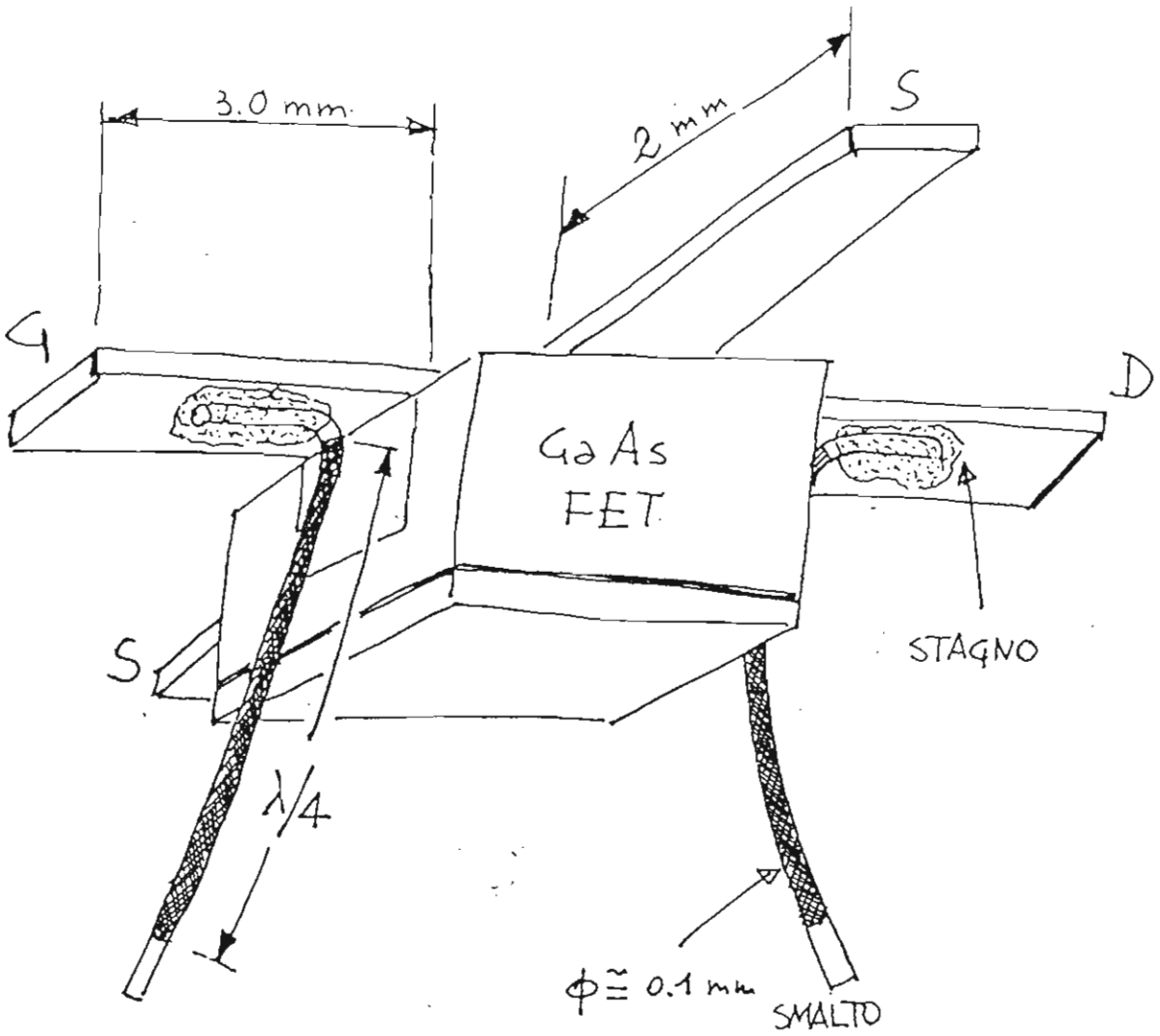


FIG. 20


3.0 mm
2 mm
S
G
D
GaAs
FET
STAGNO
S
λ/4
Φ≅ 0.1 mm
SMALTO

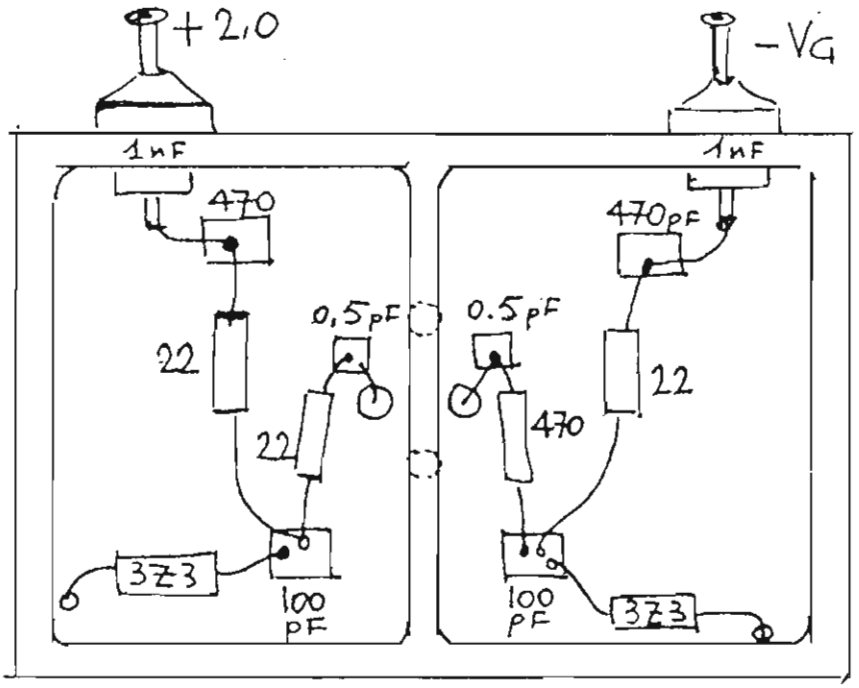

+2,0
-VG
1nF
1nF
470
470pF
0,5pF
0.5pF
22
22
22
470
3Z3
3Z3
100 pF
100 pF

FIG. 21 e 22

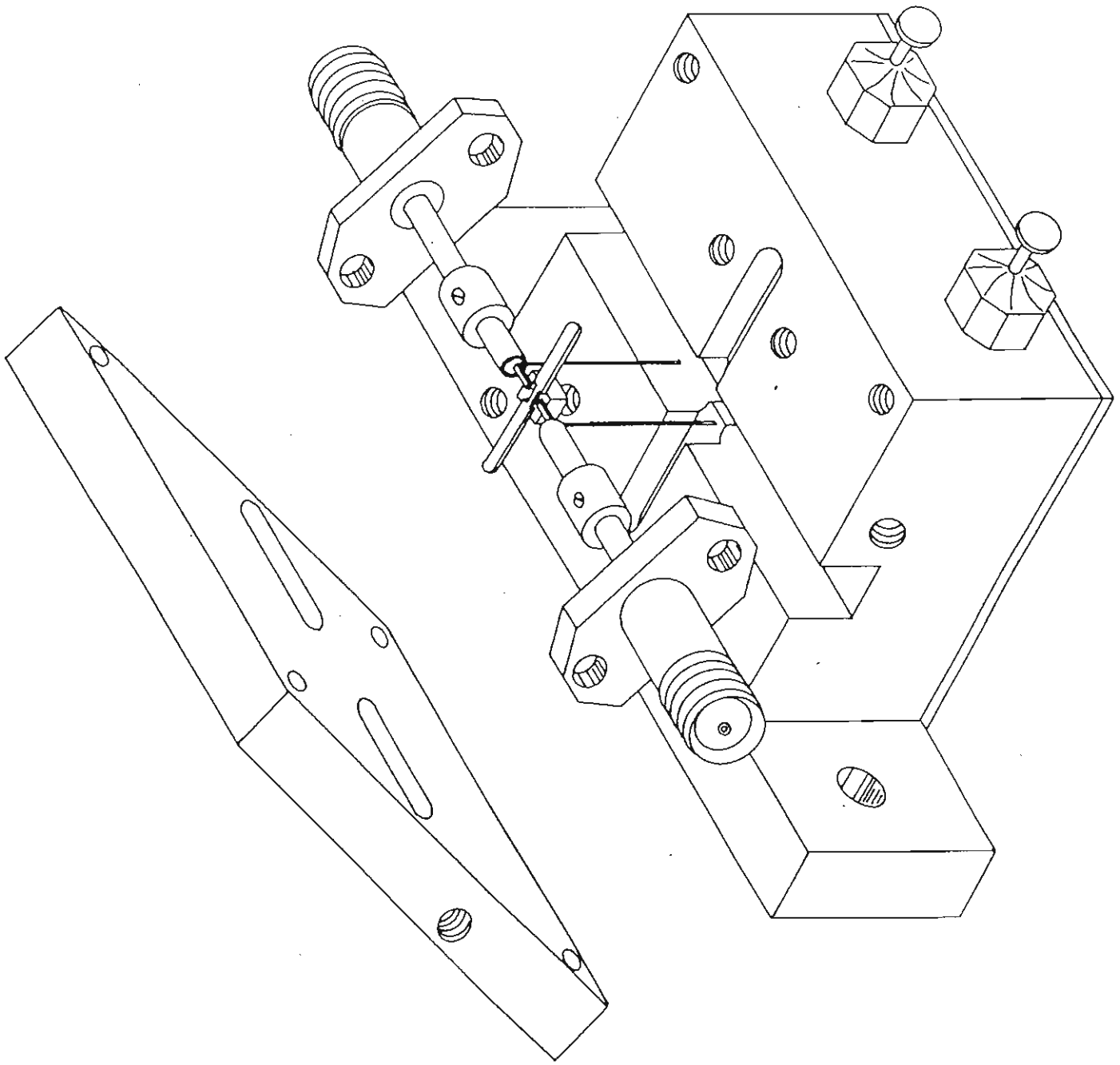


FIG. 23

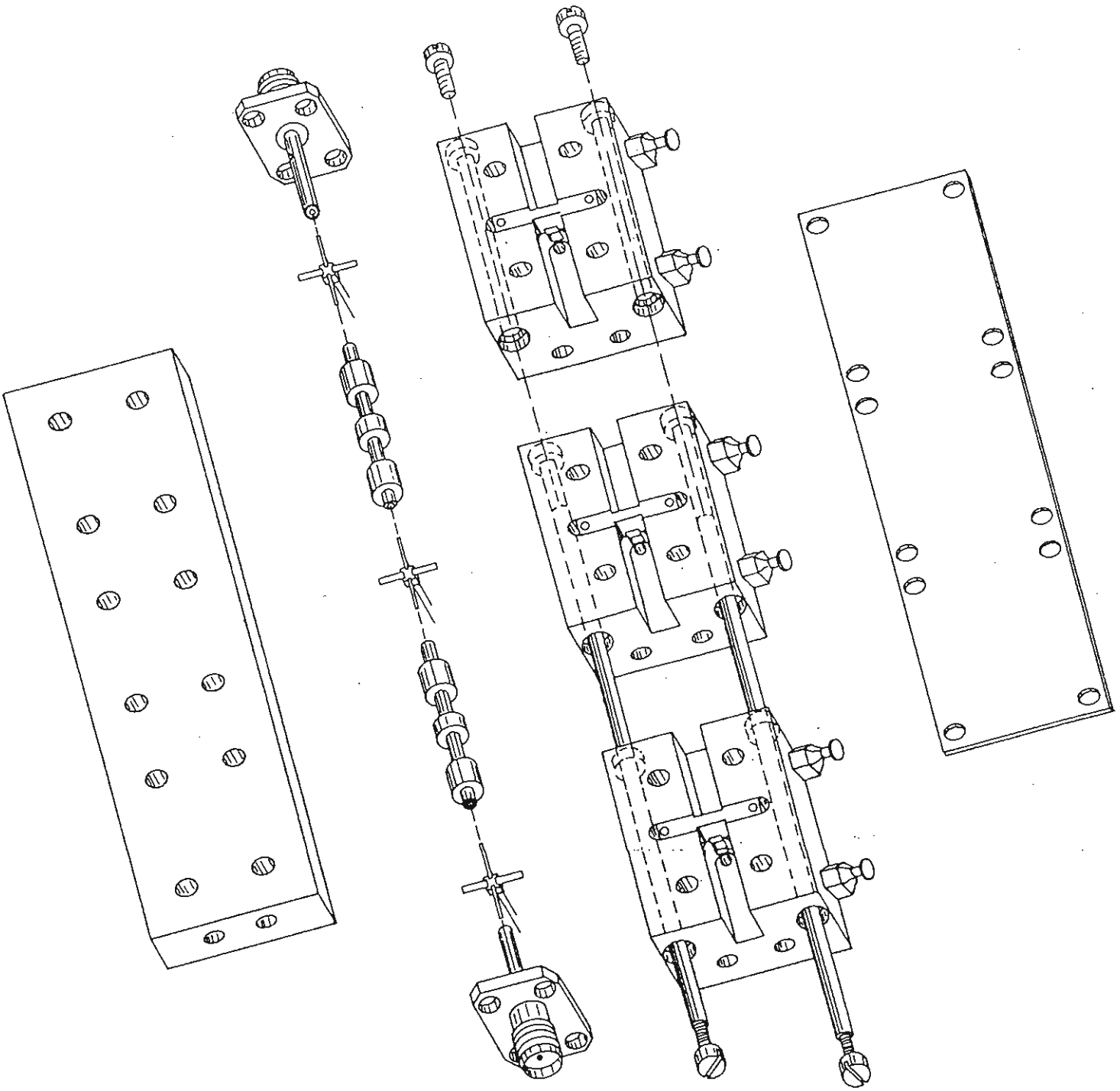


FIG. 24

C.N.R. I.R.A. Bologna
Preamplificatore modulare
per microonde a n stadi.
esempio di impiego

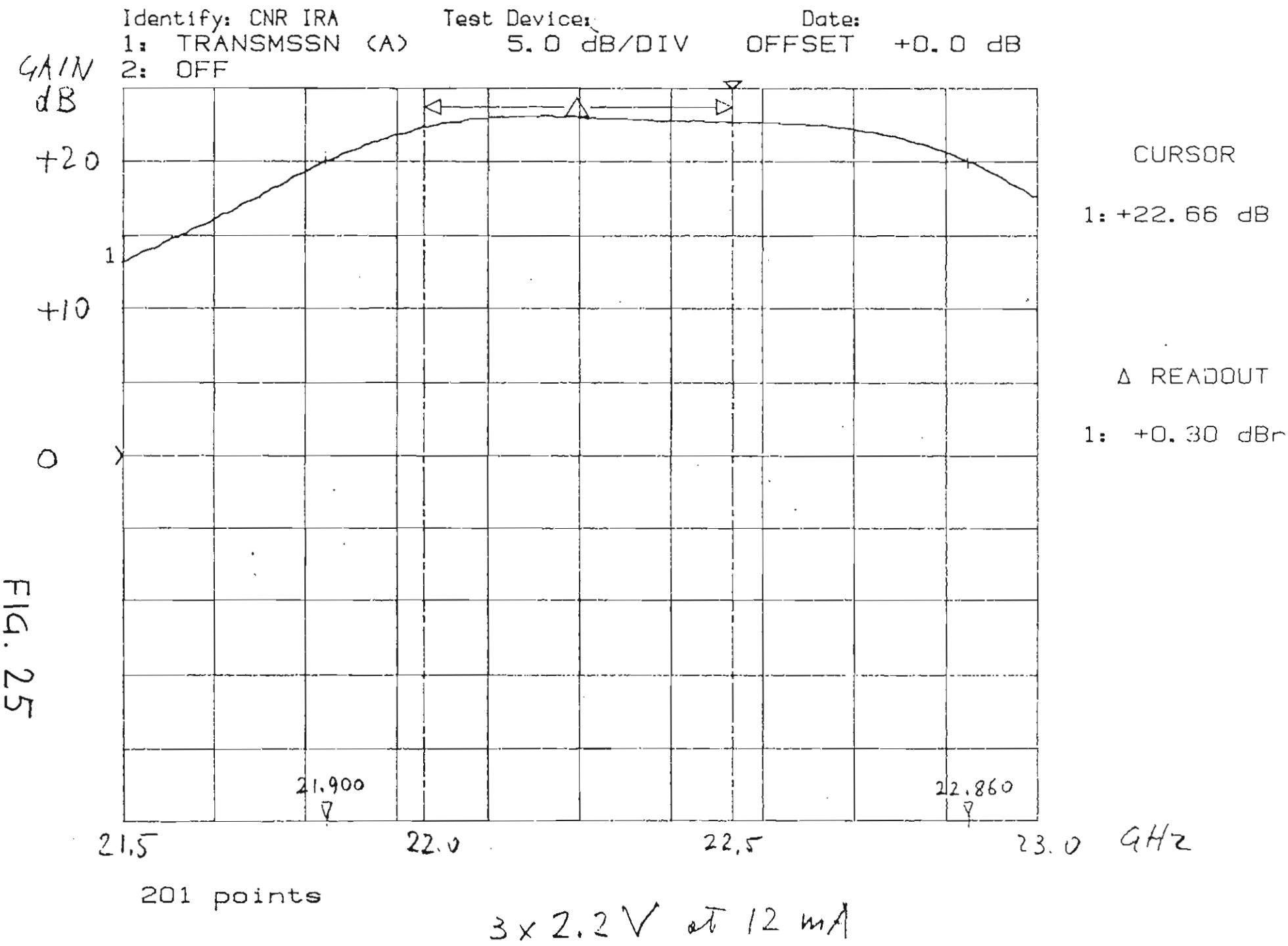

Identify: CNR IRA
Test Device:
Date:
1: TRANSMSSN (A)
5.0 dB/DIV
OFFSET +0.0 dB
2: OFF
GAIN
dB
+20
1
+10
0
21.900
22.860
21.5
22.0
22.5
23.0
GHz
CURSOR
1: +22.66 dB
Δ READOUT
1: +0.30 dBr
201 points
3 x 2.2 V at 12 mA

FIG. 25

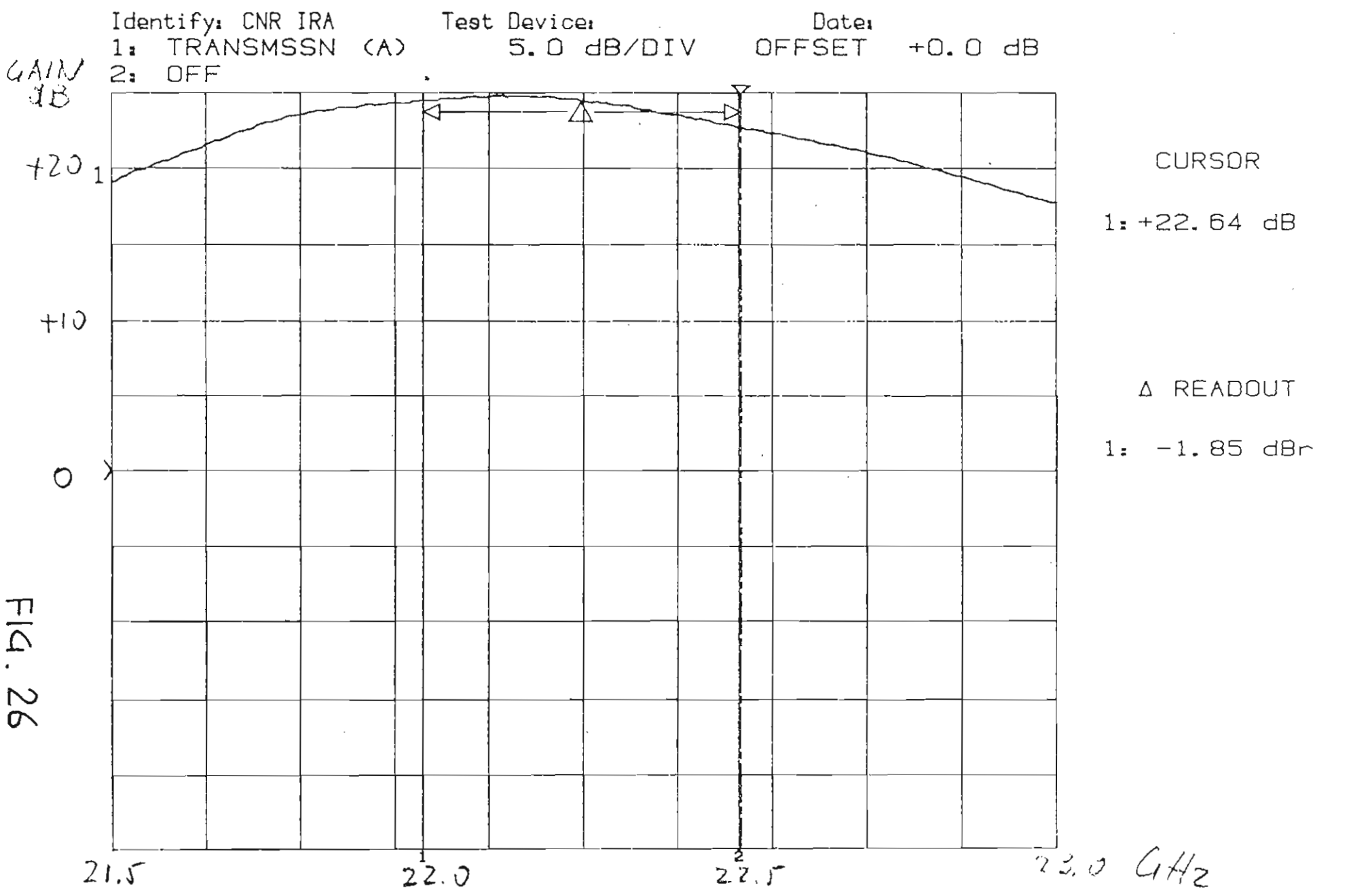


FIG. 26

3 X 2.2 V at 12 mA

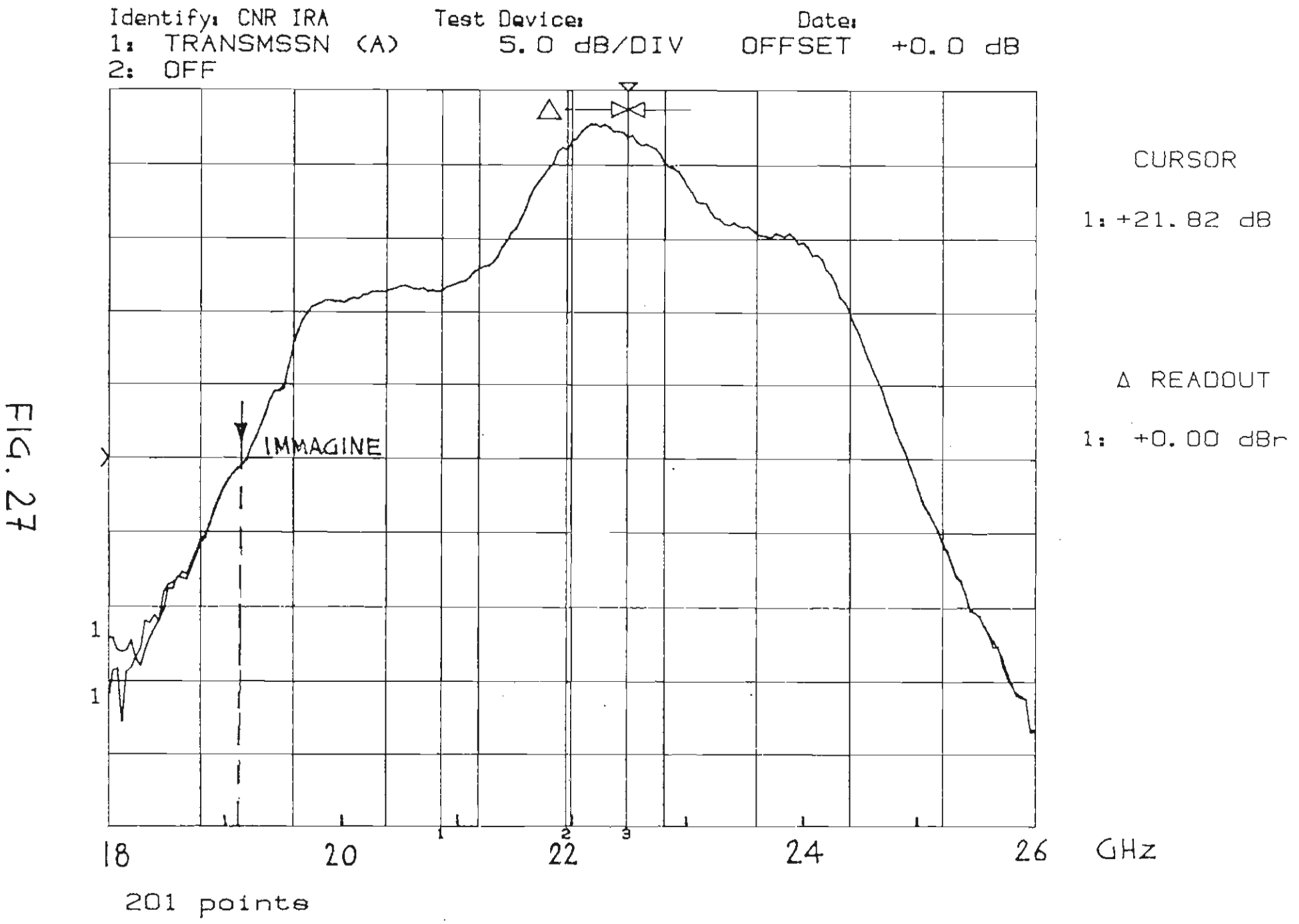

Identify: CNR IRA
Test Device:
Date:
1: TRANSMSSN (A)
5.0 dB/DIV
OFFSET +0.0 dB
2: OFF
IMMAGINE
CURSOR
1: +21.82 dB
Δ READOUT
1: +0.00 dBr
18
20
22
24
26
GHz
201 points

Fig. 27

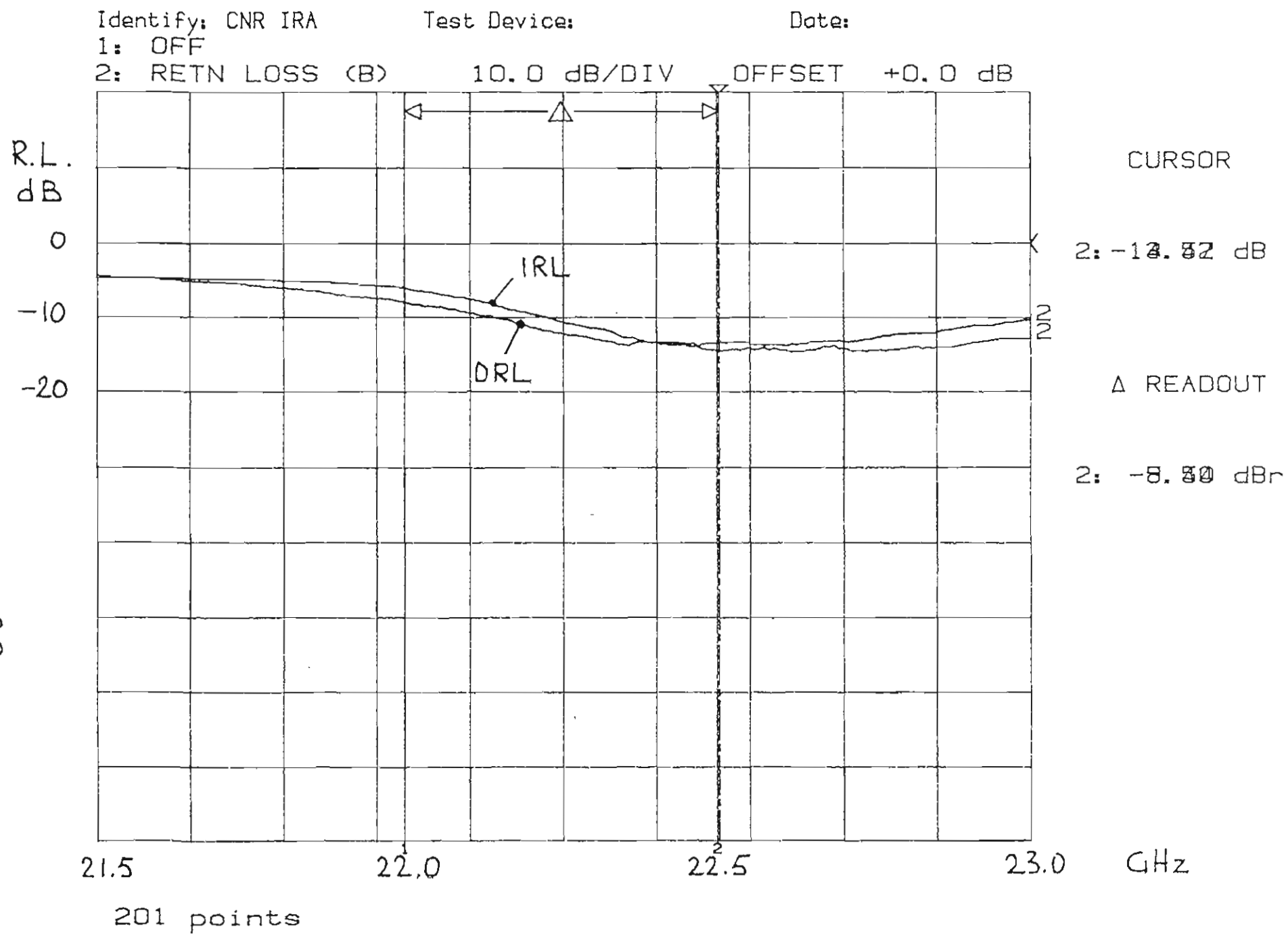

Identify: CNR IRA
Test Device:
Date:
1: OFF
2: RETN LOSS (B)
10.0 dB/DIV
OFFSET +0.0 dB
R.L.
dB
0
-10
-20
IRL
DRL
CURSOR
2: -14.52 dB
Δ READOUT
2: -8.50 dBr
21.5
22.0
22.5
23.0
GHz
201 points

FIG. 28

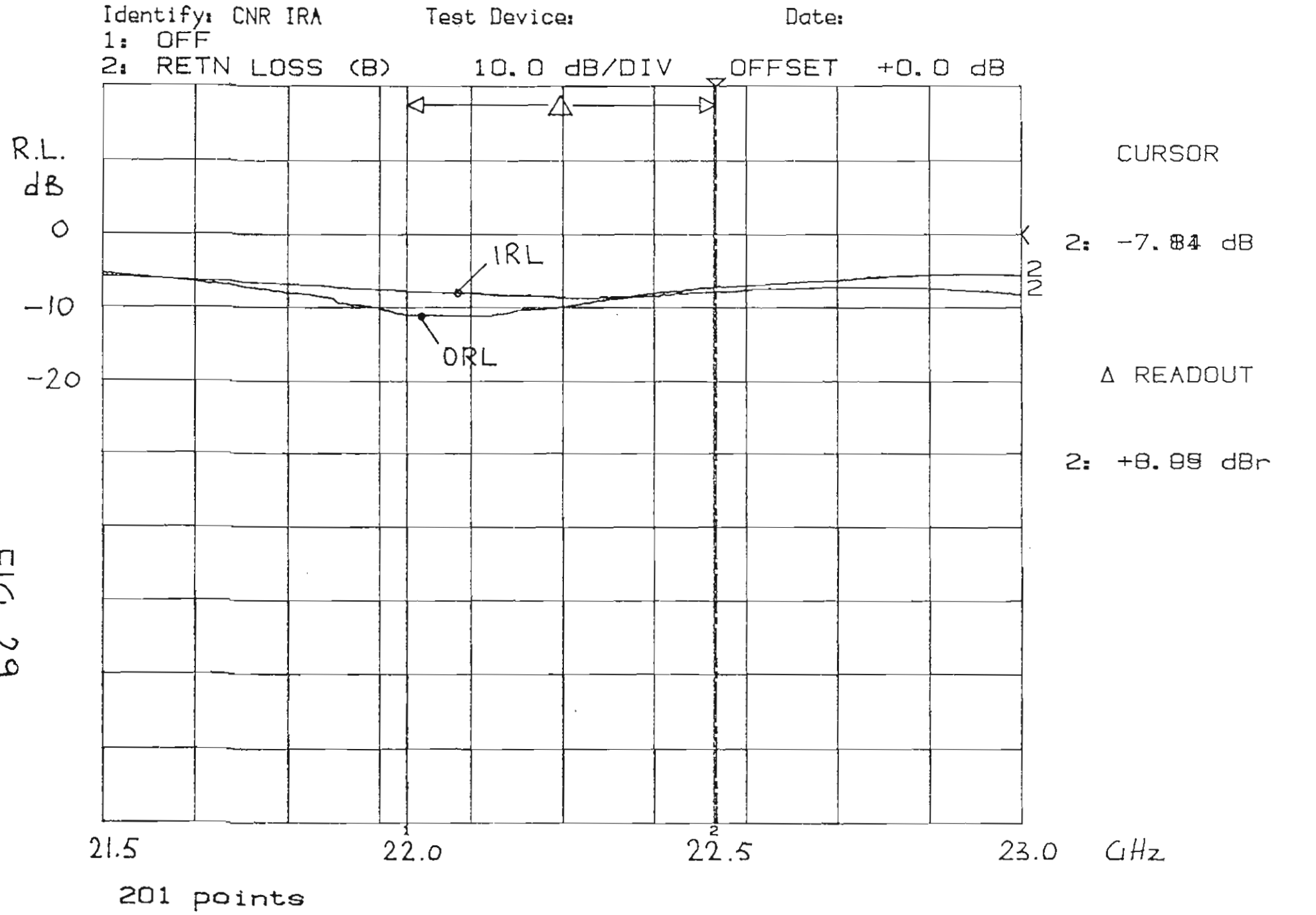
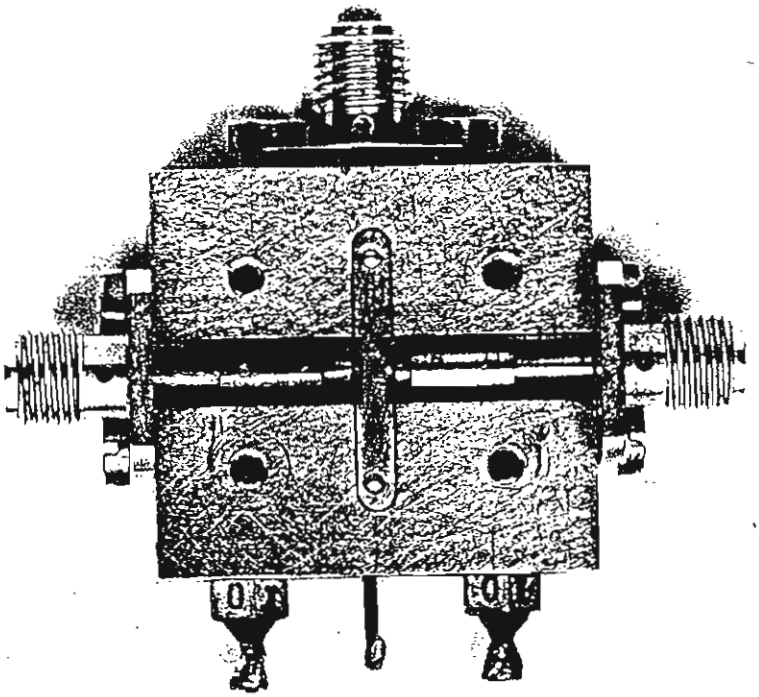

Identify: CNR IRA
Test Device:
Date:
1: OFF
2: RETN LOSS (B)
10.0 dB/DIV
OFFSET +0.0 dB
R.L.
dB
0
-10
-20
IRL
ORL
CURSOR
2: -7.84 dB
Δ READOUT
2: +8.89 dBr
21.5
22.0
22.5
23.0
GHz
201 points

FIG. 29



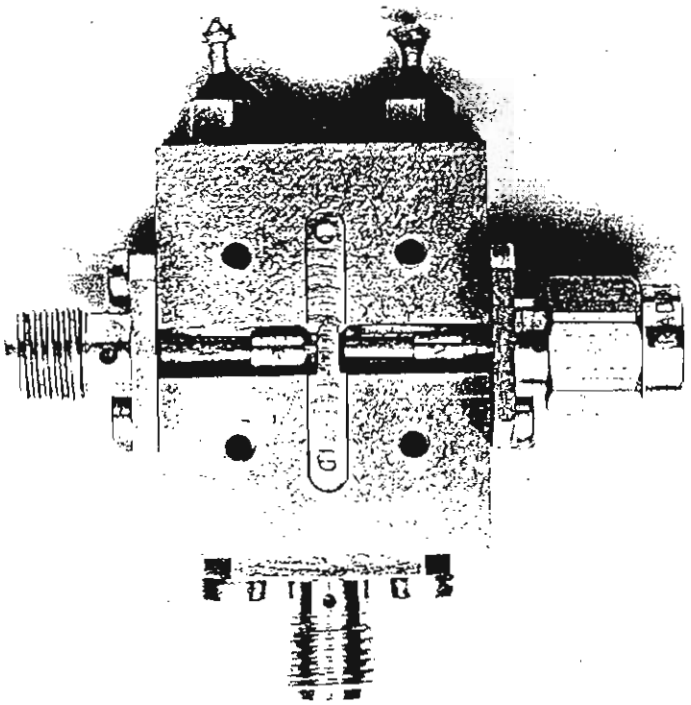


FIG. 30 e FOTO 2

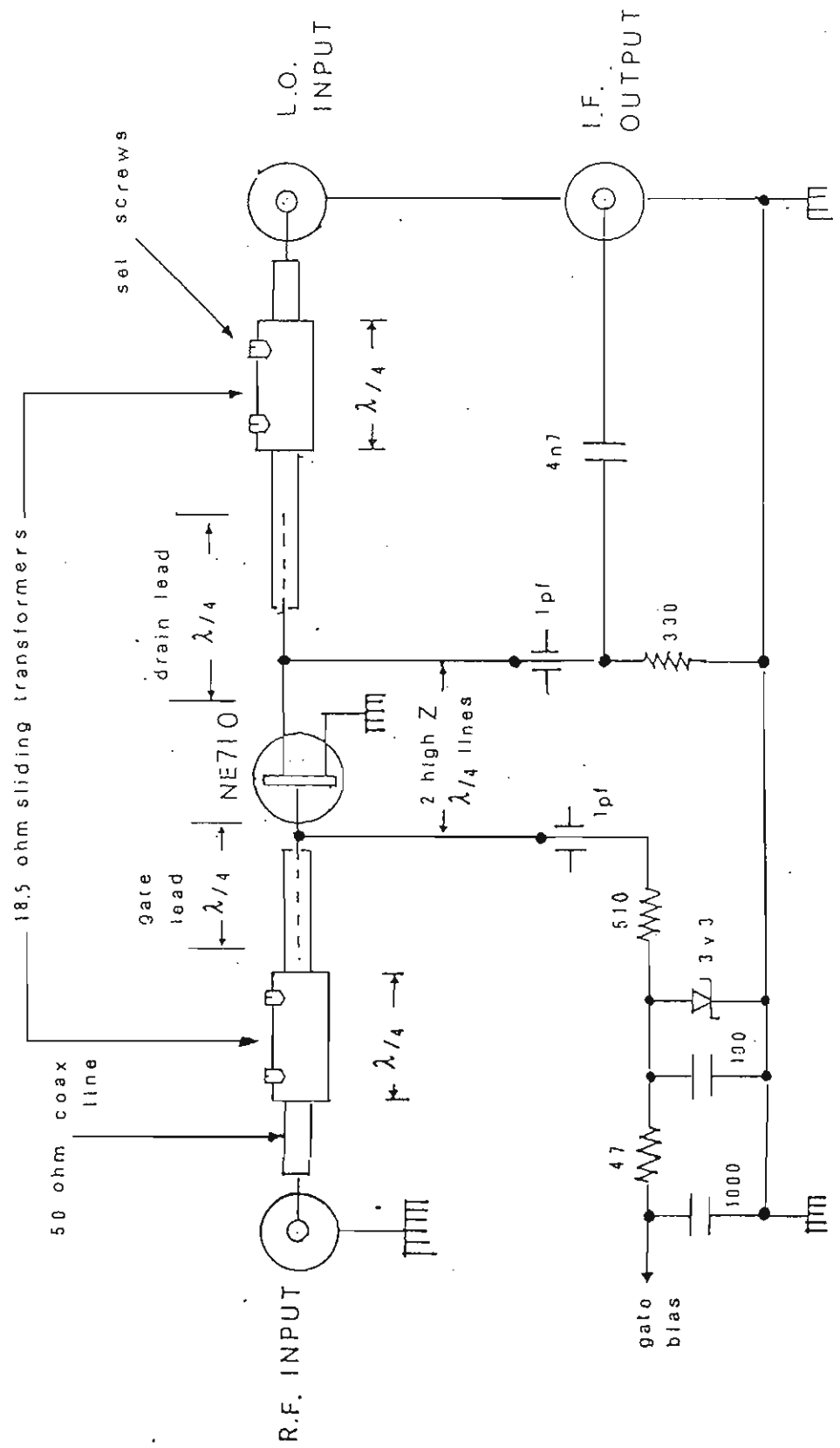

L.O. INPUT
I.F. OUTPUT
set screws
18.5 ohm sliding transformers
drain lead
gate lead
NE710
2 high Z
λ/4 lines
4n7
1pf
330
510
3v3
100
47
1000
gate bias
50 ohm coax line
R.F. INPUT

FIG. 31

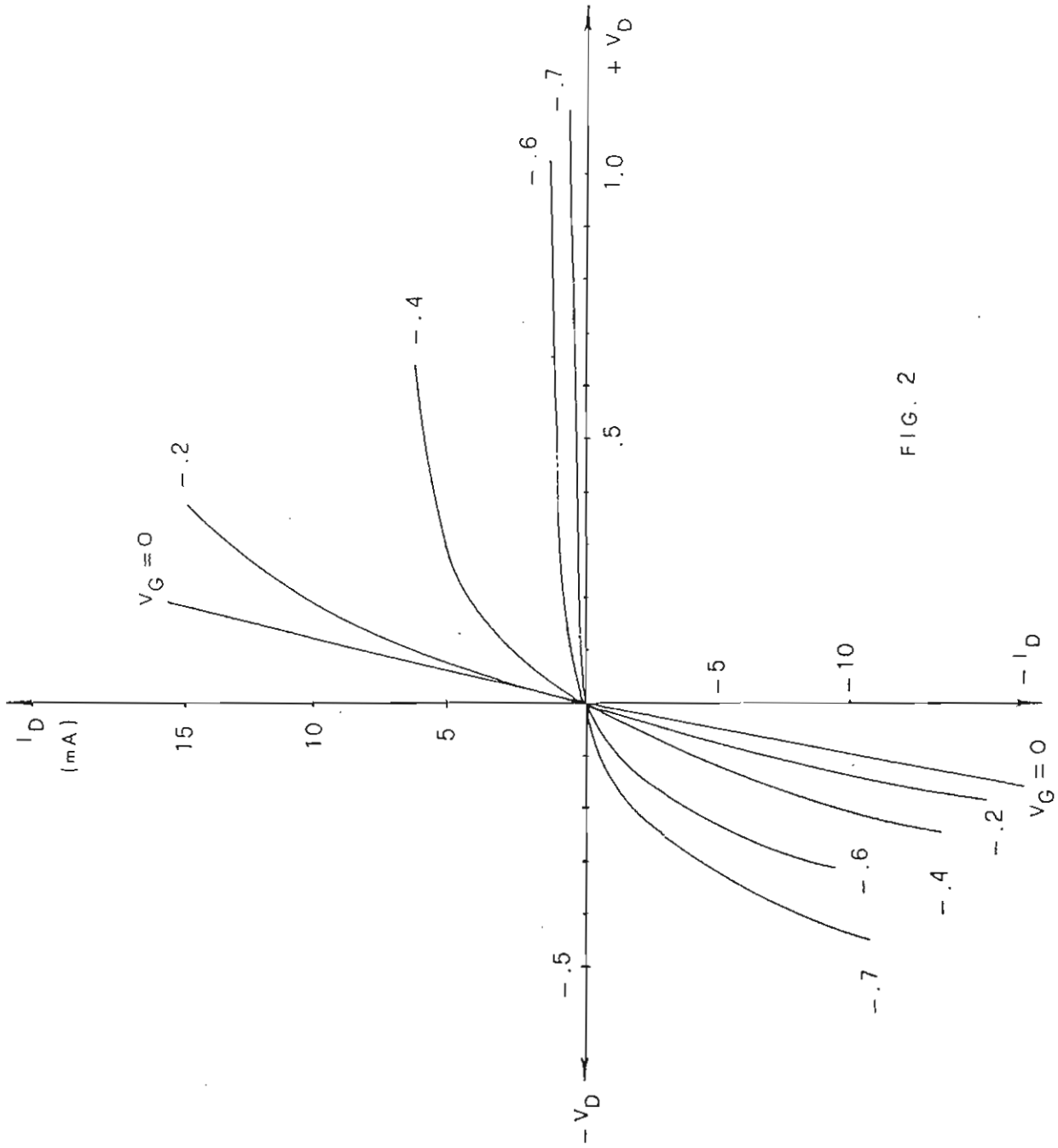
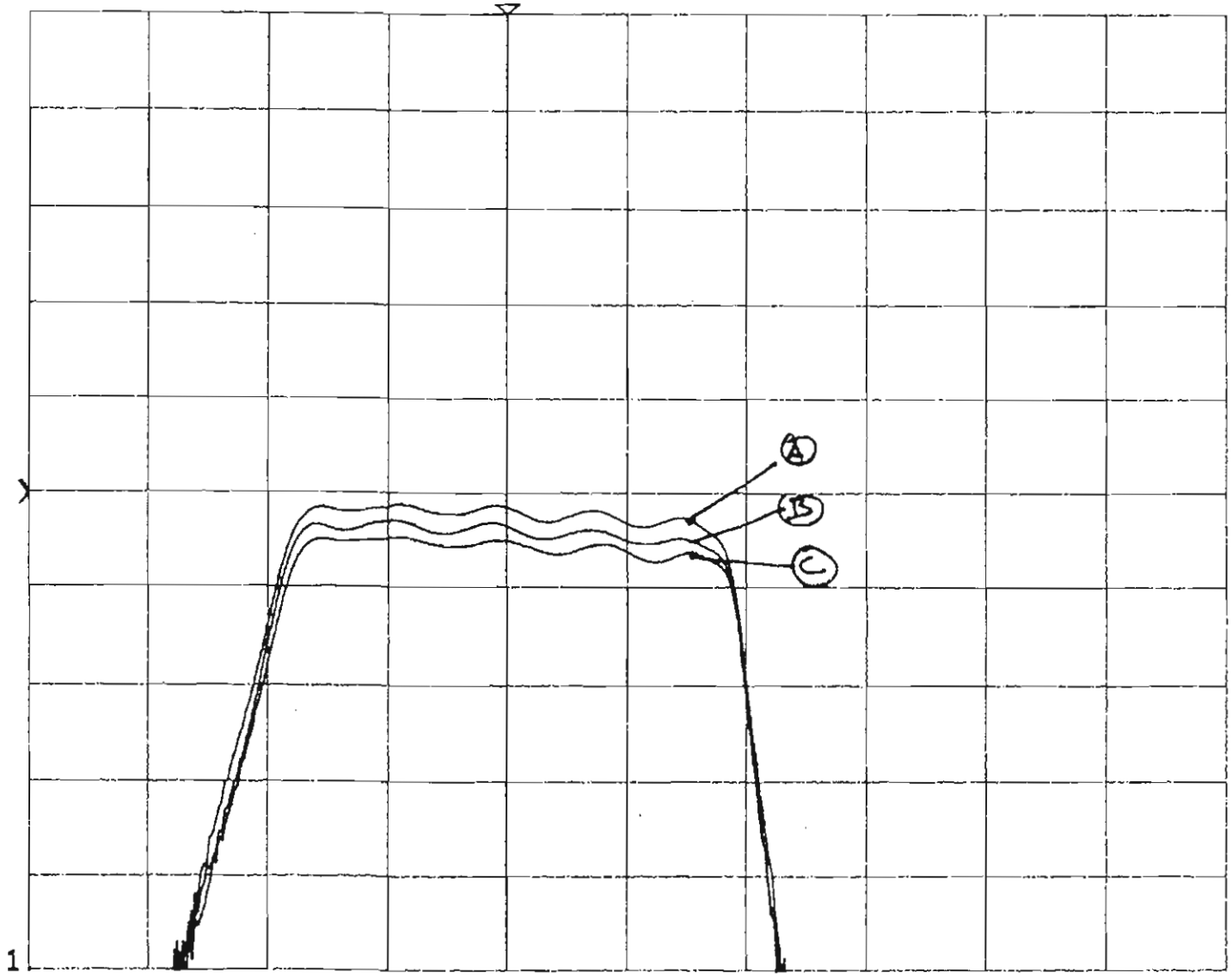


FIG. 2

FIG. 32

Identify: CNR IRA Test Device: Date:
1: TRANSMSSN (A) 5.0 dB/DIV OFFSET +0.0 dB
2: OFF



CURSOR

1: -1.75 dB

A: LO = 9.5 dBm
B: L.O. = 7.0 dBm
C: L.O = 5.8 dBm

800 950 1100 1250 1400 1550 1700 1850 2000 2150 2300 MHz

401 points

FIG. 33

Conversion loss cryomix #2
Ric. 22 GHz HOTO

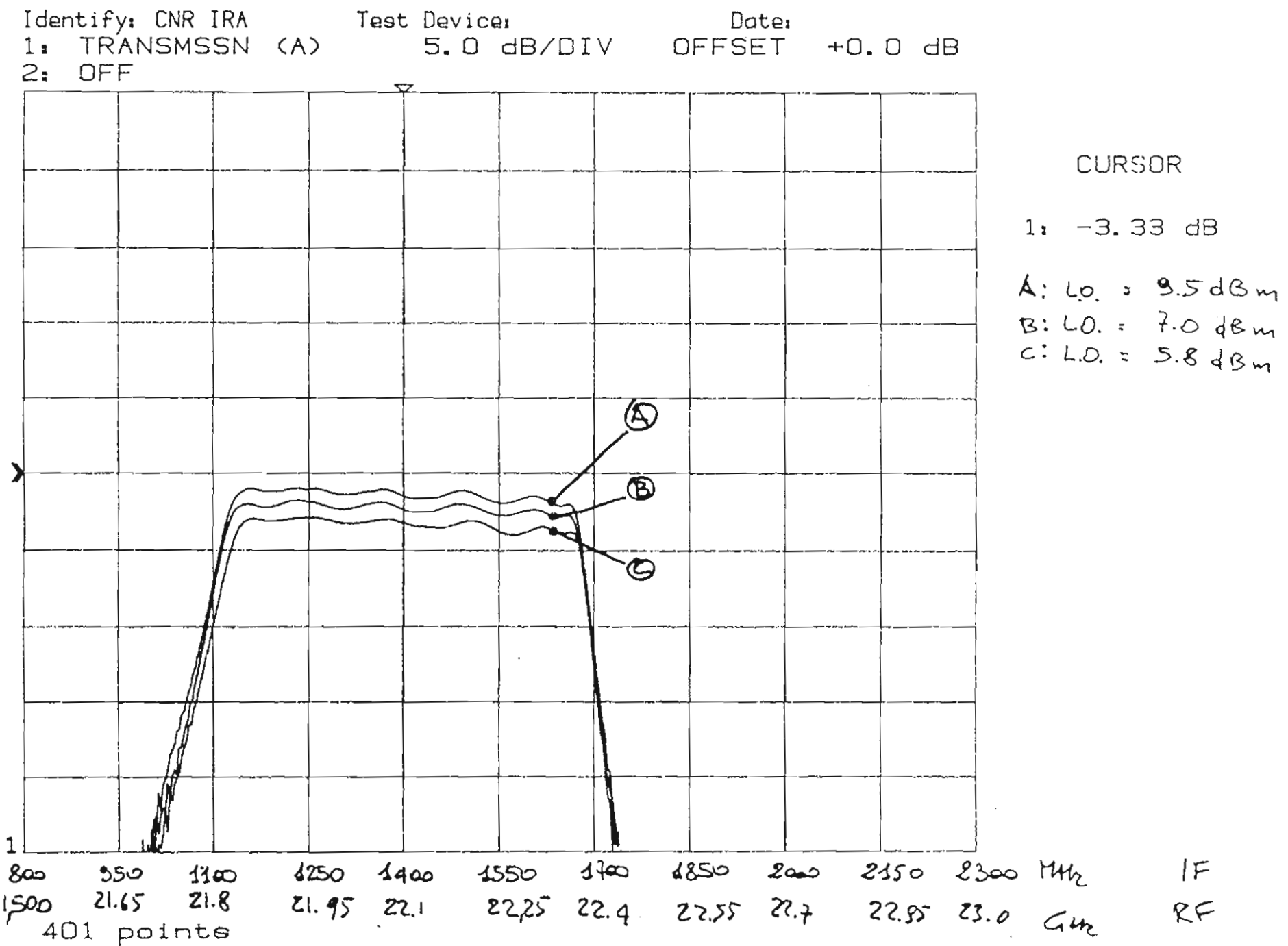


FIG. 34

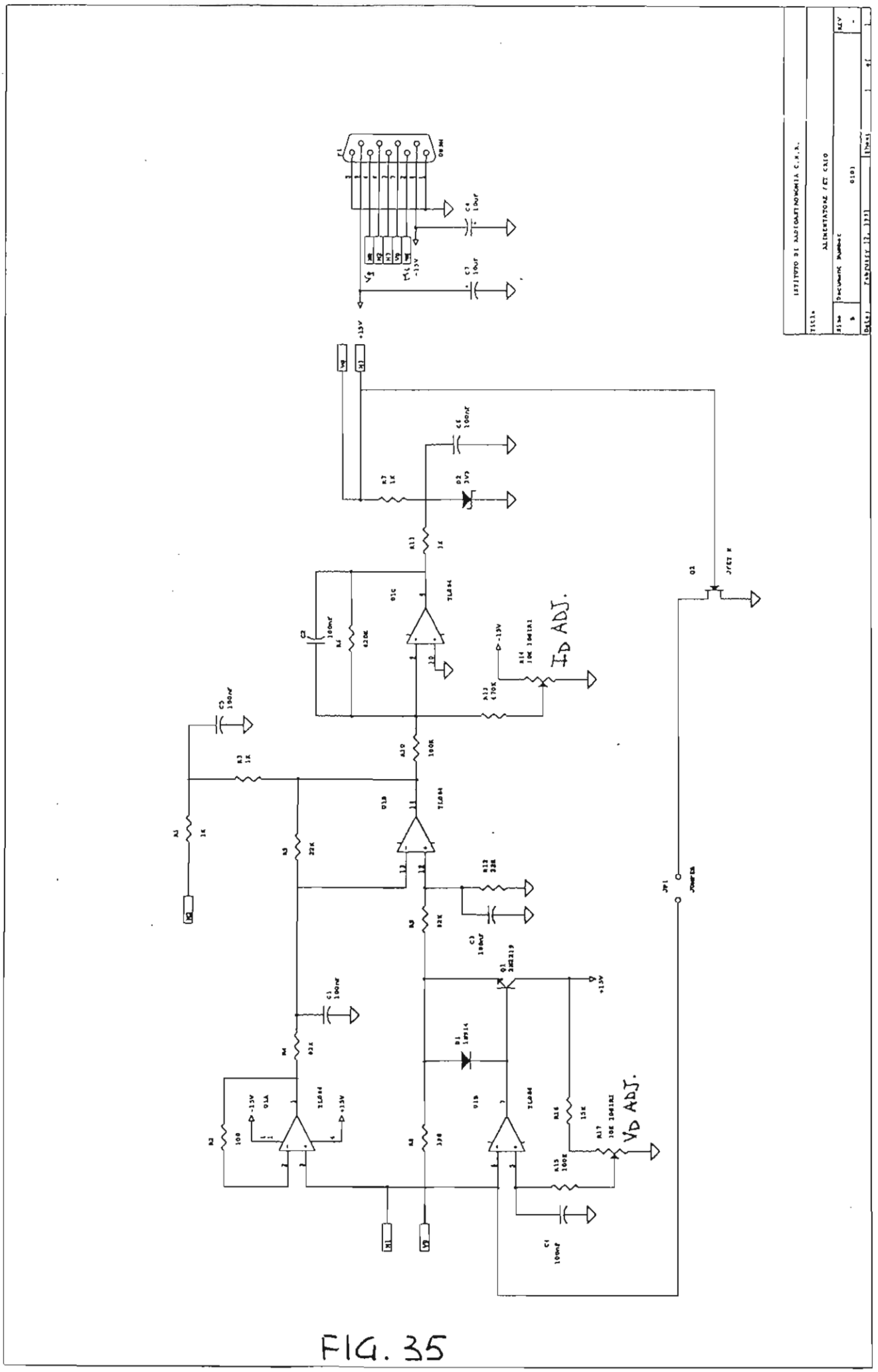


FIG. 35

ALIMENTATORE FET CRIO — Revised: February 12, 1991
0101 — Revision: -
Bill Of Materials — February 12, 1991 20:50:26 — Page

Item	Quantity	Reference	Part
1	6	C1,C2,C3,C4,C5,C6	100nF
2	2	C7,C8	10uF
3	1	D1	1N914
4	1	D2	3V3
5	1	JP1	JUMPER
6	1	P1	DB9M
7	1	Q1	2N2219
8	1	Q2	JFET N
9	4	R1,R3,R7,R11	1K
10	1	R2	100
11	2	R4,R9	82K
12	2	R5,R12	22K
13	1	R6	820K
14	1	R8	390
15	2	R10,R15	100K
16	1	R13	470K
17	2	R14,R17	10K 10GIRI
18	1	R16	15K
19	1	U1	TL084

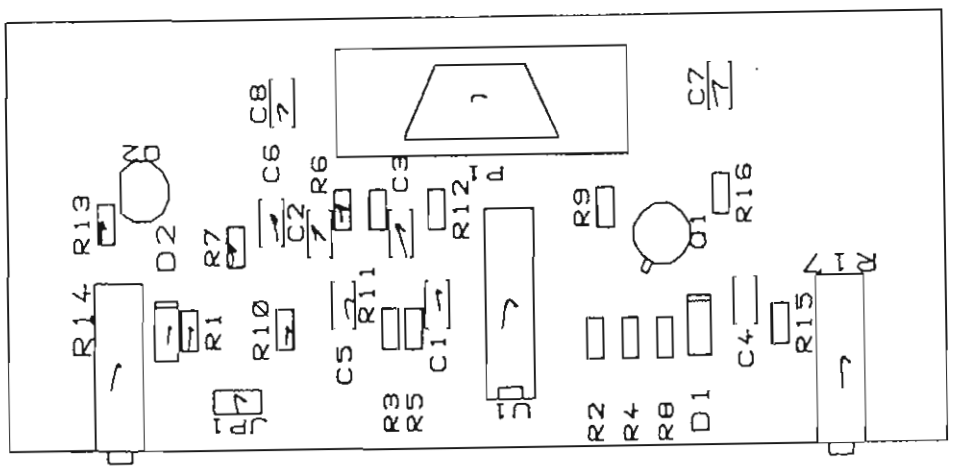


FIG. 36

- Ricevitore 22 GHz - Noto

WIRE IDENT OR COLOR	AWG	FROM IXN ITEM	FROM COMPONENT / POINT	TO COMPONENT / POINT	TO IXN ITEM	REMARKS
Red		J1	B	1	J2	+ Vd 1
Blu		"	C	2	J1	- Vg 1
Red		"	D	3	"	+ Vd 2
Blu		"	E	4	"	- Vg 2 Left
Red		"	F	5	"	+ Vd 3
Blu		"	G	6	"	- Vg 3
Black		"	H	7	"	GND
Black		"	J	18	"	GND
Blu		"	K	19	"	- Vg 3
Red		"	L	20	"	+ Vd 3
Blu		"	M	21	"	- Vg 2 Right
Red		"	N	22	"	+ Vd 2
Blu		"	P	23	"	- Vg 1
Red		"	R	24	"	+ Vd 1
Blu		"	T	9	"	- Vg Mixer Left
Black		"	U	15	"	GND
Blu		"	S	16	"	- Vg Mixer Right
Black		"	a	10	"	GND
White		"	W	11	"	Diodo temperatura
White		"	y	14	"	Diodo temperatura
			A, b, c, V, Z, X,	8, 17, 12, 13,		
			Non Connessi			

FROM Dewar

TO Power Supply Box

CODE IDENT | DRAWING NO.

CABLE | PAGE OF

FIG. 37

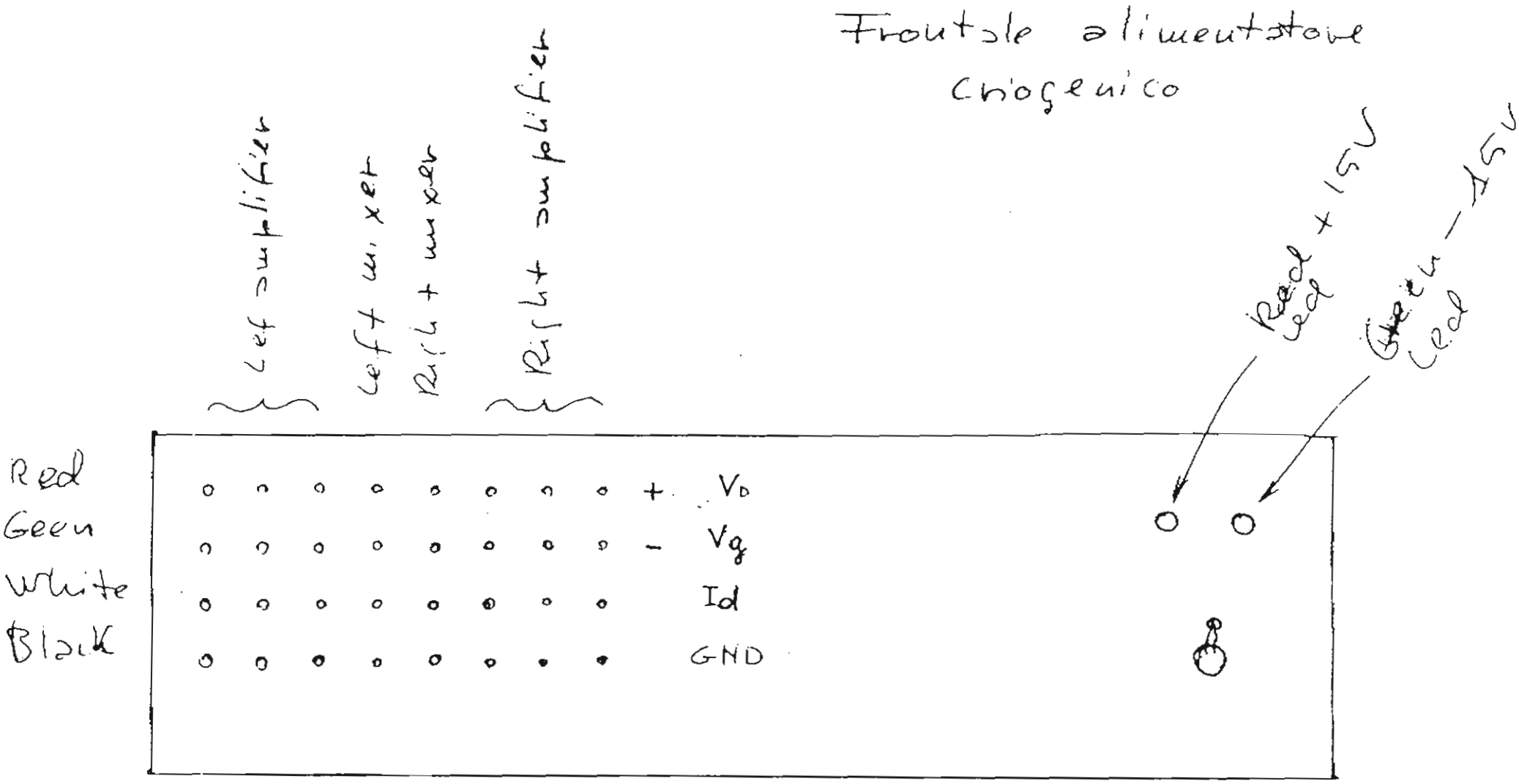

Frontale alimentatore
Criogenico
Left amplifier
Left mixer
Right mixer
Right amplifier
Red
Green
White
Black
+
-
V_D
V_g
Id
GND
Red + 15V
Green - 15V

FIG. 38

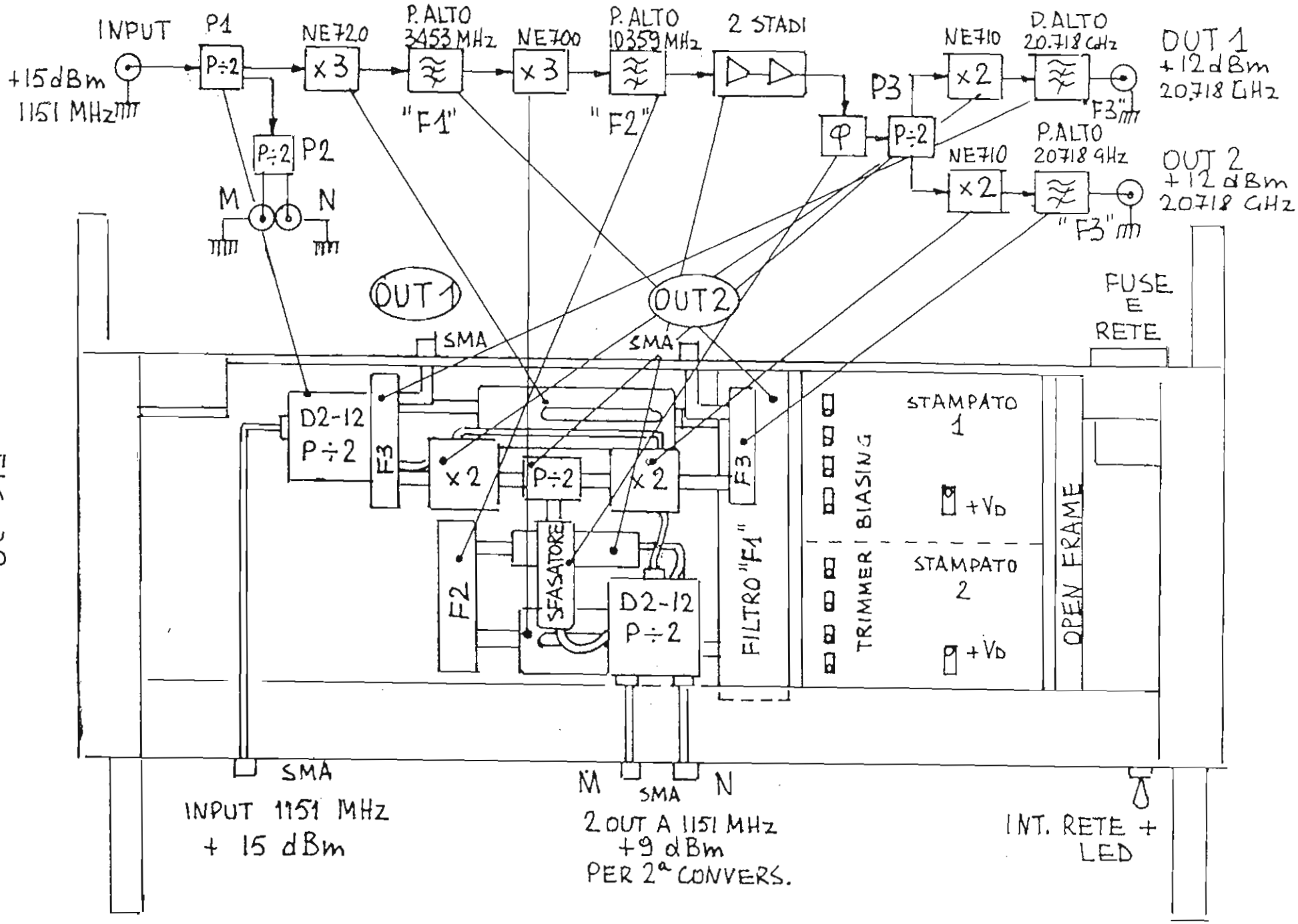


FIG. 29

SCHIZZO NON IN SCALA

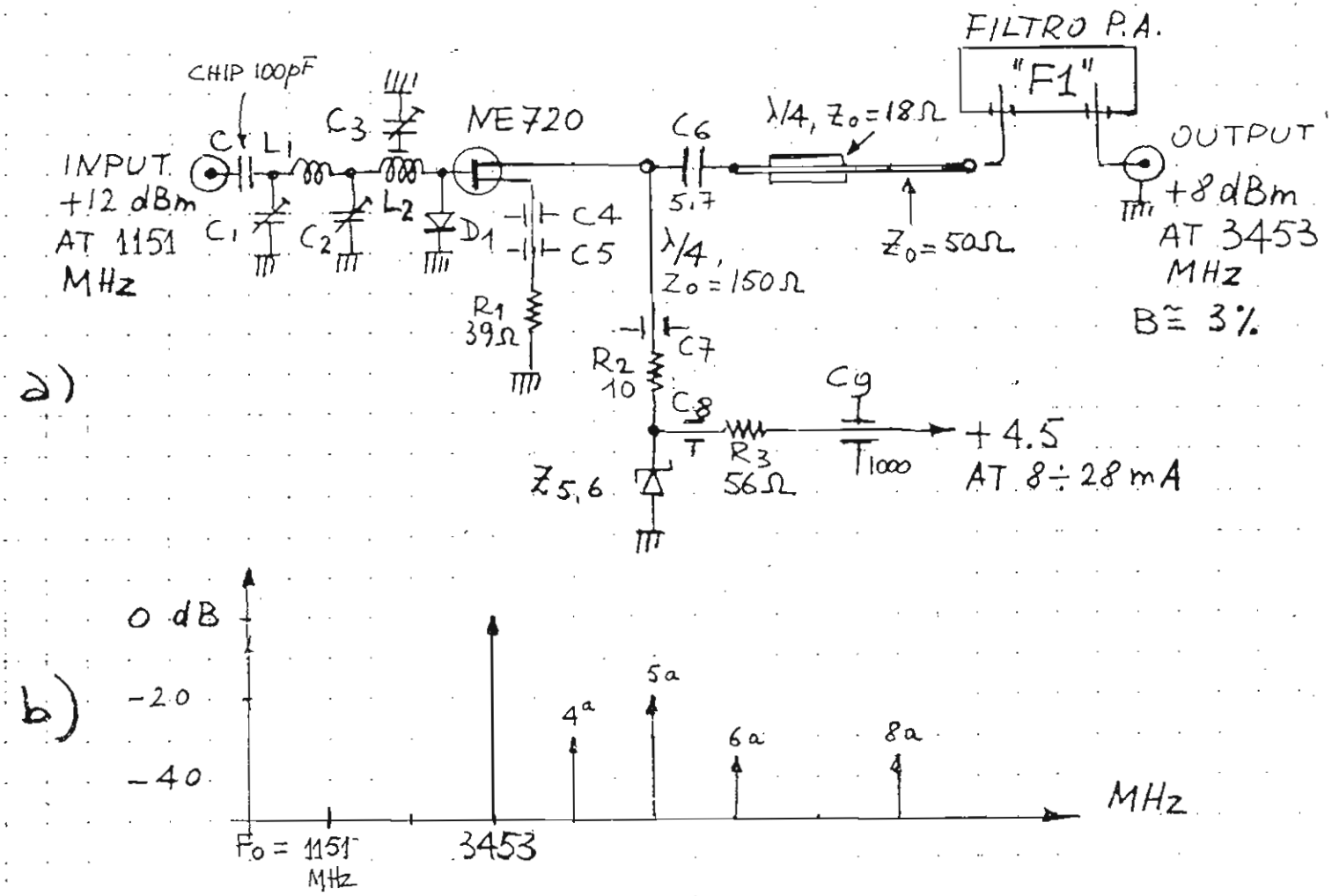
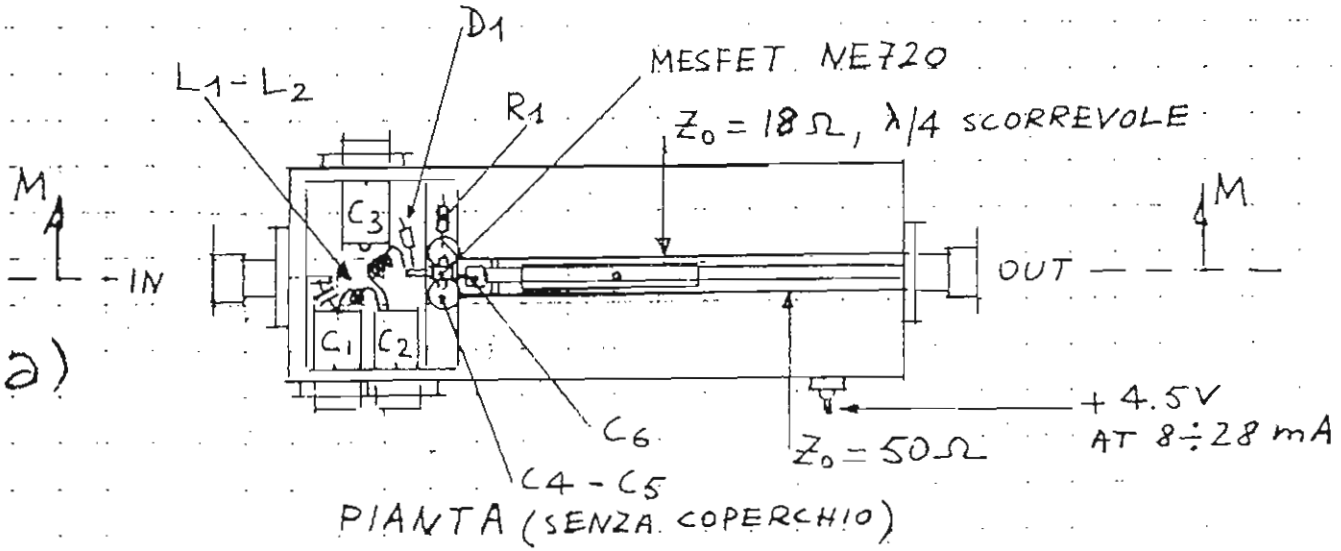

FILTRO P.A.
"F1"
CHIP 100pF
INPUT
+12 dBm
AT 1151
MHz
C1
L1
C3
L2
C2
NE720
D1
C4
C5
R1
39Ω
C6
5.7
λ/4, Z₀=18Ω
Z₀=50Ω
OUTPUT
+8 dBm
AT 3453
MHz
B≅ 3%
λ/4,
Z₀=150Ω
C7
R2
10
C8
C9
R3
56Ω
+4.5
AT 8÷28 mA
Z5.6
a)
b)
0 dB
-20
-40
4ª
5a
6a
8a
MHz
F₀ = 1151
MHz
3453

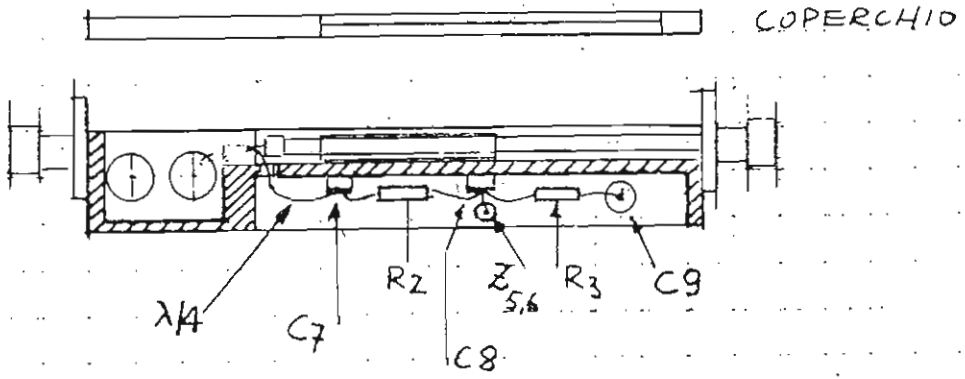
FIG. 40

FIG. 41

1° TRIPLICATORE



PIANTA (SENZA COPERCHIO)



SEZIONE M-M

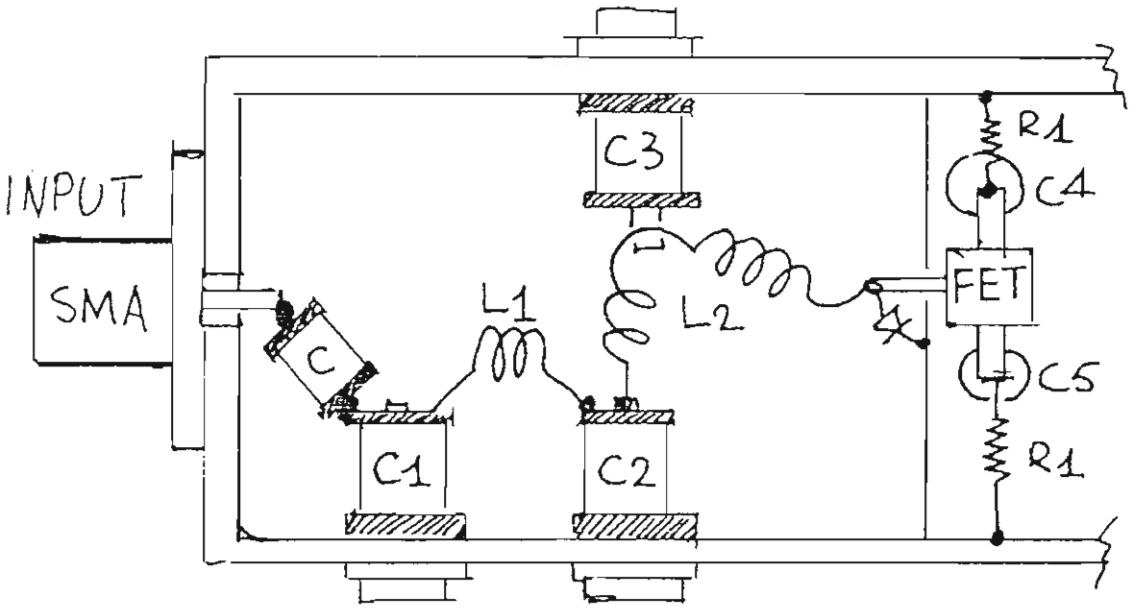


FIG. 42

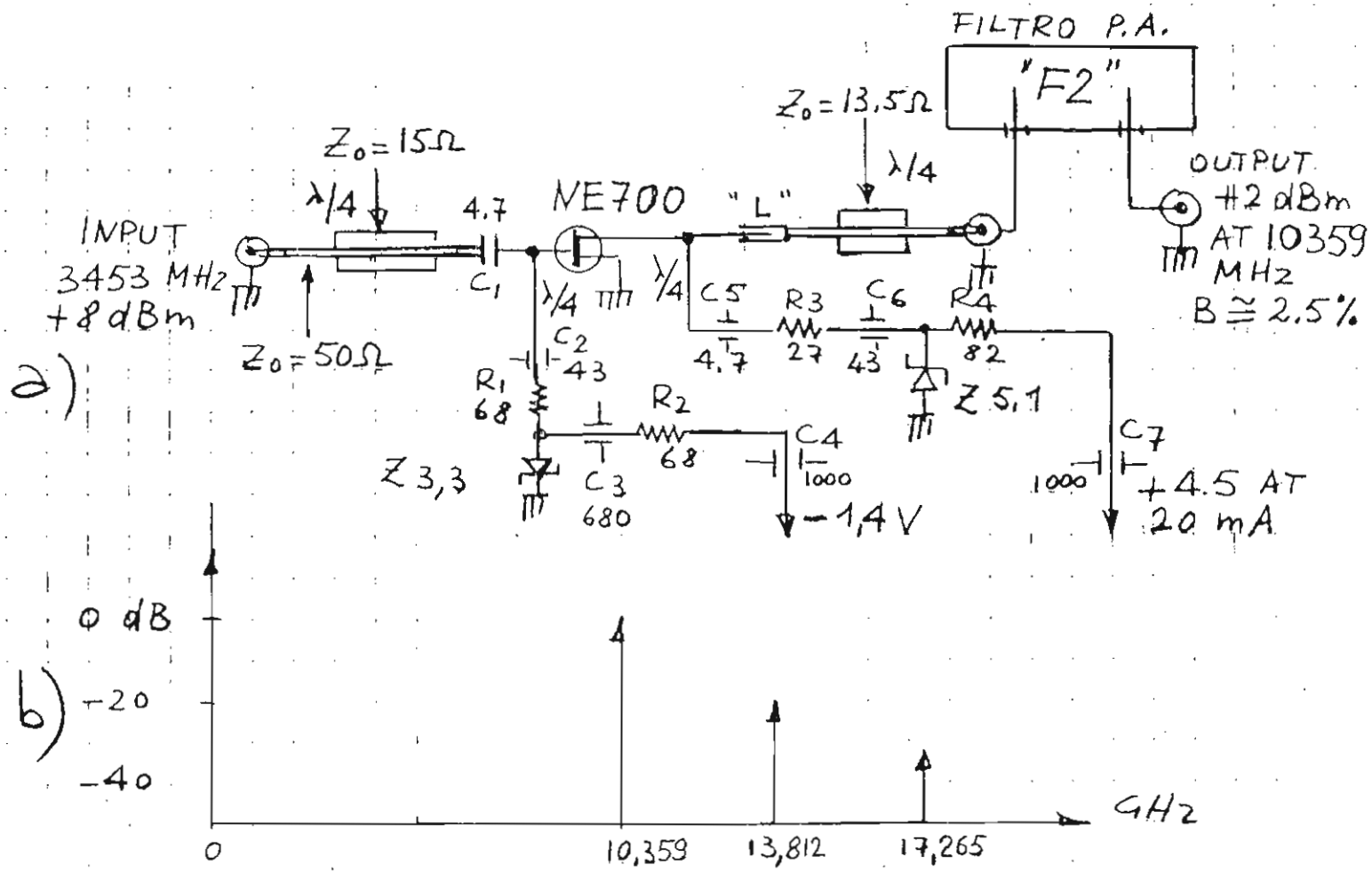
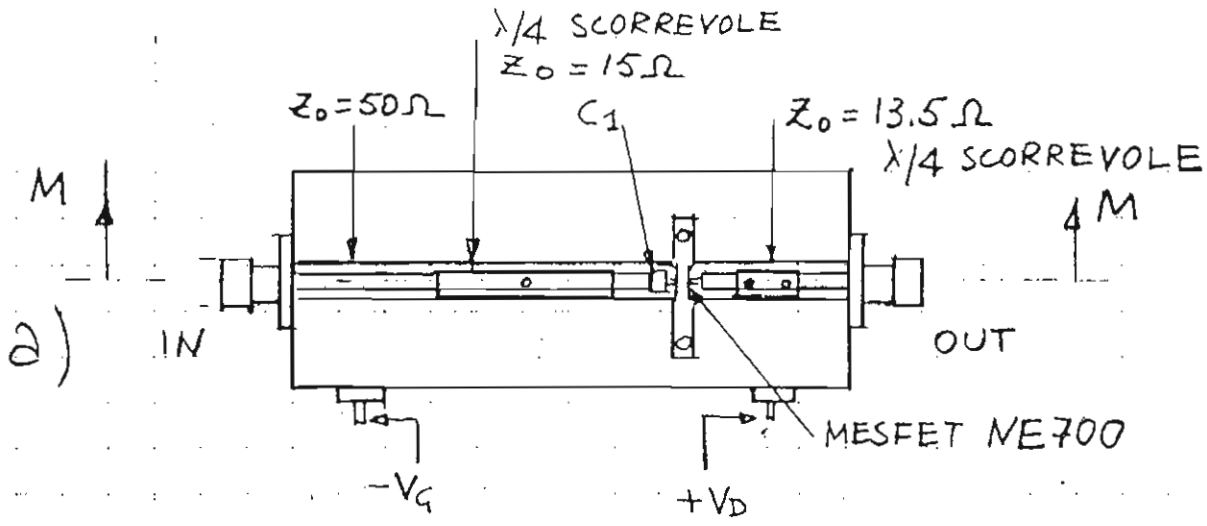
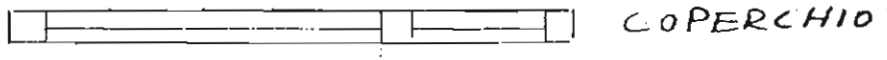

a)
FILTRO P.A.
"F2"
$Z_0 = 13,5\Omega$
$Z_0 = 15\Omega$
$\lambda/4$
$\lambda/4$
4.7
NE700
"L"
OUTPUT
+2 dBm
AT 10359
MHz
B ≅ 2.5%
INPUT
3453 MHz
+8 dBm
$Z_0 = 50\Omega$
C1
$\lambda/4$
$\lambda/4$
C5
4.7
R3
27
C6
43
R4
82
C2
43
R1
68
R2
68
C4
1000
Z 5,1
Z 3,3
C3
680
−1,4 V
C7
1000
+4.5 AT
20 mA
b)
0 dB
−20
−40
GHz
0
10,359
13,812
17,265

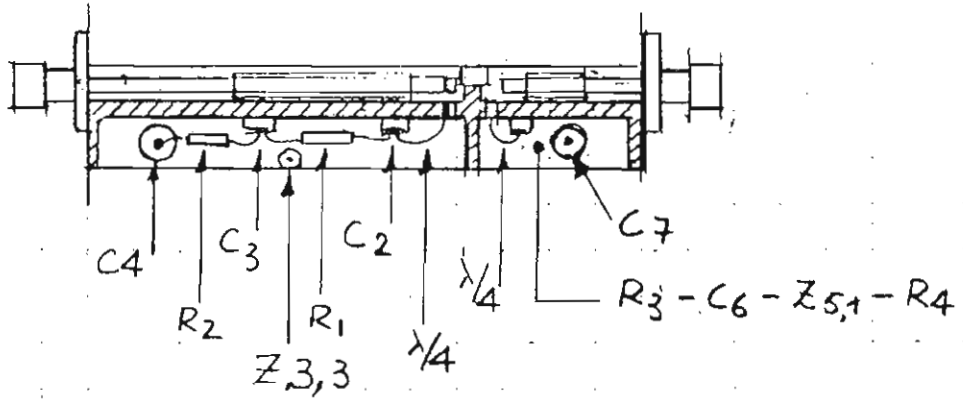
FIG. 43

2° TRIPLICATORE



PIANTA (SENZA COPERCHIO)





SEZIONE M-M

FIG. 44

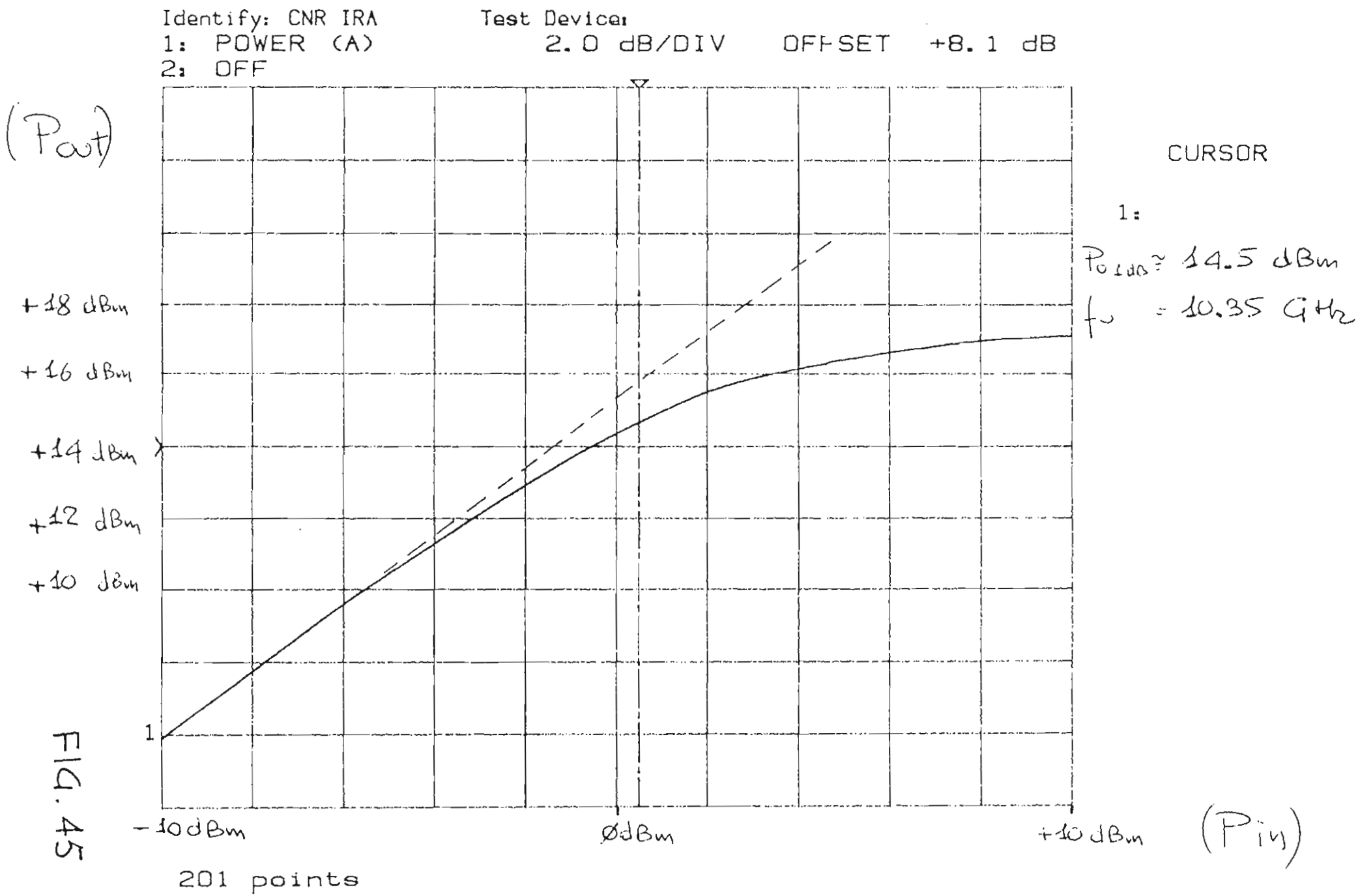

Identify: CNR IRA
Test Device:
1: POWER (A)
2: OFF
2.0 dB/DIV
OFFSET +8.1 dB
(Pout)
CURSOR
1:
P0 1dB ≈ 14.5 dBm
f0 = 10.35 GHz
+18 dBm
+16 dBm
+14 dBm
+12 dBm
+10 dBm
1
-10dBm
0dBm
+10 dBm
(Pin)
201 points

FIG. 45

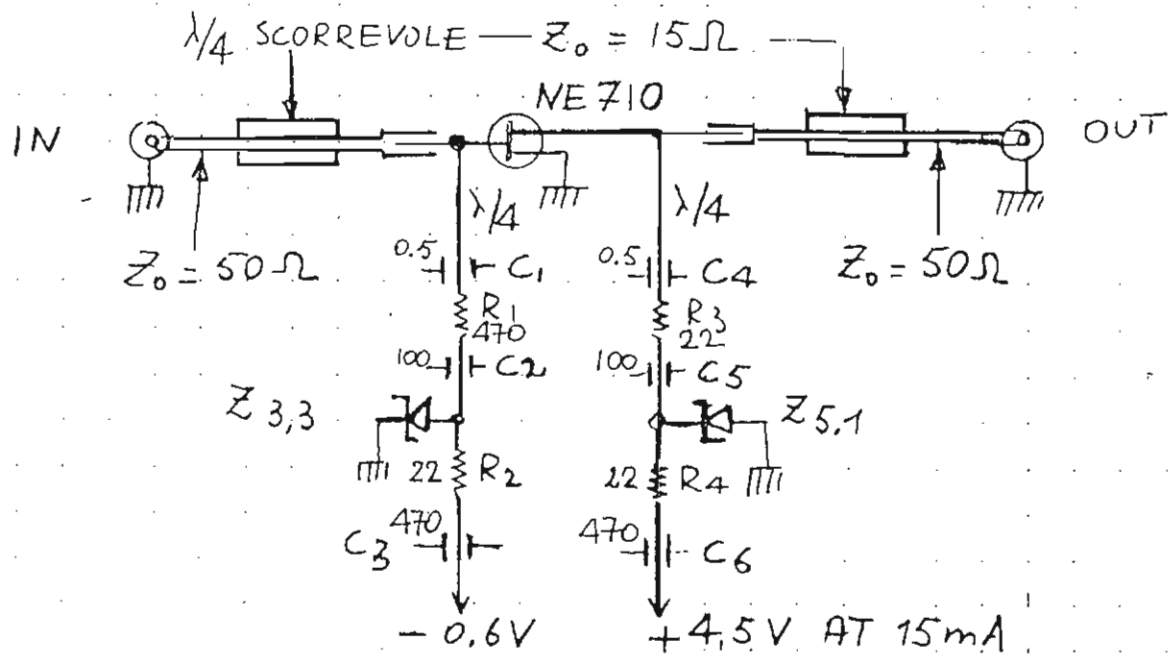

λ/4 SCORREVOLE — Z₀ = 15Ω —
NE 710
IN
OUT
λ/4
λ/4
Z₀ = 50Ω
Z₀ = 50Ω
0.5
C1
0.5
C4
R1
470
R3
22
100
C2
100
C5
Z 3,3
Z 5,1
22
R2
22
R4
470
C3
470
C6
− 0,6V
+4,5V AT 15mA

FIG. 46

DUPLICATORE
FINALE

SCALA 2:1

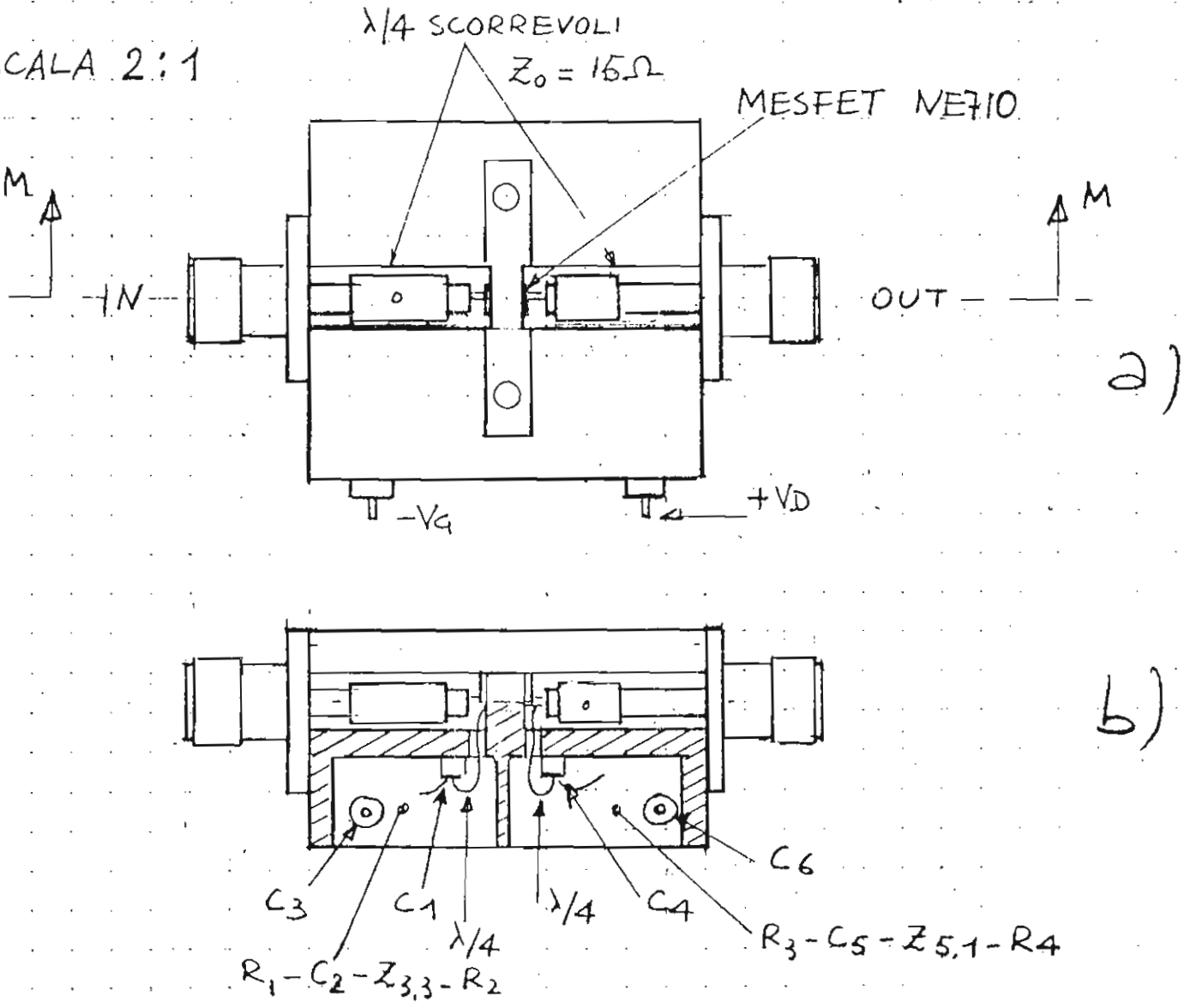
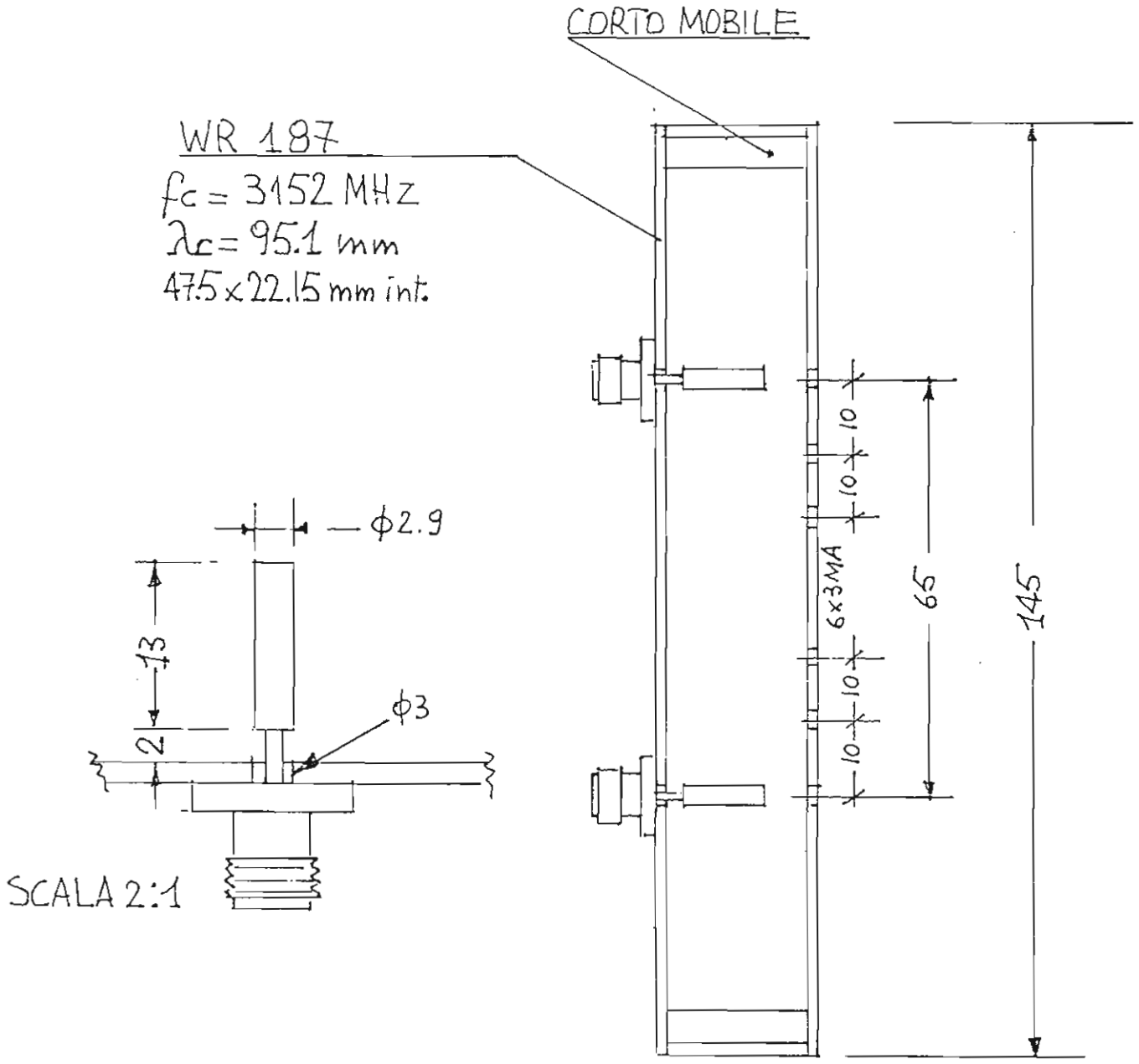


FIG. 47

FILTRO "F1"



f_o = 3450 MHz λ_o = 86.96 mm.

λ_g = 216 mm.

$\lambda_g/4$ = 54 mm

SCALA 1:1

FIG. 48

FILTRO "F2"

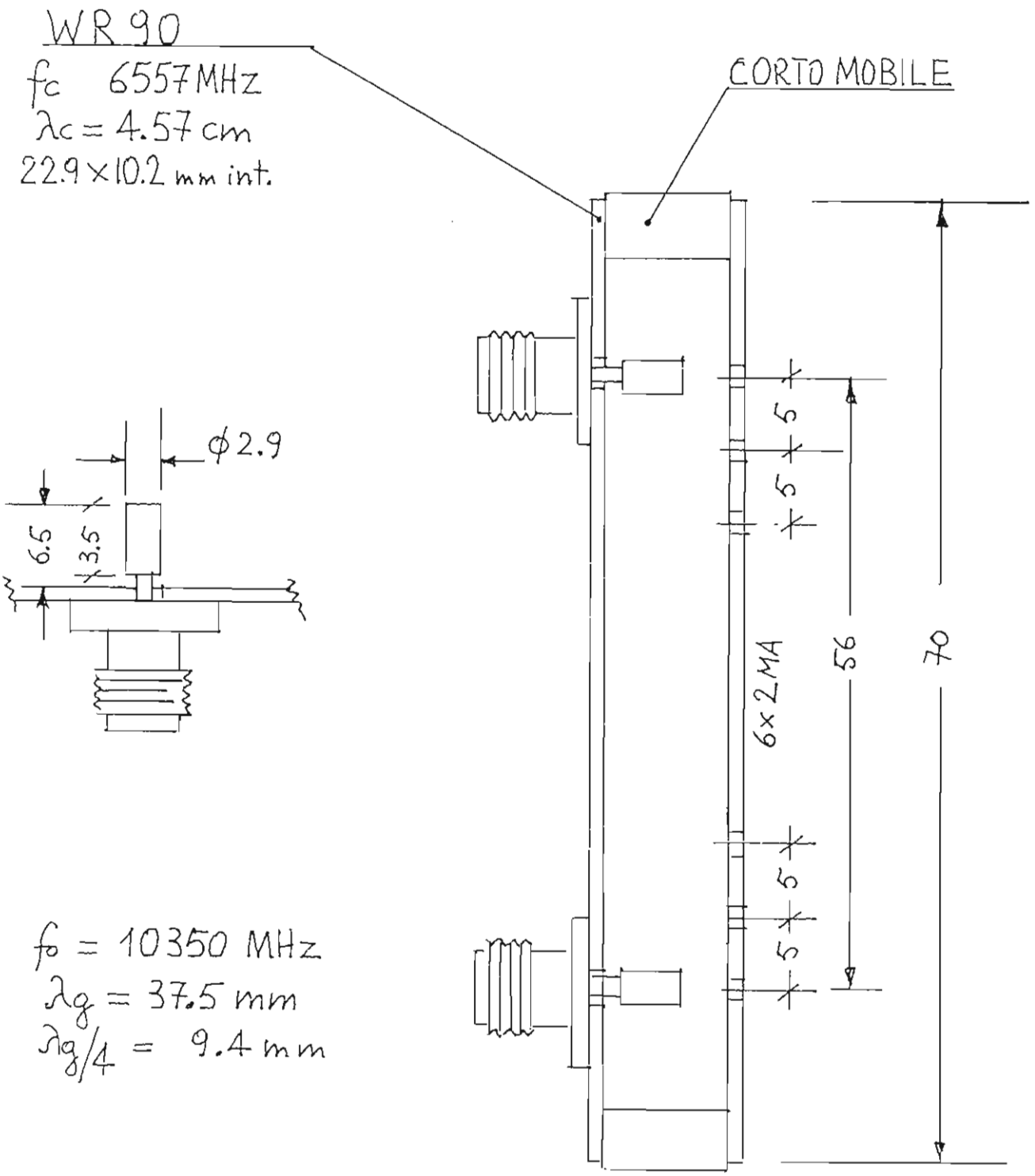
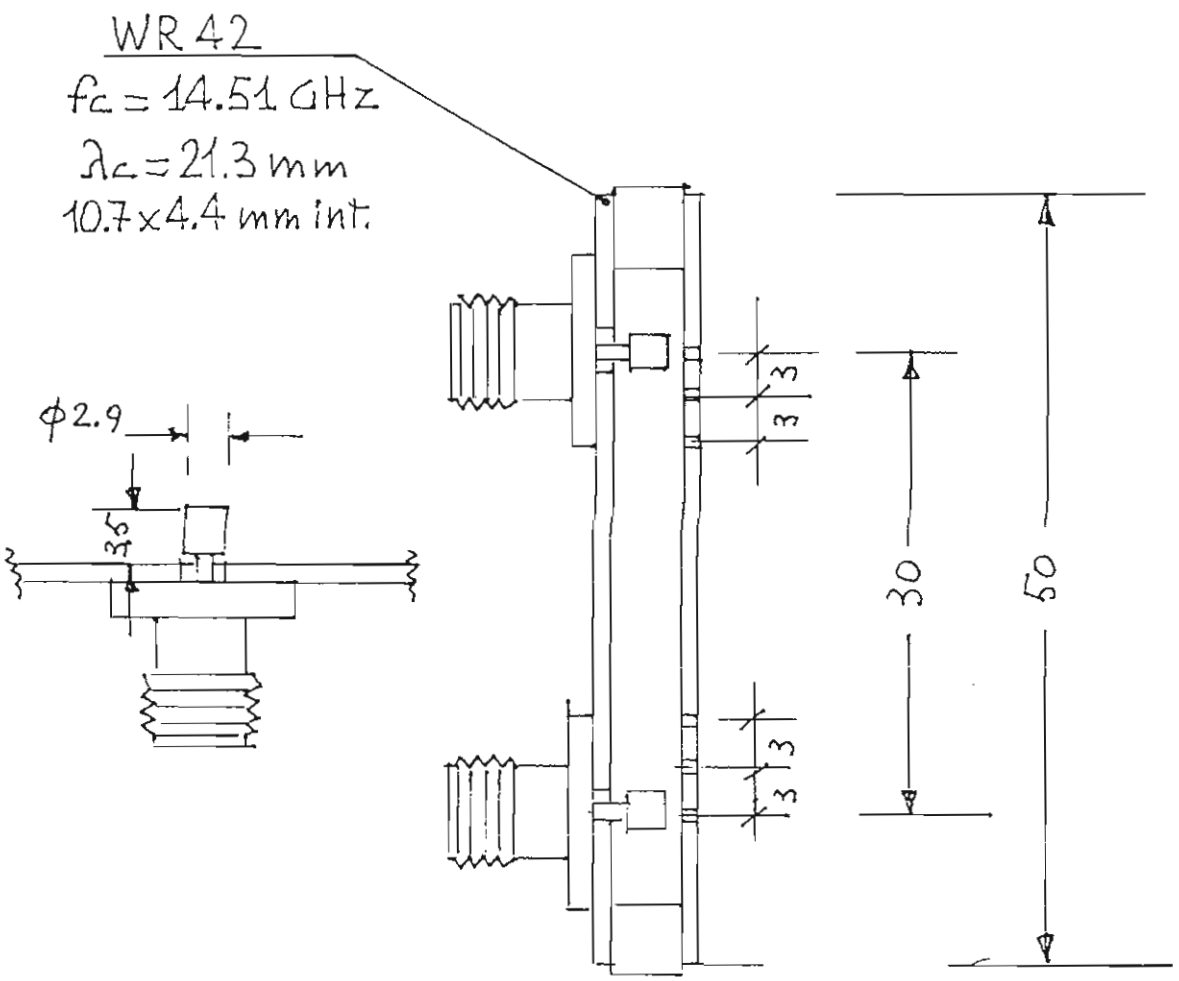


FIG. 49

SCALA 2:1

FILTRO "F3"



f_0 = 20.718 GHz λ_0 14.5 mm

λ_g = 17.4 mm

$\lambda_g/4$ = 4.35 mm

SCALA 2:1

FIG. 50

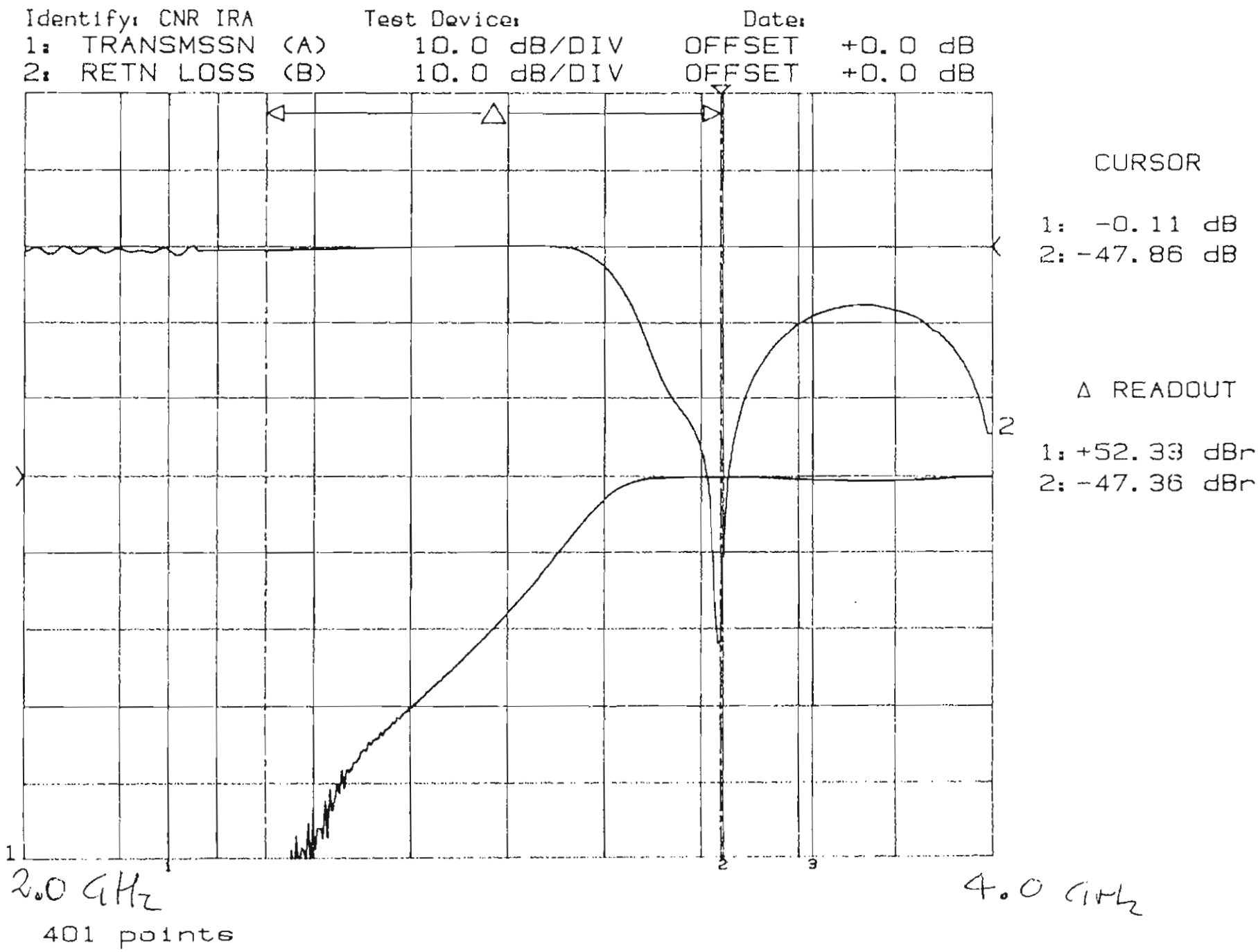

Identify: CNR IRA
Test Device:
Date:
1: TRANSMSSN (A) 10.0 dB/DIV OFFSET +0.0 dB
2: RETN LOSS (B) 10.0 dB/DIV OFFSET +0.0 dB
CURSOR
1: -0.11 dB
2: -47.86 dB
Δ READOUT
1: +52.33 dBr
2: -47.36 dBr
2.0 GHz
4.0 GHz
401 points

FIG. 51

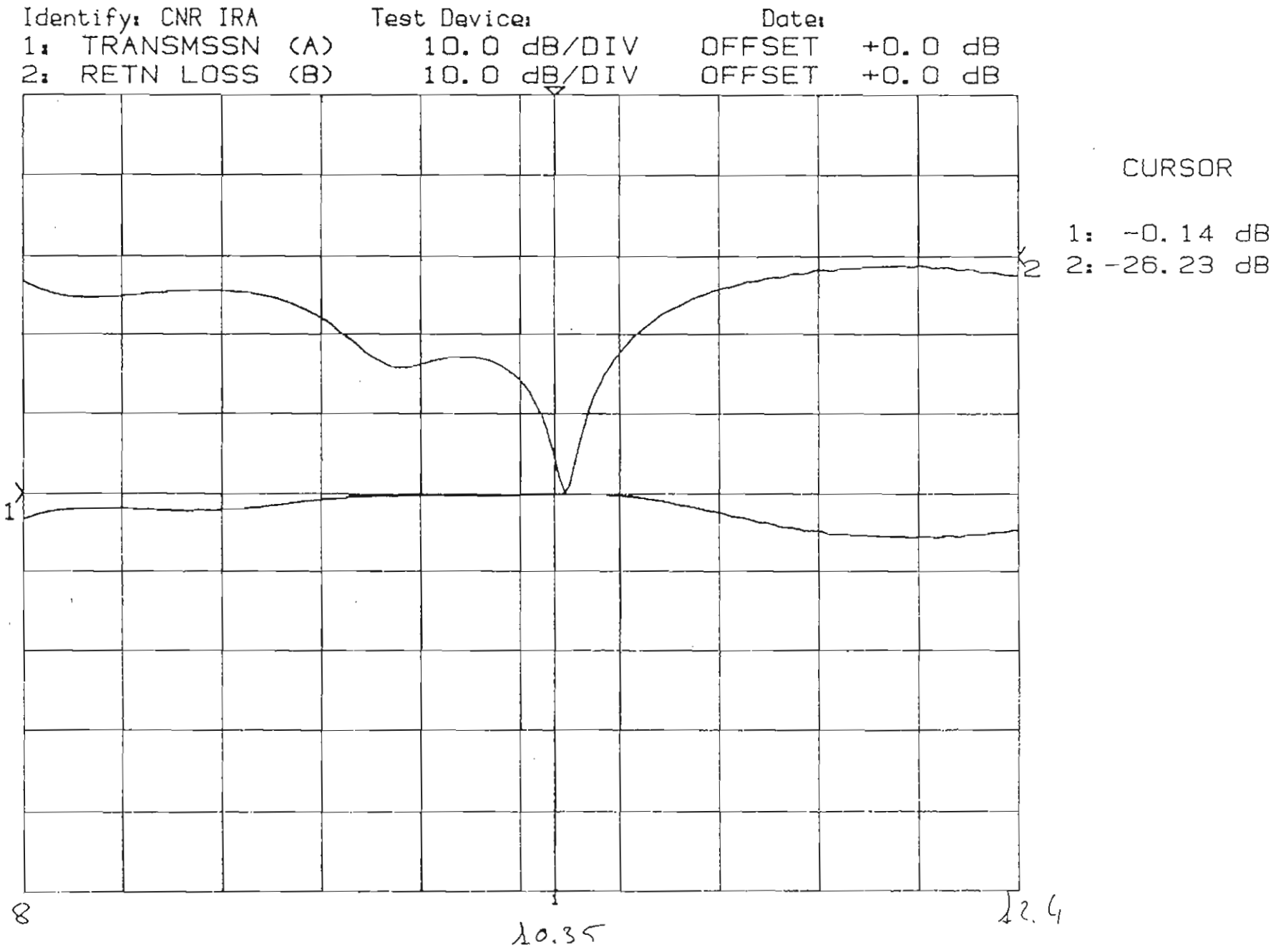

Identify: CNR IRA
Test Device:
Date:
1: TRANSMSSN (A) 10.0 dB/DIV OFFSET +0.0 dB
2: RETN LOSS (B) 10.0 dB/DIV OFFSET +0.0 dB
CURSOR
1: -0.14 dB
2: -26.23 dB
1
2
8
1
2.4
10.35
201 points

FIG. 52

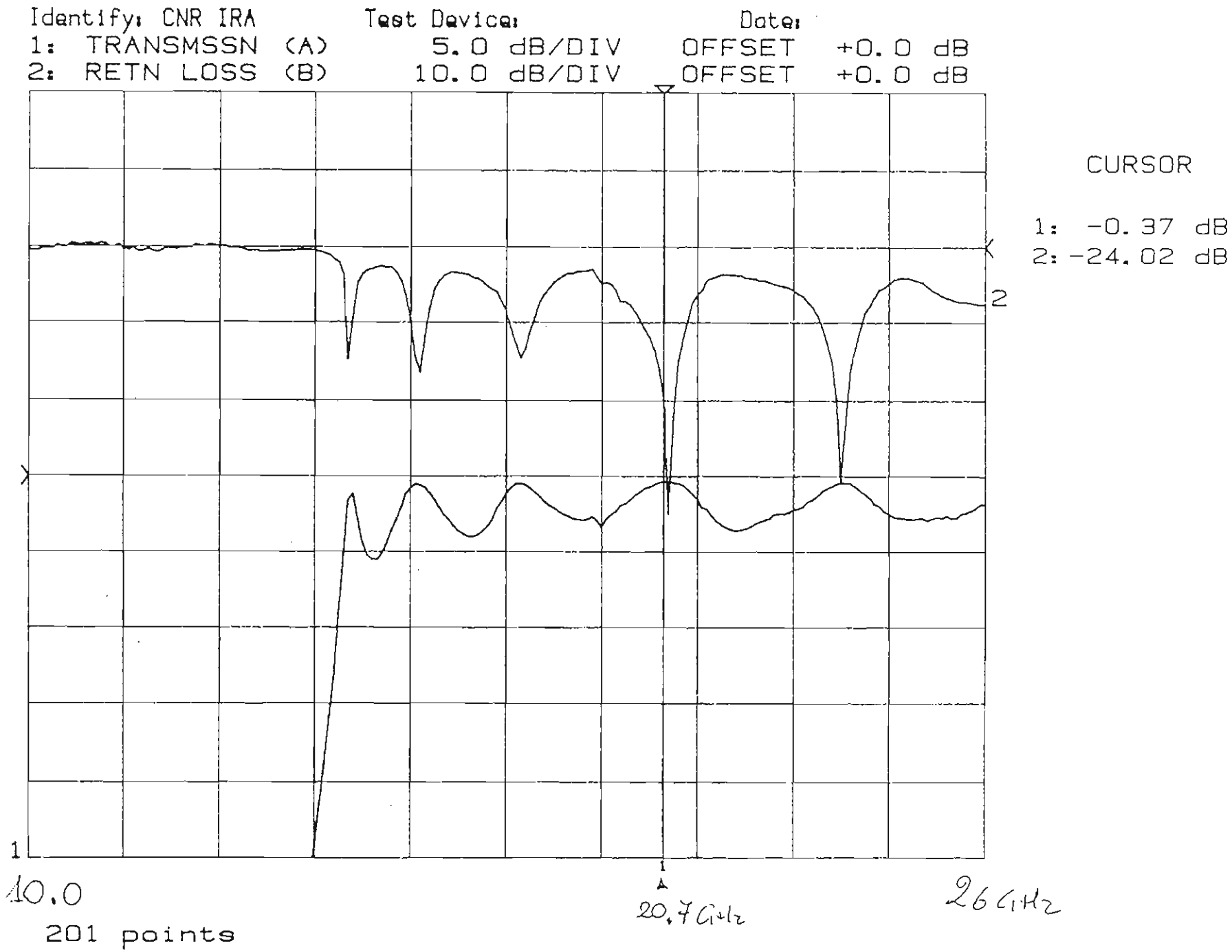

Identify: CNR IRA
Test Device:
Date:
1: TRANSMSSN (A) 5.0 dB/DIV OFFSET +0.0 dB
2: RETN LOSS (B) 10.0 dB/DIV OFFSET +0.0 dB
CURSOR
1: -0.37 dB
2: -24.02 dB
2
1
10.0
20.7 GHz
26 GHz
201 points

FIG. 53

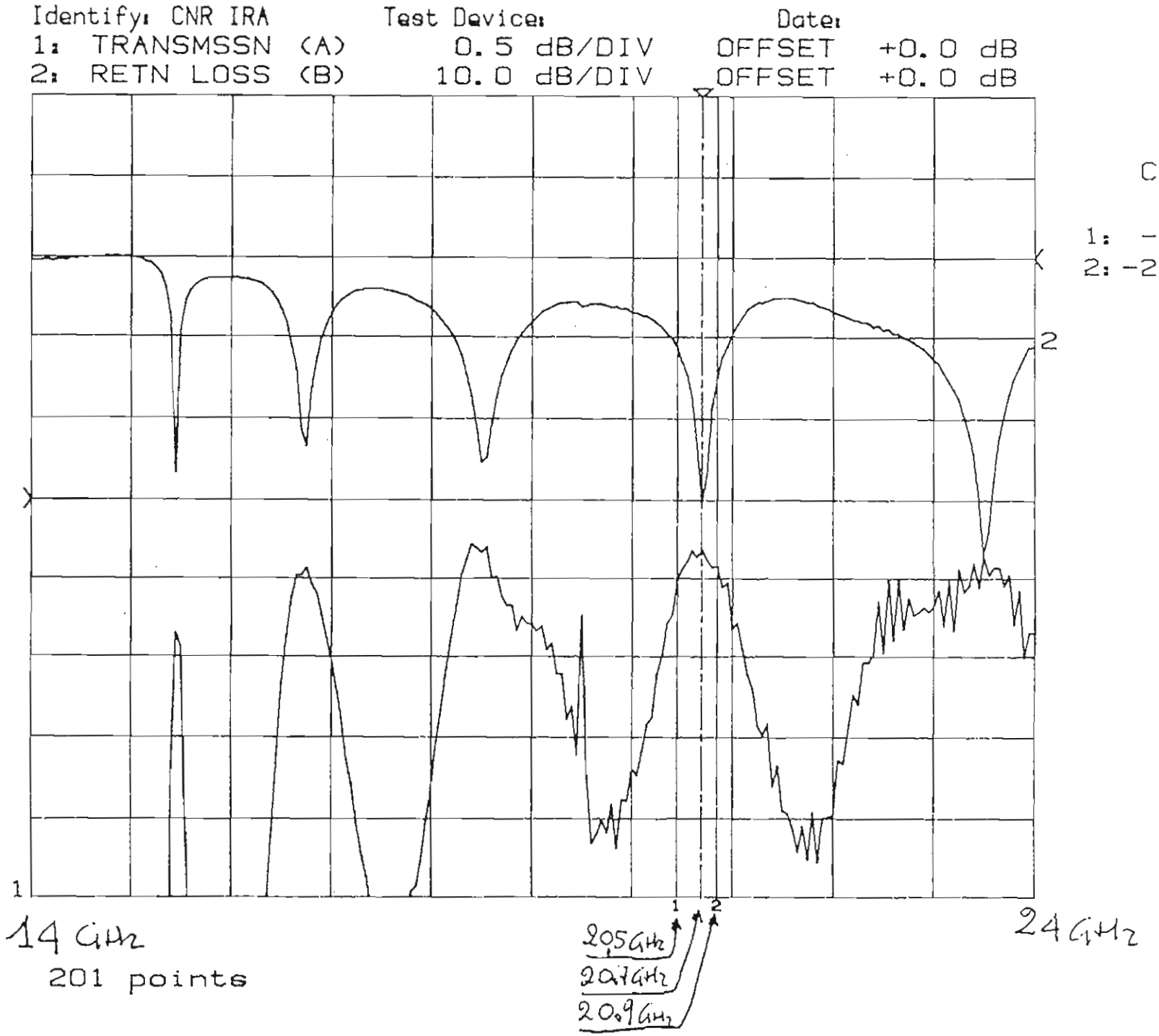
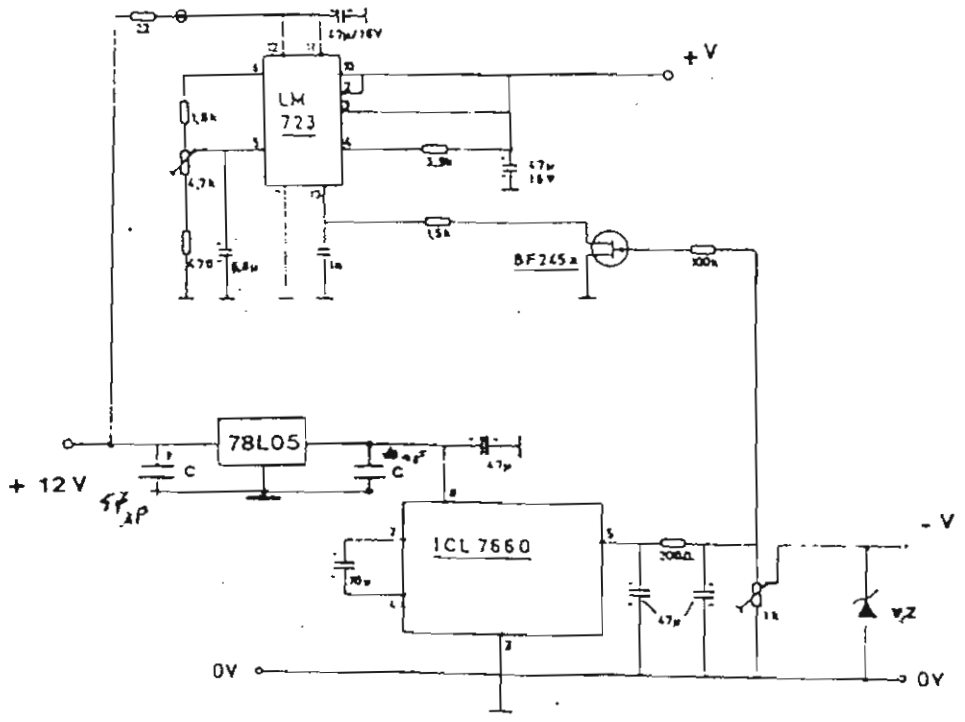

Identify: CNR IRA
Test Device:
Date:
1: TRANSMSSN (A) 0.5 dB/DIV OFFSET +0.0 dB
2: RETN LOSS (B) 10.0 dB/DIV OFFSET +0.0 dB
CURSOR
1: -0.34 dB (I.L.)
2: -28.96 dB (R.L.)
1
2
14 GHz
201 points
24 GHz
20,5GHz
20,7GHz
20,9GHz

FIG. 54

Alimentatore a doppia polarità per GaAs FET

Questo alimentatore é stato costruito per circuiti che utiliz zano GaAs FET ad esempio pranplificatori o transverter.
Come si vede dal circuito elttrico si possono ottenere due tensioni una negativa e una positiva entrambi regolabili.
La tensione negativa é ottenuta con un integrato (ICL7660CPA) che permette con pochi componenti ottenere lo scopo;i
i trimmer da 1000 Ohm posti in uscita regolano la tensione negativa da -0,5 a -3 Volt. Vz fa in maniera che non sia mai superato il valore di 5 volt.
L'integrato LM 723 fornisce la tensione positiva regolabile attraverso il trimmer da 4K7 Ohm tra 1 e 5 volt.
In questo alimentatore é prevista una protezione contro la mancanza della tensione negativa infatti se ad un GaAs FET manca la tensione negativa esso si distrugge;
Questa protezione é stata ottenuta con un fet che in mancanza della tensione negativa agisce sul piedino 13 del LM723 e la tensione in uscita diventa un valore vicino allo zero.



C = 0.1 μF
Vz = 5V1

FIG. 55

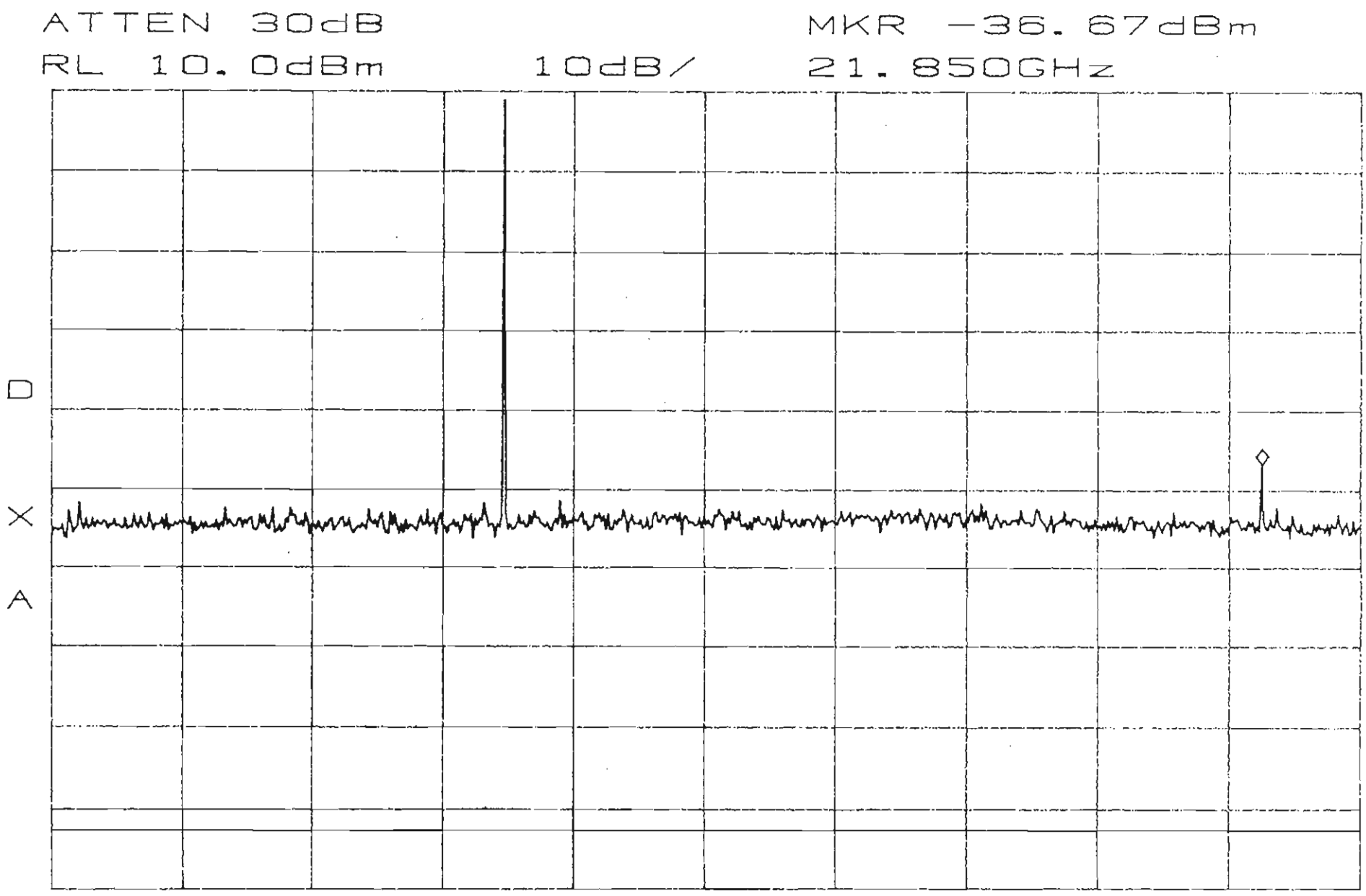

ATTEN 30dB
MKR -36.67dBm
RL 10.0dBm
10dB/
21.850GHz
D
X
A
START 20.000GHz
STOP 22.000GHz
*RBW 30kHz
VBW 100kHz
SWP 6.0sec

FIG. 56

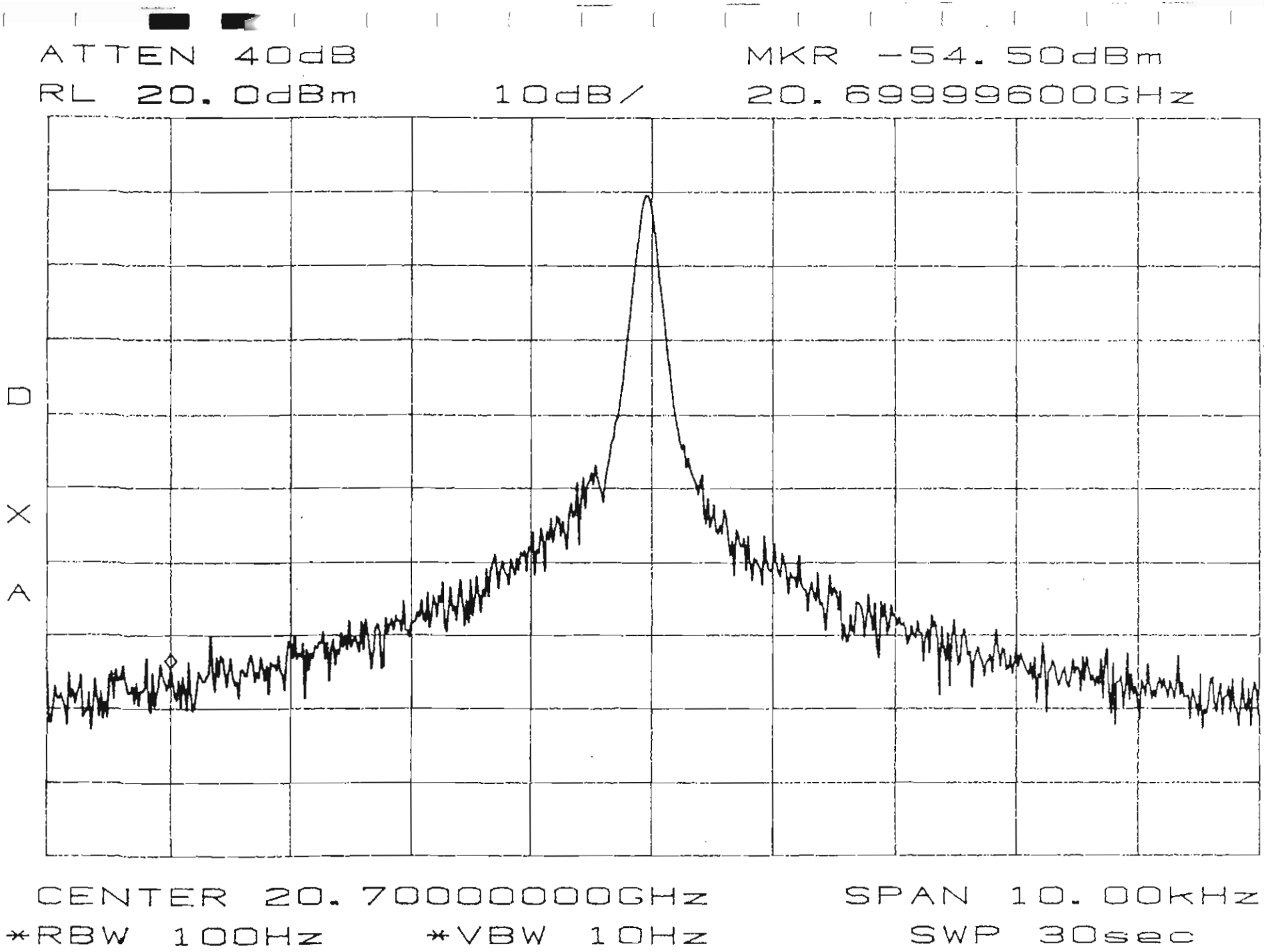

ATTEN 40dB
MKR -54.50dBm
RL 20.0dBm
10dB/
20.699996000GHz
D
X
A
CENTER 20.700000000GHz
SPAN 10.00kHz
*RBW 100Hz
*VBW 10Hz
SWP 30sec

Fig. 57

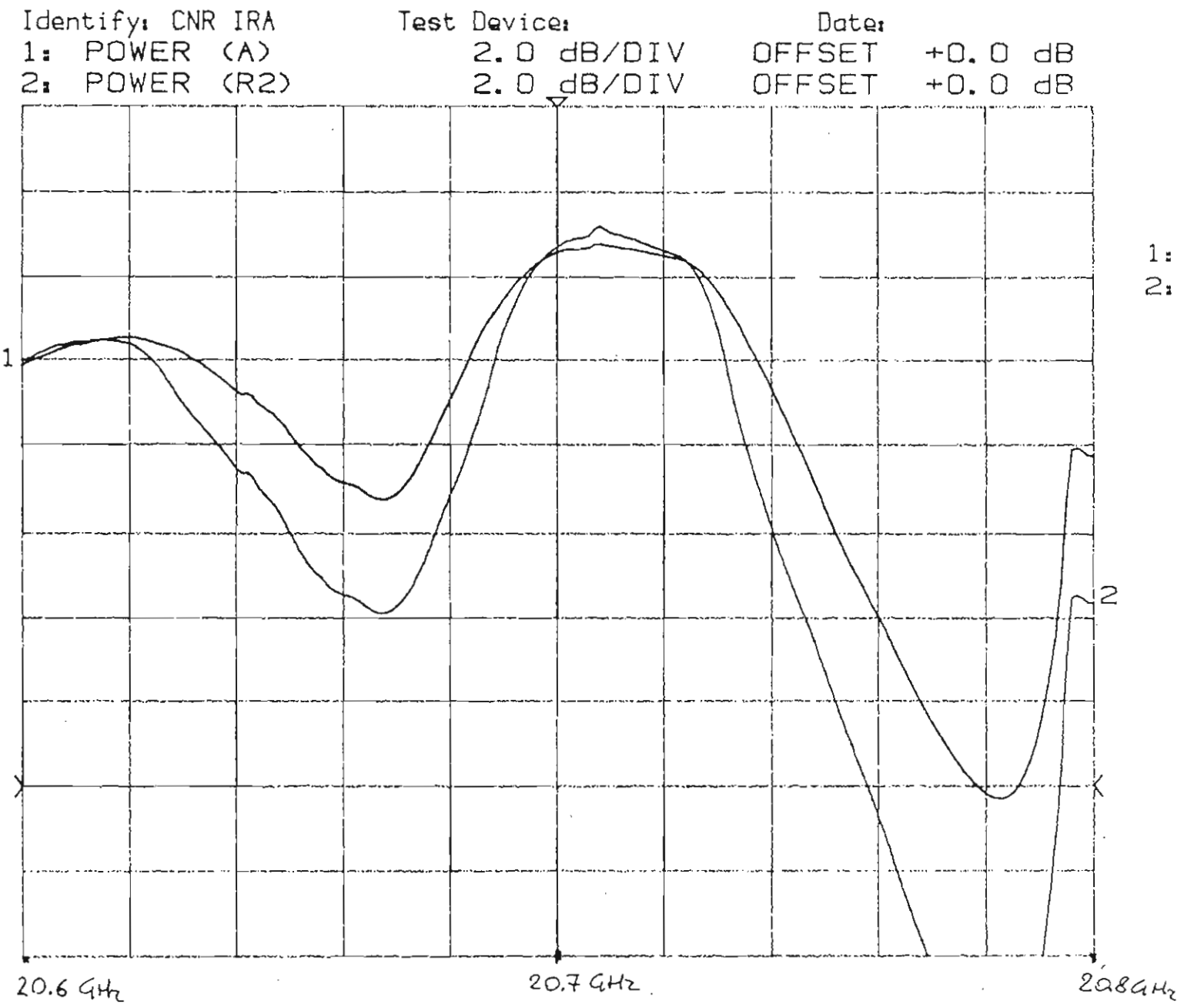

Identify: CNR IRA
Test Device:
Date:
1: POWER (A)
2.0 dB/DIV
OFFSET +0.0 dB
2: POWER (R2)
2.0 dB/DIV
OFFSET +0.0 dB
CURSOR
1: +12.60 dBm
2: +12.74 dBm
1
2
20.6 GHz
20.7 GHz
20.8 GHz

Fig. 58

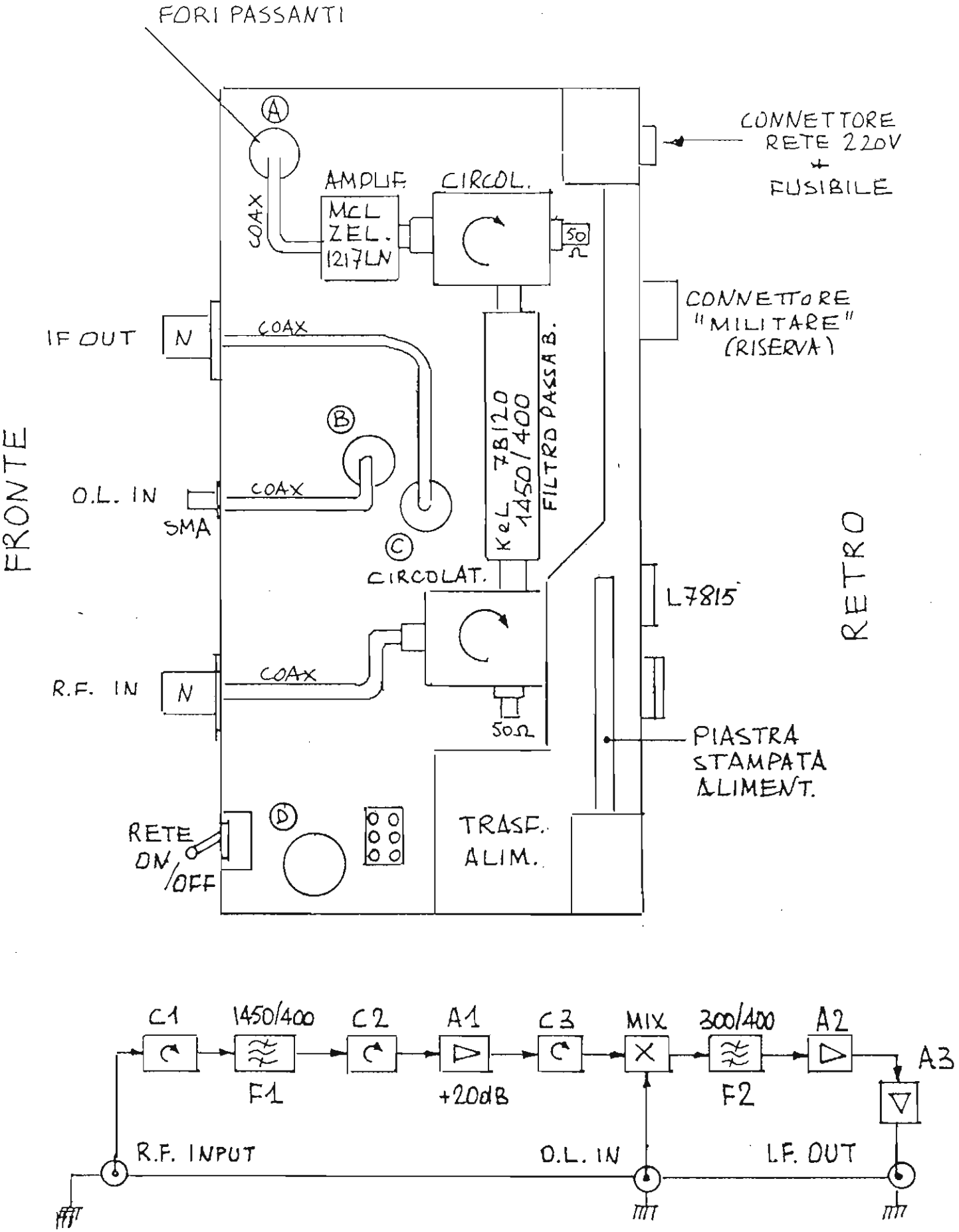

FORI PASSANTI
A
CONNETTORE
RETE 220V
+
FUSIBILE
AMPLIF.
MCL
ZEL.
1217LN
COAX
CIRCOL.
50Ω
CONNETTORE
"MILITARE"
(RISERVA)
IF OUT
N
COAX
KeL 78120
1450/400
FILTRO PASSA B.
B
O.L. IN
SMA
COAX
C
CIRCOLAT.
FRONTE
RETRO
L7815
R.F. IN
N
COAX
50Ω
PIASTRA
STAMPATA
ALIMENT.
RETE
ON/OFF
D
TRASF.
ALIM.
C1
1450/400
C2
A1
C3
MIX
300/400
A2
A3
F1
+20dB
F2
R.F. INPUT
O.L. IN
I.F. OUT

FIG. 59

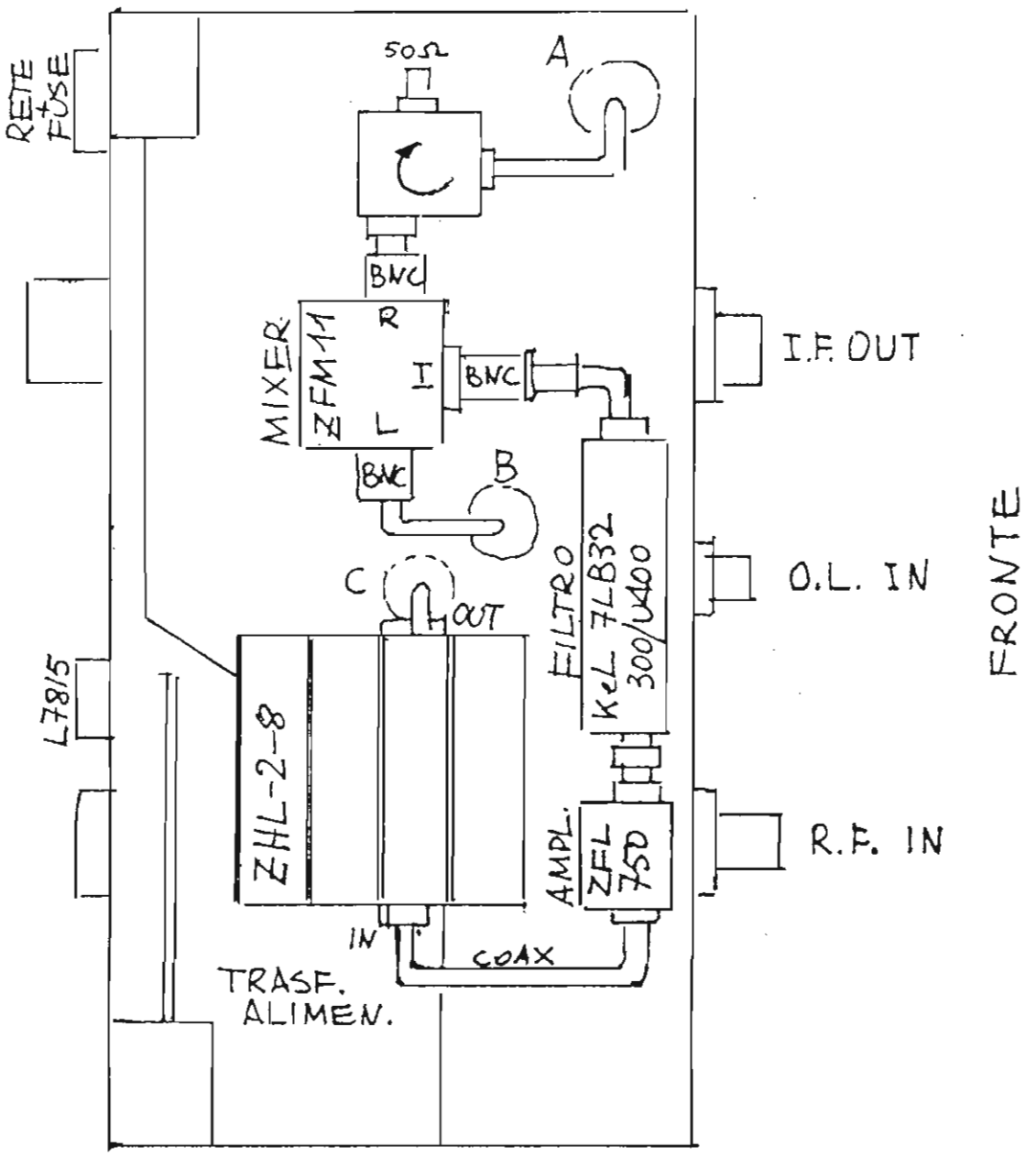

RETE
FUSE
50Ω
A
BNC
MIXER
ZFM111
R
I
L
BNC
I.F. OUT
BNC
B
C
OUT
FILTRO
KeL 7LB32
300/U400
O.L. IN
L7815
ZHL-2-8
AMPL.
ZFL
750
R.F. IN
IN
COAX
TRASF.
ALIMEN.
FRONTE

FIG. 60

Ricevitore 26 GHz (Moto) T. fisica: 20K
Canale: Left
Tromba su assorbente a 300K

15. Marzo - 1989

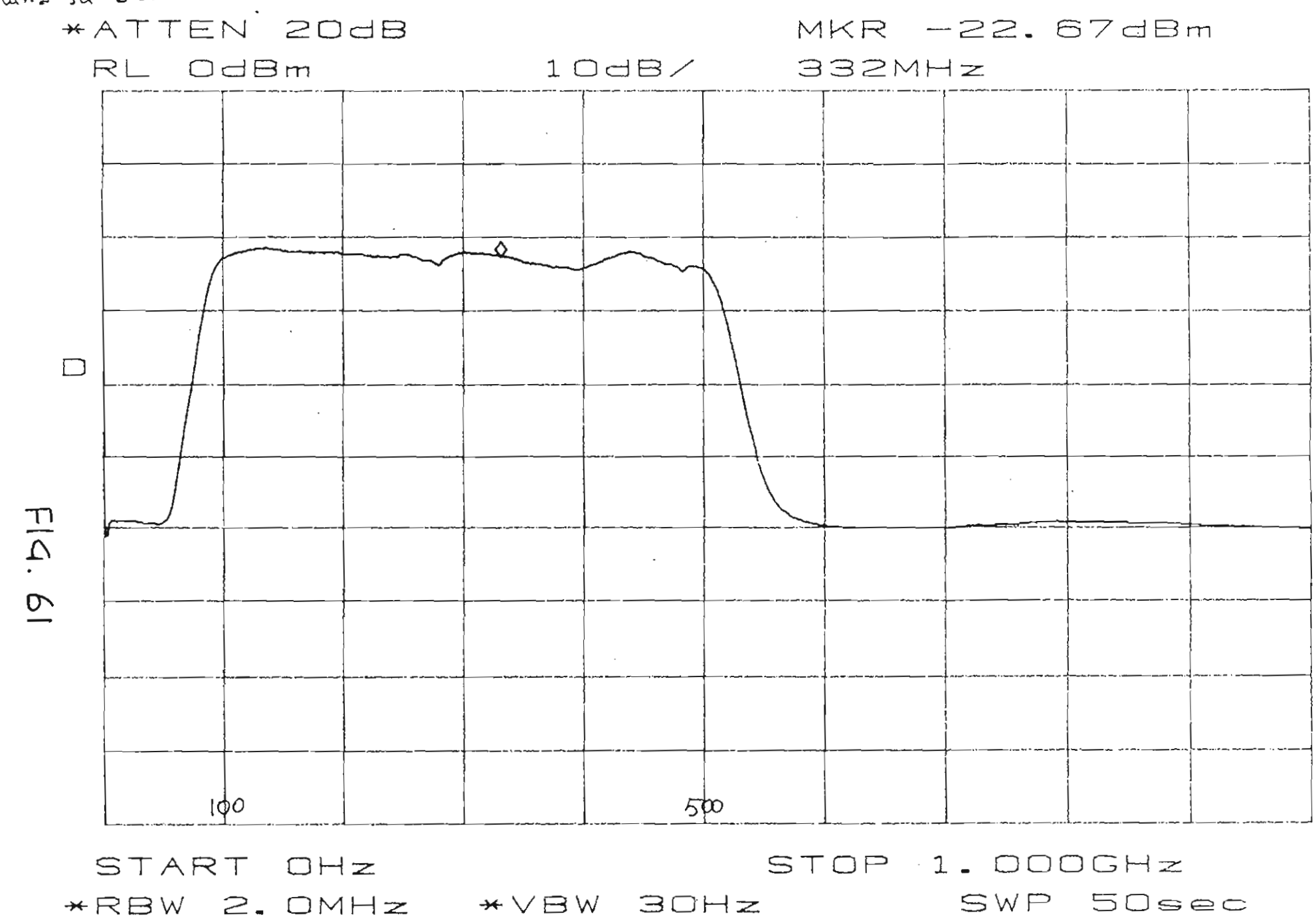


Fig. 61

Ricevitore 22 GHz (Noto)
Canale: Right
Tromba su assorbente

15. Marzo. 199

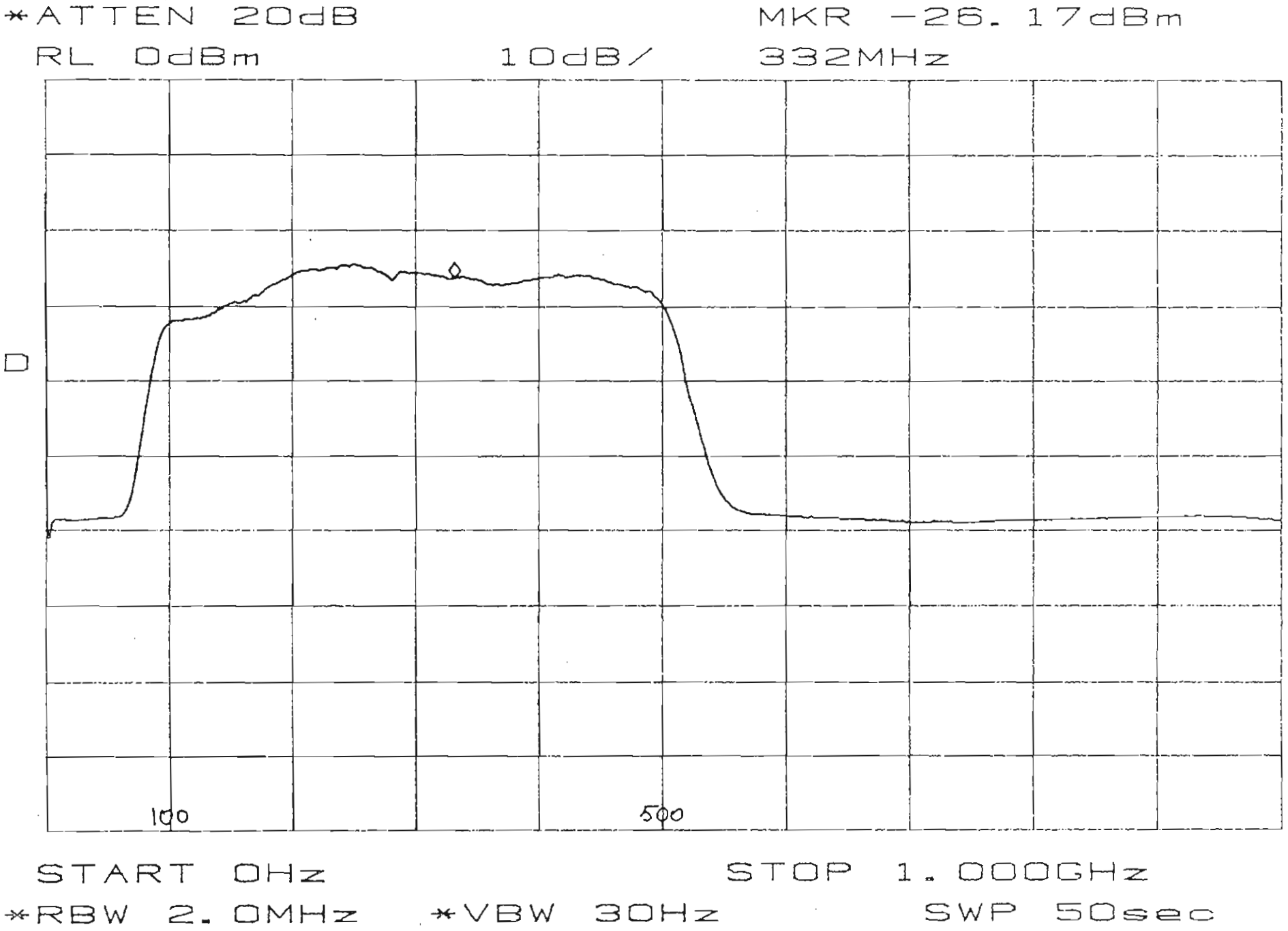


Fig. 62

W3OH EL=53° NOTO NOTO 27/3/91

1° RADIOSORGENTE 22.2 GHz (NUOVO RICEV.

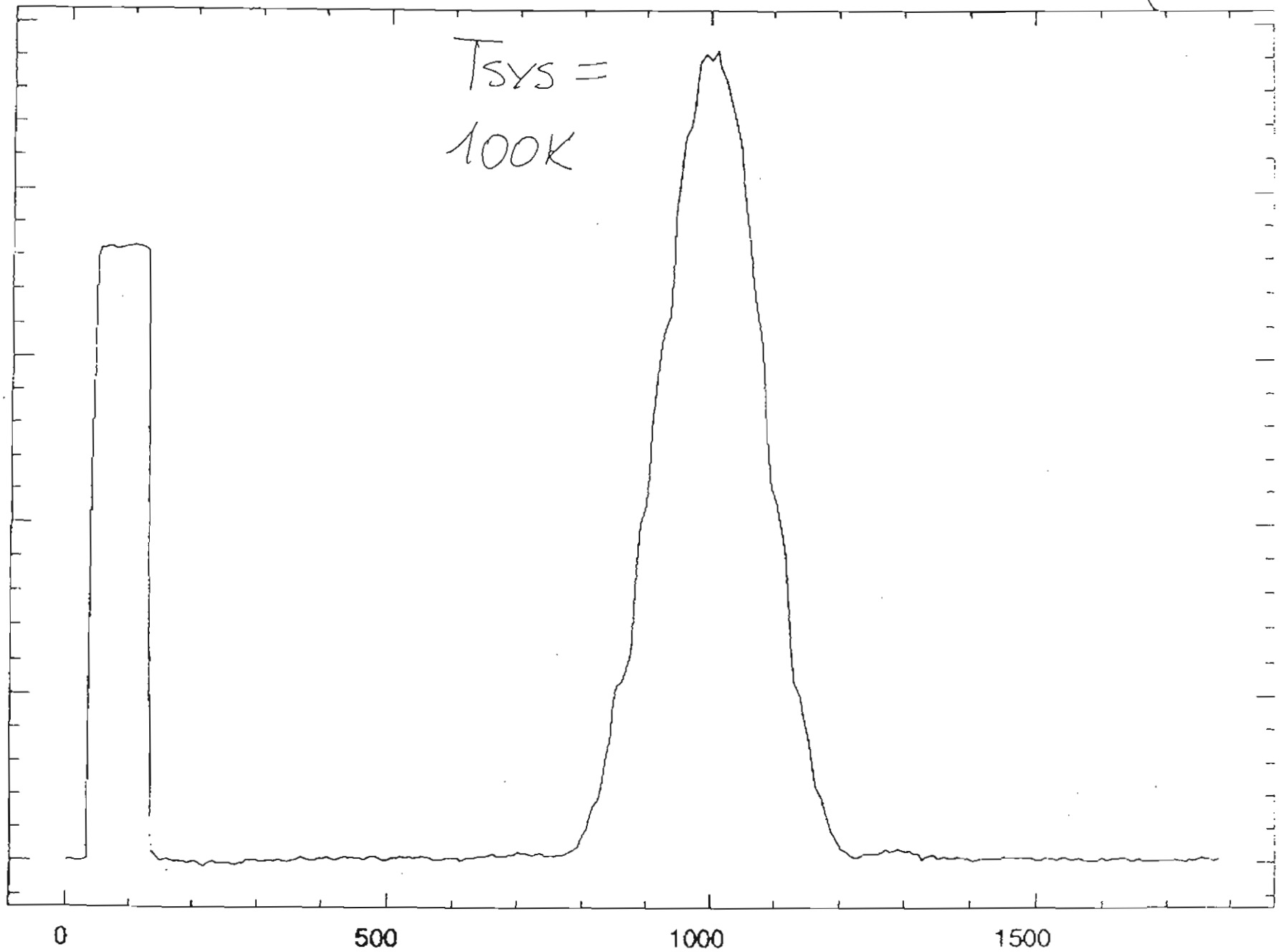


FIG. 63

ABSOLUTE MAXIMUM RATING (Ambient Temperature Ta = 25°C)

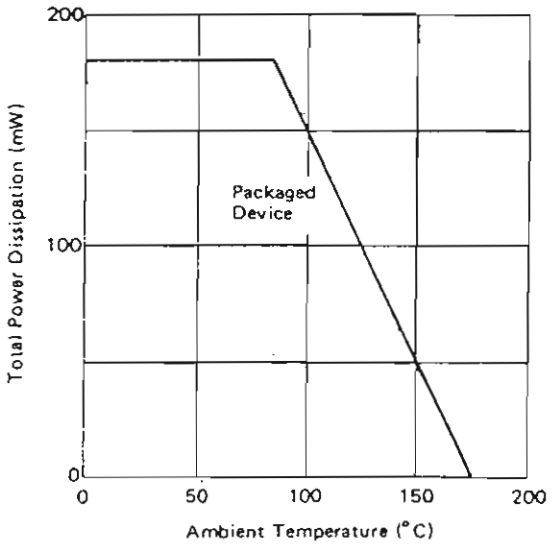
Item	Symbol	Condition	Rating	Unit
Drain-Source Voltage	V_{DS}		3.5	V
Gate-Source Voltage	V_{GS}		-3.0	V
Total Power Dissipation	P_{tot}	Note	180	mW
Storage Temperature	T_{stg}		-65 ~ +175	°C
Channel Temperature	T_{ch}		175	°C

Note: Mounted on Al_2O_3 board (30 x 30 x 0.38 mm)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ambient Temperature Ta = 25°C)

Item	Symbol	Test Conditions	Limit			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Drain Current	I_{DSS}	V_{DS} = 2 V, V_{GS} = 0	15	30	60	mA
Transconductance	gm	V_{DS} = 2 V, I_{DS} = 10 mA	35	45	–	mS
Pinch-off Voltage	V_p	V_{DS} = 2 V, I_{DS} = 1 mA	-0.2	-0.7	-1.5	V
Gate-Source Breakdown Voltage	V_{GSO}	I_{GS} = 10 μA	-3.0	–	–	V
Noise Figure	NF	V_{DS} = 2 V, I_{DS} = 10 mA	–	1.2	1.4	dB
Associated Gain	G_{as}	f = 18 GHz	7.5	8.5	–	dB
Thermal Resistance	R_{th}	Channel to Case	–	–	300	°C/W

POWER DERAING CURVE



DRAIN CURRENT vs. DRAIN-SOURCE VOLTAGE

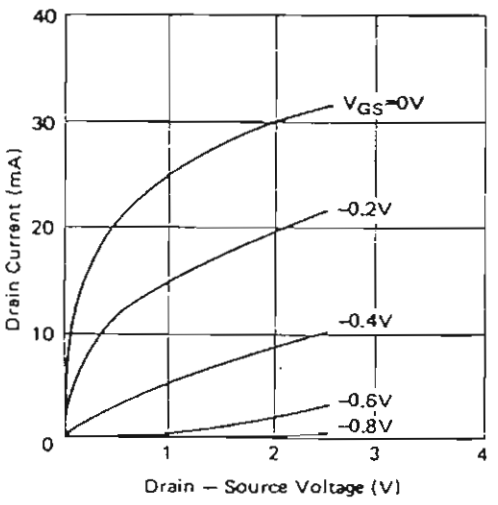
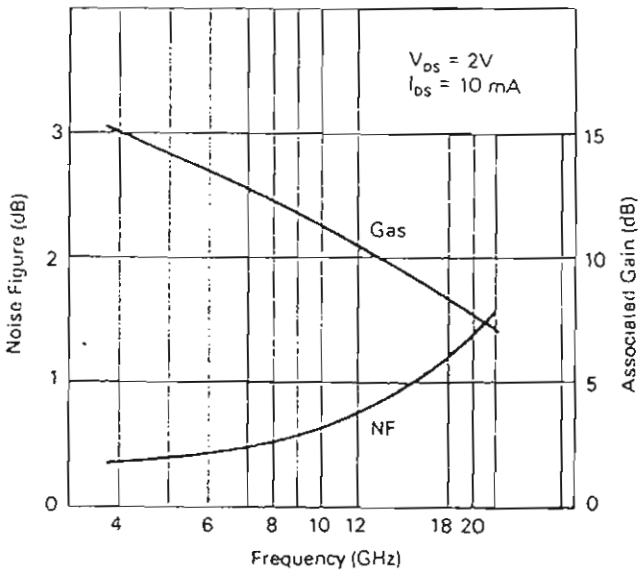
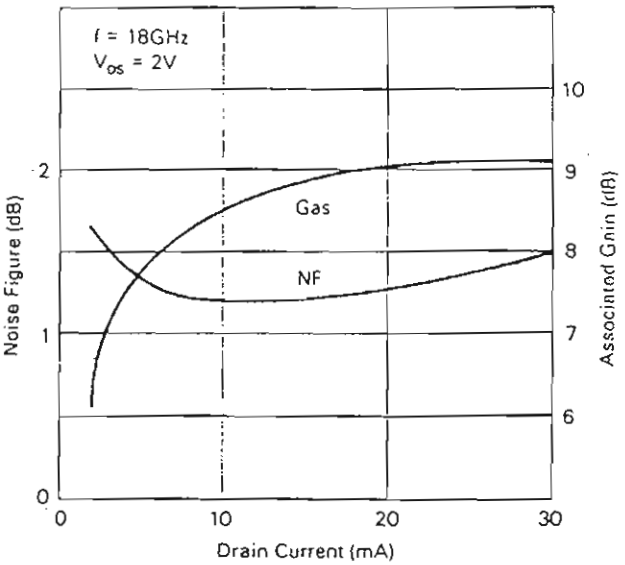


FIG. 64

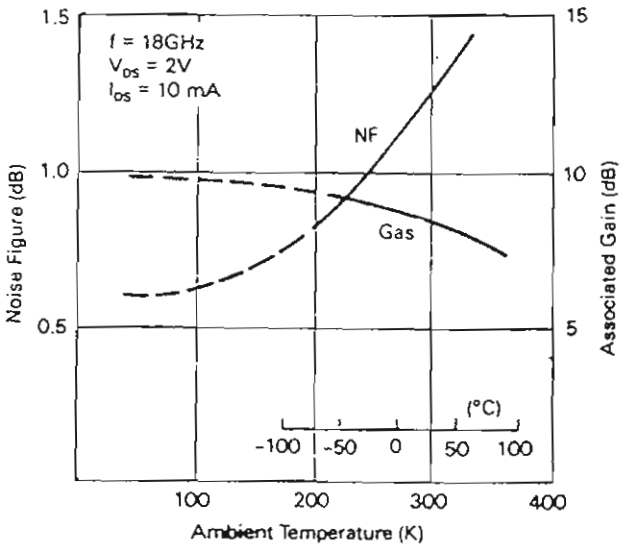
NF&Gas vs. FREQUENCY



NF&Gas vs. I_{DS}



NF&Gas vs. TEMPERATURE



OUTPUT POWER vs. INPUT POWER

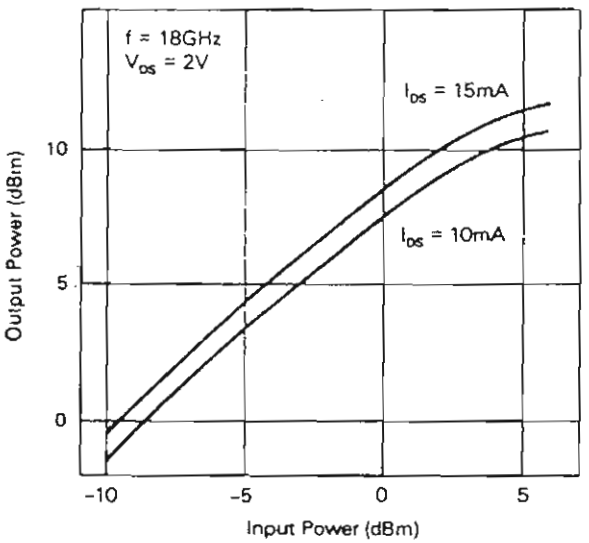
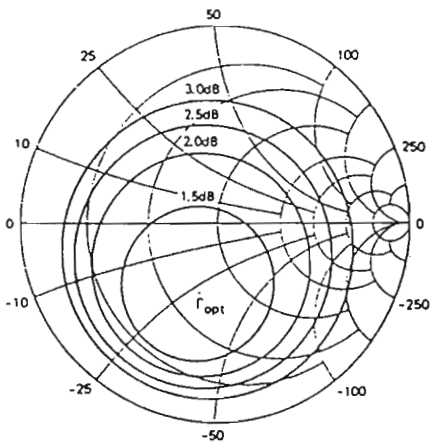


FIG. 65

Typical Noise Figure Circle

f = 18GHz
V_{DS} = 2V
I_{DS} = 10 mA



NOISE PARAMETERS
V_{DS} = 2V, I_{DS} = 10 mA

Freq. (GHz)	Γ (opt) (MAG)	(ANG)	NFmin (dB)	Rn/50
2	.790	31.0	.33	.500
4	.730	50.0	.35	.450
6	.670	82.0	.45	.400
8	.620	115.0	.55	.280
10	.570	147.0	.66	.150
12	.520	171.0	.75	.110
14	.480	−159.0	.91	.110
16	.450	−132.0	1.05	.100
18	.410	−106.0	1.20	.100
20	.390	−84.0	1.36	.090
22	.370	−60.0	1.55	.090

Ga(max)&|S21|² vs FREQUENCY

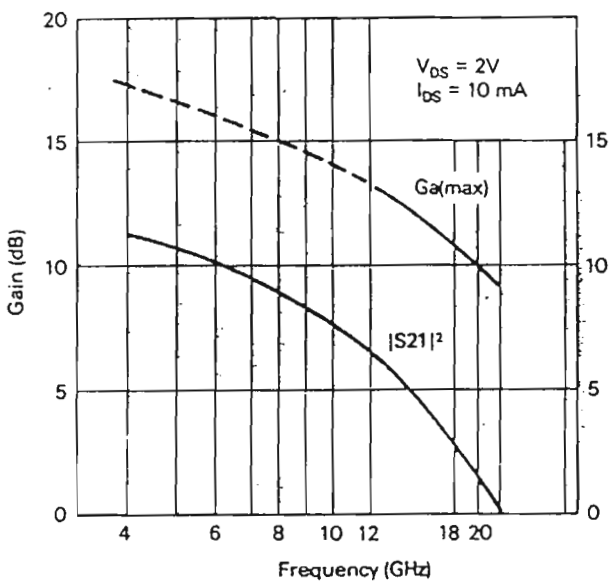


FIG. 66

FHR02FH

S-PARAMETERS

V_{DS} = 2 V, I_{DS} = 10 mA

FREQUENCY	S_{11}		S_{21}		S_{12}		S_{22}	
MHz	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
100	1.011	-1.4	4.254	178.4	.002	39.4	.596	-2.0
500	1.000	-9.7	4.232	170.9	.011	83.4	.586	-8.0
1000	.986	-19.9	4.190	161.6	.022	76.1	.574	-15.5
2000	.953	-39.7	4.061	143.8	.041	62.3	.549	-30.6
3000	.918	-59.5	3.888	126.7	.057	49.5	.525	-45.7
4000	.881	-76.3	3.684	110.4	.069	37.7	.504	-60.7
5000	.844	-93.2	3.462	94.5	.077	26.8	.485	-75.3
6000	.810	-109.1	3.233	80.2	.083	16.9	.470	-89.5
7000	.778	-124.0	3.006	66.2	.087	8.0	.460	-103.1
8000	.749	-138.0	2.790	52.9	.088	0.0	.455	-116.0
9000	.725	-151.0	2.590	40.2	.087	-6.9	.455	-128.3
10000	.707	-163.2	2.410	28.1	.085	-12.9	.460	-139.8
11000	.692	-174.6	2.253	16.4	.082	-17.9	.471	-150.7
12000	.683	174.3	2.120	5.1	.078	-21.8	.486	-160.8
13000	.677	164.7	2.009	-6.0	.074	-24.7	.506	-170.5
14000	.676	155.2	1.919	-16.9	.070	-25.4	.530	-179.6
15000	.677	146.0	1.846	-27.8	.067	-27.1	.557	171.6
16000	.680	137.0	1.782	-39.0	.065	-26.6	.586	163.0
17000	.683	128.2	1.721	-50.4	.065	-24.9	.617	154.4
18000	.684	119.2	1.654	-62.5	.066	-22.0	.648	145.7
19000	.682	110.0	1.569	-75.2	.071	-17.9	.677	136.4
20000	.674	100.2	1.453	-88.9	.079	-12.4	.704	126.5
21000	.659	89.3	1.293	-103.7	.091	-6.5	.725	115.5
22000	.632	78.4	1.077	-119.9	.107	2.8	.740	103.2

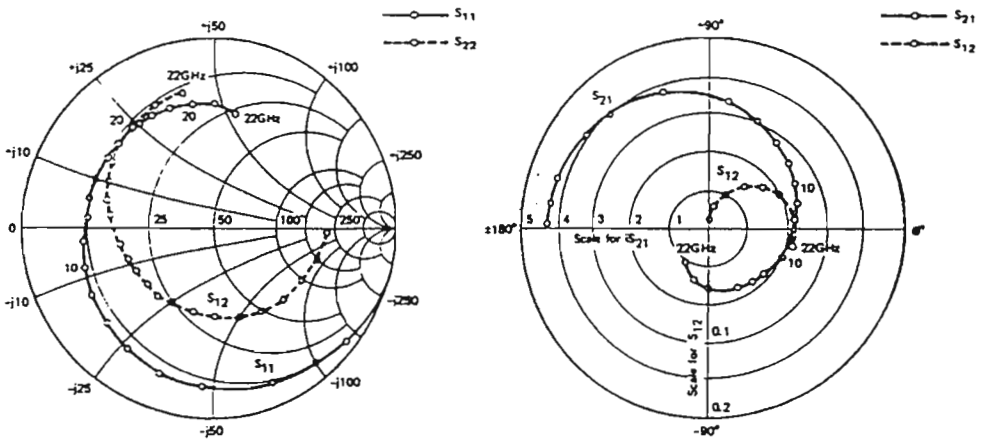
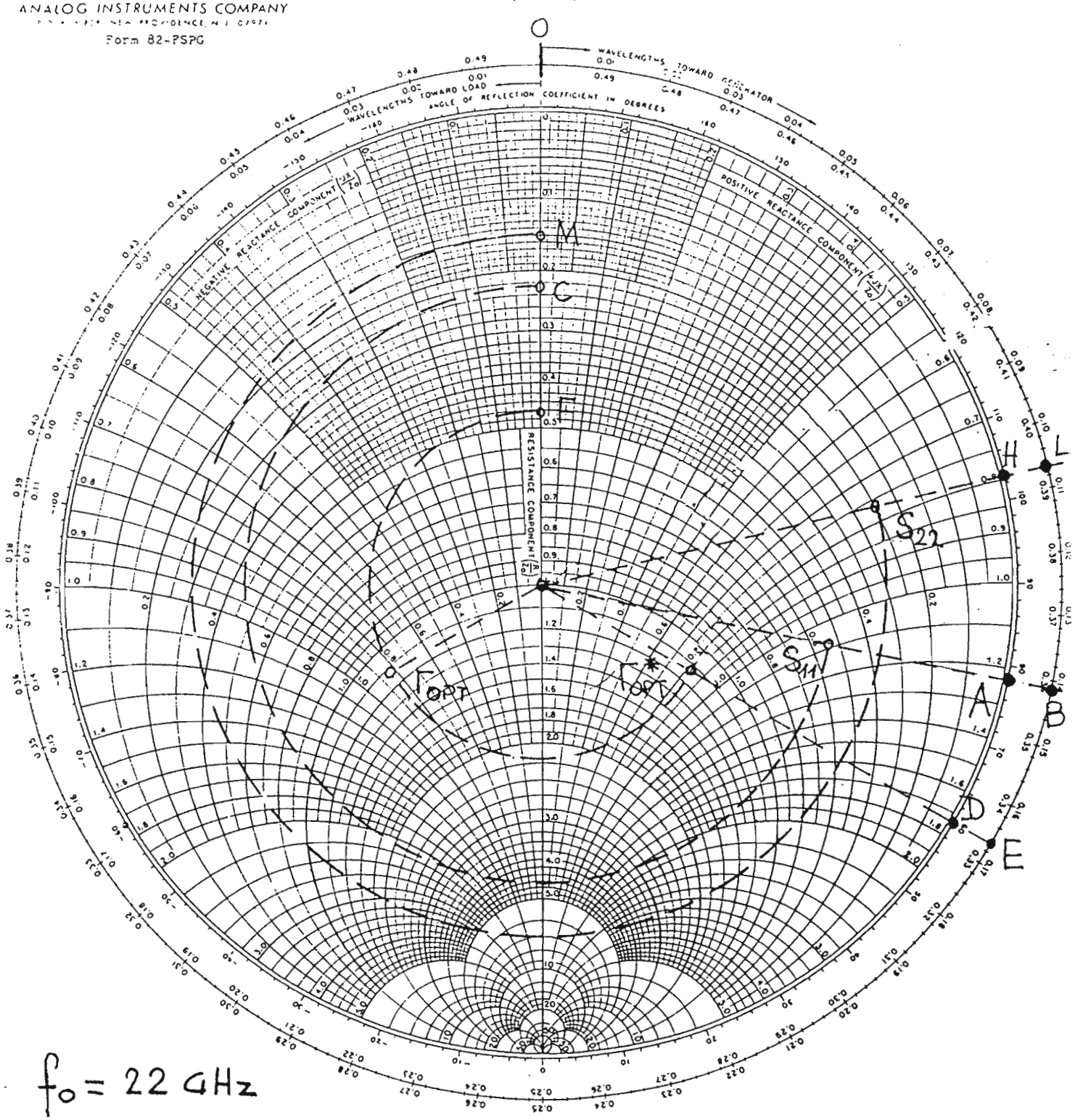


FIG. 67

ANALOG INSTRUMENTS COMPANY
NEW PROVIDENCE, N.J. 07974
Form 82-PSPG

$R = 87\ mm$



$f_o = 22\ GHz$

$\lambda = 13.6\ mm$

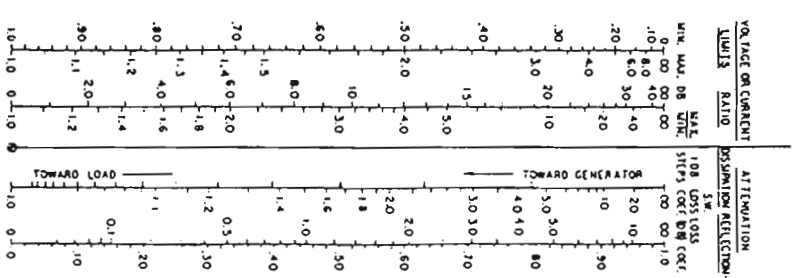


FIG. 68

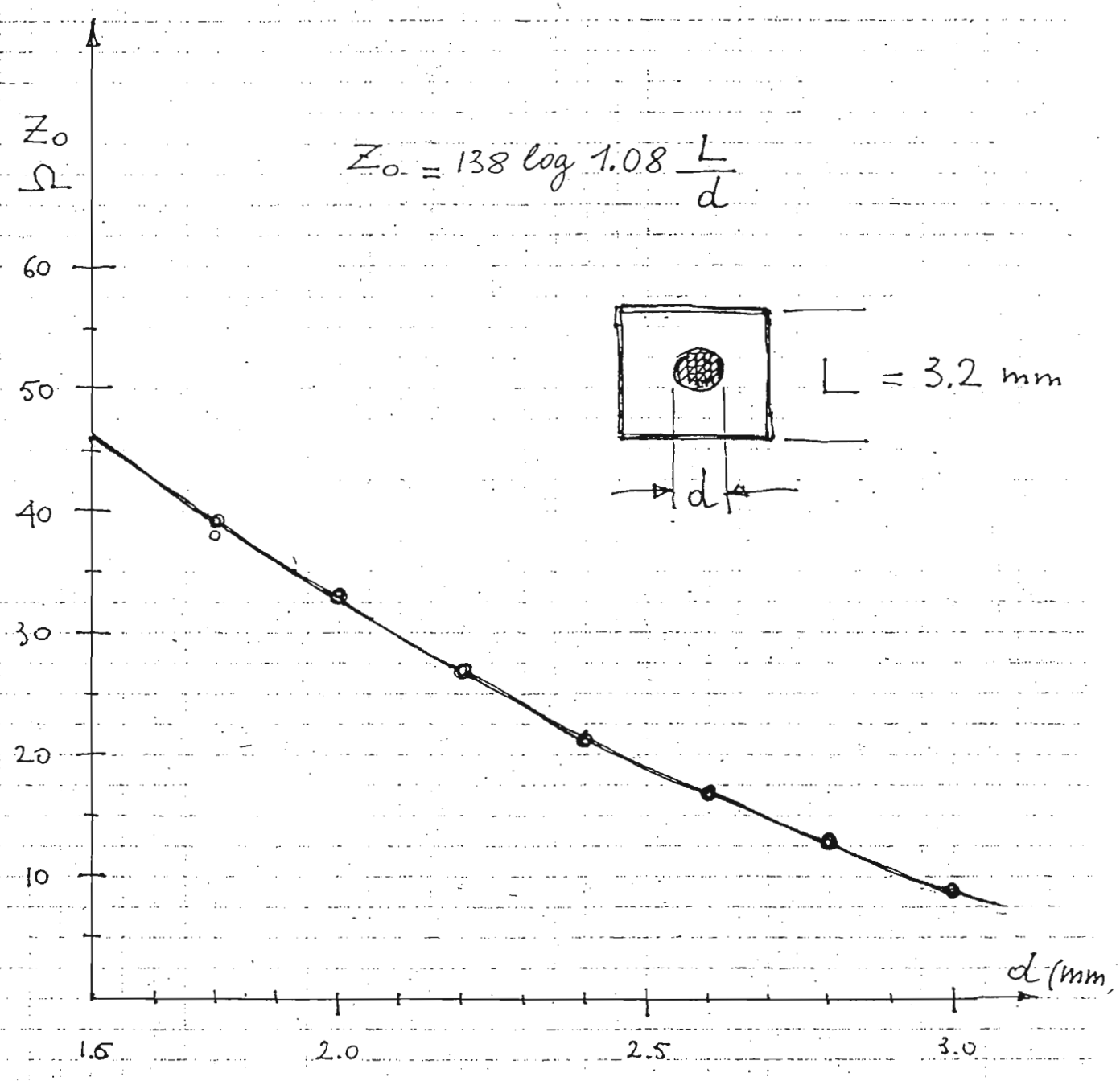


FIG. 69

TABLE 2. Recommended Rest Frequencies for Observed Interstellar Molecular Lines — Continued

Frequency unc.	Formula	Quantum numbers	T_r^*(K) T_r^*(K)	Source	Telescope		Astr. Ref.	Lab. Ref.
20719.221 (5)	NH_3	8(6)–8(6)	0.70	OriMC-1	MPI	100m	Her85a	Poy75
20735.452 (5)	NH_3	9(7)–9(7)	0.25	OriMC-1	MPI	100m	Her85a	Poy75
20804.830 (5)	NH_3	7(5)–7(5)	0.82	OriMC-1	MPI	100m	Her85a	Poy75
20852.527 (5)	NH_3	10(8)–10(8)	0.17	OriMC-1	MPI	100m	Her85a	Poy75
20970.65 (5)	CH_3OH $v_t=1$	10(1)–11(2) A+	0.2	W3(OH)	MPI	100m	Sny85b	Lee68
20994.617 (5)	NH_3	6(4)–6(4)	1.3	OriMC-1	MPI	100m	Her85a	Poy75
21134.311 (5)	NH_3	4(1)–4(1)	0.94	OriMC-1	MPI	100m	Her85a	Poy75
21285.275 (5)	NH_3	5(3)–5(3)	2.1	OriMC-1	MPI	100m	Her85a	Poy75
21301.262*(1)	HC_3N	8–7	0.031	Sgr B2	ARO	46m	Bro76	
21431.923*(10)	HC_7N	19–18	0.89	TMC-1	NRAO	43m	Buj81	
21498.16 *(10)	HC_9N	37–36	0.06	TMC-1	NRAO	43m	Buj81	
21550.31 (5)	CH_3OH $v_t=1$	12(2)–11(1) A–	–0.4	W3(OH)	MPI	100m	Sny85b	Lee68
21703.3580(2)	NH_3	4(2)–4(2)	0.6	OriMC-1	MPI	100m	Nys78	Kuk70
21980.5453(1)	HNCO	1(0,1)–0(0,0) $F=0$–1	0.025	TMC-1	NRAO	43m	Bro81	Kuk71
21981.4706(1)	HNCO	1(0,1)–0(0,0) $F=2$–1	0.107	TMC-1	NRAO	43m	Bro81	Kuk71
21982.0854(1)	HNCO	1(0,1)–0(0,0) $F=1$–1	0.040	TMC-1	NRAO	43m	Bro81	Kuk71
22235.044 (5)	H_2O	6(1,6)–5(2,3) $F=7$–6	b	W49	NRAO	43m	Mor73	Kuk69
22235.077 (5)	H_2O	6(1,6)–5(2,3) $F=6$–5	b	W49	NRAO	43m	Mor73	Kuk69
22235.120 (5)	H_2O	6(1,6)–5(2,3) $F=5$–4	2000i	W49	NRAO	43m	Mor73	Kuk69
22235.253 (5)	H_2O	6(1,6)–5(2,3) $F=6$–6	b	W49	NRAO	43m	Mor73	Kuk69
22235.298 (5)	H_2O	6(1,6)–5(2,3) $F=5$–5	b	W49	NRAO	43m	Mor73	Kuk69
22624.8892(2)	$^{15}NH_3$	1(1)–1(1) $F,F_1=1.5,1$–1.3,1	b	OriMC-1	MPI	100m	Her85	Kuk67
22624.9331(2)	$^{15}NH_3$	1(1)–1(1) $F,F_1=1.5,1$–0.8,1	b	OriMC-1	MPI	100m	Her85	Kuk67
22624.9410(2)	$^{15}NH_3$	1(1)–1(1) $F,F_1=0.5,1$–0.8,1	b	OriMC-1	MPI	100m	Her85	Kuk67
22624.9469(2)	$^{15}NH_3$	1(1)–1(1) $F,F_1=1.5,2$–1.5,2	0.22b	OriMC-1	MPI	100m	Her85	Kuk67
22649.843 (1)	$^{15}NH_3$	2(2)–2(2)	0.36	OriMC-1	MPI	100m	Her85	Kuk6
22653.022 (5)	NH_3	5(4)–5(4)	0.6	OMC-1	MPI	100m	Nys78	Poy7
22688.312 (5)	NH_3	4(3)–4(3)	1.2	OMC-1	MPI	100m	Nys78	Poy7
22732.429 (5)	NH_3	6(5)–6(5)	0.6	OMC-1	MPI	100m	Nys78	Poy7
22789.421 (1)	$^{15}NH_3$	3(3)–3(3)	0.53	OriMC-1	MPI	100m	Her85	Kuk6
22827.767 (20)	$HCOOCH_3$	2(1,2)–1(1,1) E	0.15	OriMC-1	MPI	100m	Chu80	
22828.143*(9)	$HCOOCH_3$	2(1,2)–1(1,1) A	0.15	OriMC-1	MPI	100m	Chu80	
22834.1851(1)	NH_3	3(2)–3(2)	0.11	Sgr B2	NRAO	11m	Mor73a	Kuk6
22878.949*(10)	DC_3N	9–8	0.019	TMC-1	NRAO	43m	Sch81	
22924.940 (5)	NH_3	7(6)–7(6)	1.0	OMC-1	MPI	100m	Nys78	Poy7
23046.0158(2)	$^{15}NH_3$	4(4)–4(4)	0.26	OriMC-1	MPI	100m	Her85	Kuk6
23098.8190(1)	NH_3	2(1)–2(1)	0.29	Sgr B2	NRAO	11m	Mor73a	Kuk7
23121.20 (10)	CH_3OH	9(2)–10(1) A+	9.5 e	W3(OH)	MPI	100m	Wil84	Lee6
23232.238 (5)	NH_3	8(7)–8(7)	0.2	OMC-1	MPI	100m	Nys78	Poy7
23421.9823(2)	$^{15}NH_3$	5(5)–5(5)	0.14	OriMC-1	MPI	100m	Her85	Kuk6
23444.82 (10)	CH_3OH	10(1)–9(2) A–	–0.77	W3(OH)	MPI	100m	Men85	Lee6
23600.187 (50)	SiC_2	1(0,1)–0(0,0)	0.11	IRC+10216	MPI	100m	Sny85	Sny8
23657.471 (5)	NH_3	9(8)–9(8)	0.1	OMC-1	MPI	100m	NYs78	Poy7
23687.889*(10)	HC_7N	21–20	0.21	TMC-1	NEROC	37m	Kro78	
23692.9265(2)	NH_3	1(1)–1(1) $F,F_1=1/2,1$–1/2,0	0.16	L134N	OSO	20m	Ryd77	Ryd
23692.9688(1)	NH_3	1(1)–1(1) $F,F_1=3/2,1$–1/2,0	0.24	L134N	OSO	20m	Ryd77	Kuk
23693.8722(1)	NH_3	1(1)–1(1) $F,F_1=1/2,1$–3/2,2	0.17	L134N	OSO	20m	Ryd77	Kuk
23693.9051(1)	NH_3	1(1)–1(1) $F,F_1=3/2,1$–5/2,2	0.30b	L134N	OSO	20m	Ho 77	Kuk
23693.9145(1)	NH_3	1(1)–1(1) $F,F_1=3/2,1$–3/2,2	b	L134N	OSO	20m	Ho 77	Kuk
23694.4591(1)	NH_3	1(1)–1(1) $F,F_1=1/2,1$–1/2,1	b	L134N	OSO	20m	Ho 77	Kuk
23694.4700(1)	NH_3	1(1)–1(1) $F,F_1=1/2,1$–3/2,1	0.40b	L134N	OSO	20m	Ho 77	Kuk
23694.4709(1)	NH_3	1(1)–1(1) $F,F_1=3/2,2$–5/2,2	b	L134N	OSO	20m	Ho 77	Kuk
23694.4803(1)	NH_3	1(1)–1(1) $F,F_1=3/2,2$–3/2,2	b	L134N	OSO	20m	Ho 77	Kuk
23694.5014(1)	NH_3	1(1)–1(1) $F,F_1=3/2,1$–1/2,1	b	L134N	OSO	20m	Ho 77	Kuk
23694.5060(1)	NH_3	1(1)–1(1) $F,F_1=5/2,2$–5/2,2	0.50b	L134N	OSO	20m	Ho 77	Kuk
23694.5123(1)	NH_3	1(1)–1(1) $F,F_1=3/2,1$–3/2,1	b	L134N	OSO	20m	Ho 77	Kuk
23694.5153(1)	NH_3	1(1)–1(1) $F,F_1=5/2,2$–3/2,2	b	L134N	OSO	20m	Ho 77	Kuk
23695.0672(1)	NH_3	1(1)–1(1) $F,F_1=3/2,2$–3/2,1	0.18b	L134N	OSO	20m	Ho 77	Kuk
23695.0782(1)	NH_3	1(1)–1(1) $F,F_1=3/2,2$–3/2,1	b	L134N	OSO	20m	Ho 77	Kuk
23695.1132(1)	NH_3	1(1)–1(1) $F,F_1=5/2,2$–3/2,1	0.25	L134N	OSO	20m	Ho 77	Kuk
23696.0297(2)	NH_3	1(1)–1(1) $F,F_1=1/2,0$–1/2,1	0.29b	L134N	OSO	20m	Ho 77	Kuk
23696.0406(2)	NH_3	1(1)–1(1) $F,F_1=1/2,0$–3/2,1	b	L134N	OSO	20m	Ho 77	Kuk
23697.9 (4)	$HC_{11}N$	70–69	0.006	IRC+10216	NEROC	37m	Bel82	Bel
23720.575 (5)	NH_3	2(2)–2(2) $F_1=1$–2	b	OriMC-1	NEROC	37m	Bar77	Kuk
23721.336 (5)	NH_3	2(2)–2(2) $F_1=3$–2	b	OriMC-1	NEROC	37m	Bar77	Kuk

FIG. 70 FUORI TESTO