

I MOLTIPLICATORI DI FREQUENZA A MESFET
COME OSCILLATORE LOCALE PER I RICEVITO
RI VLBI DI MEDICINA

G. Tomassetti

Collaborazione tecnica di:
F. Magaroli, C. Bortolotti, M. Morsiani,
S. Mariotti.

Rapporto interno n. 61/84

PREMESSA

In questo rapporto vengono descritti gli oscillatori locali (O.L.) utilizzati nelle prime prove VLBI effettuate col nuovo impianto radioastronomico di Medicina che utilizza un paraboloide di 32 m di diametro.

Un O.L. adatto all'uso VLBI potrà essere ottenuto:

- a) per moltiplicazione diretta di un generatore sintetizzato operante ad una frequenza n volte minore di quella di lavoro;
- b) per controllo di frequenza e fase di un oscillatore libero già operante alla frequenza di lavoro tramite una adatta rete elettrica.

In entrambi i casi ci si riferirà ad un campione primario, un MASER ad idrogeno nel nostro caso, installato ed operante presso la stazione di Medicina.

Si è deciso di esplorare la prima soluzione anche in considerazione di criteri obiettivi quali la immediata reperibilità dei componenti necessari, nonché per la specifica competenza elettronica e meccanica disponibile in Laboratorio. Infatti la circuitistica a microonde utilizzabile in un moltiplicatore di frequenza non differirà troppo da quella ormai collaudata e ben acquisita che interessa gli amplificatori a R.F. criogenici progettati, costruiti ed ora in normale uso nel nostro Laboratorio.

SPECIFICHE TECNICHE

Alcune delle specifiche tecniche dipenderanno dalla banda in uso, dal numero delle conversioni di frequenza previste ma anche dal tipo di apparato in uso nell'acquisizione dei dati (MARK II o MARK III o altri).

Bande dei 18, 21 e 50 cm: il ricevitore potrà usare direttamente il sintetizzatore commerciale agganciato al MASER. La frequenza più alta ricevibile sarà 1800 MHz ottenuti per somma tra le frequenze massime di operazione del sintetizzatore e del MARK III, superiore comunque alla più alta prevista per le osservazioni VLBI sui 18 cm.

Banda dei 6 cm: essendo la frequenza massima del sintetizzatore pari a 1300 MHz, l'uso di un moltiplicatore diventa necessario sia che si operi con una o due conversioni.

Banda dei 2,8 cm: E' necessario un moltiplicatore di ordine abbastanza elevato (ad esempio, 9).

Banda dei 13 mm: l'ordine di moltiplicazione prevedibile dovrà essere doppio del precedente ma non necessariamente. Se ad esempio venisse usata come frequenza intermedia (F.I.) la banda dei 2,8 cm, tale ordine potrebbe essere ancora 9.

Su ogni banda sono previsti due canali di ricezione indipendenti rispettivamente per le polarizzazioni circolare sinistra e destra e l'O.L. dovrà fornire due uscite equifase ed equiampiezza ^(*) ad un livello adatto ai convertitori commerciali usati di fronte alle catene di amplificazione a F.I. .

(*) In realtà nè l'eguaglianza delle fasi nè quella dell'ampiezza sono qui rigorosamente necessarie, ma dovendo scegliere tra soluzioni equivalenti si è preferita quella menzionata che può tornare utile in alcune applicazioni.

Tale livello risulta essere mediamente di +10 dBm con una reiezione delle componenti armoniche o spurie indesiderate di circa 40 dB.

Una importante specifica per un O.L. riguarda, fissata una certa distanza dalla frequenza fondamentale, il rapporto segnale rumore intrinseco. Il sintetizzatore commerciale H.P. sincronizzato al MASER fornisce un segnale idoneo all'impiego VLBI ma bisognerà accertare che all'atto della moltiplicazione non si introduca un inaccettabile peggioramento dello stesso. La teoria prevede che il rapporto segnale disturbo peggiori, all'atto della moltiplicazione, di una quantità che dipende dall'ordine di moltiplicazione n secondo la relazione

$$D = 20 \log n \quad (\text{dB})$$

Nei casi che esamineremo in cui $n = 3$ e $n = 9$ si avranno rispettivamente deterioramenti di 9,5 e 19 dB. A tale peggioramento deve aggiungersi il contributo del dispositivo attivo usato nella moltiplicazione.

Per quanto attiene la scelta del moltiplicatore si è scartata quella ovvia del VARACTOR per le seguenti ragioni:

- a) isolamento nullo tra ingresso e uscita;
- b) necessità di terminazioni multiple (idlers);
- c) uscita fortemente dipendente dal livello di ingresso e dalle impedenze di terminazione;
- d) possibilità di oscillazioni parassite.

Anche il transistor bipolare, al limite delle sue possibilità di operazione verso i 4 GHz, viene scartato per il suo costo, la scarsa reperibilità e una discutibile affidabilità.

Il dispositivo prescelto è invece il MESFET del tipo NE720

costruito dalla NEC, relativamente economico, disponibile subito e in grado di operare agevolmente fino a 12 GHz.

Alcune obiezioni riguardavano il suo possibile contributo al rumore complessivo del moltiplicatore per effetto del rumore $1/f$, notoriamente alto nei dispositivi a FET. Alcuni Autori hanno però dimostrato che, di fatto, tale contributo può ritenersi trascurabile [4].

MOLTIPLICATORI A FET

Lo schema di principio di un moltiplicatore a FET è indicato in Fig. 1.

Il generatore G dovrà fornire sufficiente energia per fare in modo che i picchi della tensione di ingresso vengano energeticamente tosati (clipping) da un lato per raggiunta interdizione e dall'altro per saturazione dello stadio. Il clipping è accentuato dall'aggiunta di uno o due diodi in parallelo al GATE del FET. La polarizzazione di ingresso ($-V_g$) dovrà essere criticamente aggiustata a seconda del livello del segnale. Il filtro passa-basso d'ingresso vieta alla corrente di terza armonica di richiudersi verso il generatore mentre il passa-alto di uscita evita che la corrente alla frequenza fondamentale si richiuda sul carico Z_L .

Le reti complesse di ingresso e uscita realizzano il necessario adattamento di impedenza tra generatore e carico, entrambi a 50 ohm, e le relativamente basse impedenze di ingresso e uscita del FET.

E' stato dimostrato [2] [4] [5] che circuiti di questo genere possono fornire qualche dB di guadagno in seconda o terza armonica rispetto alla potenza applicata all'ingresso a frequenza

fondamentale.

Per quanto riguarda, infine, la rumorosità (FM noise, $1/f$ noise, ecc.) e la stabilità a lungo termine, soprattutto delle fasi, dati sperimentali importanti come le osservazioni VLBI effettuate nel 1984 confermano che gli O.L. descritti in questo rapporto hanno adeguate caratteristiche di stabilità.

Una valutazione quantitativa dettagliata verrà discussa da altri in un successivo rapporto interno.

OSCILLATORE LOCALE PER IL RICEVITORE A 6 CM USATO NEI PRIMI
ESPERIMENTI VLBI DI MEDICINA

Lo schema a blocchi del ricevitore è indicato in Fig. 2. Si nota subito che trattasi di un ricevitore a doppia conversione. Con la prima il segnale di ingresso a 4990 MHz viene convertito, tramite il triplicatore che descriveremo, ad una F.I. di 1360 MHz. Con la seconda conversione, che utilizza il segnale diretto del sintetizzatore a 1210 MHz, si ottiene la seconda F.I. centrata a 150 MHz, frequenza di ingresso del terminale MARK II. La banda istantanea della catena è limitata a circa 50 MHz da un apposito filtro.

Il pannello di O.L. è quello racchiuso nella scatola tratteggiata in Fig. 2 mentre il posizionamento dei componenti sullo stesso è schizzato in Fig. 3. Il pannello di O.L. è da ritenersi provvisorio, se non altro perchè non prevede uscite per due canali di ricezione che costituiscono un requisito ottimale dei sistemi VLBI. Il pannello comprende:

- a) un divisore di potenza;
- b) un amplificatore Avantek a larga banda;
- c) il moltiplicatore vero e proprio.

Ovviamente la nostra descrizione verterà unicamente sul punto c).

TRIPLICATORE A MESFET

Lo schema elettrico del triplicatore mostrato in Fig. 4 deve considerarsi la implementazione pratica del circuito di principio mostrato in Fig. 1. Si notano, partendo dal connettore di ingresso, la rete di adattamento comprendente C1, L1, C2, L2, a cui seguono i due diodi in antiparallelo la cui funzione è stata

precedentemente indicata. La bobinetta L2 è criticamente posizionata rispetto al piano di riferimento a massa: l'intento è quello di simulare l'azione del filtro passa-basso di ingresso, di difficile implementazione, facendo risuonare L2 con la sua capacità parassita alla frequenza da reiettare (3630 MHz in questo caso). A tale scopo è predisposta anche la capacità C3, una vite di ottone di 4 MA regolabile dall'esterno che, avvicinandosi fisicamente a L2, ne varierà in modo fine la capacità verso massa.

Il MESFET NE244, equivalente al citato NE720, è auto-polarizzato dalle due resistenze da 220 ohm poste in parallelo a C4 e C5. La doppia rete di auto-polarizzazione è richiesta semplicemente dal fatto che due sono i terminali di SOURCE ed entrambi vanno fuggati per ridurre l'induttanza della connessione a massa.

In uscita una linea coassiale di lunghezza "l" realizza due obiettivi importanti:

- a) "ruota" l'impedenza di uscita del MESFET in una zona del piano complesso più facilmente adattabile dalla rete di uscita;
- b) agisce sulla fase del segnale a frequenza di ingresso riflesso dal filtro di uscita.

La rete di adattamento e il filtro passa-alto sono realizzati e conglobati in uno spezzone di guida d'onda di adatte dimensioni. La immissione del segnale avviene tramite un "probe" che eccita il modo TE_{10} mentre per l'adattamento delle impedenze è prevista la introduzione di alcune viti di ottone e la regolazione di un corto mobile (vedi la Fig. 5).

La frequenza di taglio della guida d'onda è relativamente alta (3150 MHz) pertanto c'è da attendersi una forte reiezione sia della frequenza fondamentale che della sua seconda armonica (vedi Appendice 4). Il ritorno al più comodo percorso coassiale avviene tramite una comune transizione commerciale.

Per evitare che correnti a microonde possano chiudersi verso l'alimentatore d.c. sono previste le due celle filtranti Z_{RF1} con C6 e Z_{RF2} con C7 di nessuna criticità.

Il calcolo delle reti a microonde è stato fatto utilizzando il metodo grafico che prevede l'uso della carta di Smith ed è riportato in Appendice 1 ed in Fig. A1.

Taratura

Si dà tensione (+6,5 Volt) e si verifica che la corrente, in assenza di pilotaggio, sia circa 20 mA. Si collega il generatore di segnale a 1200 MHz con +12 dBm all'ingresso del triplicatore ed un adatto analizzatore di spettro alla sua uscita. Si regolano C1, C2, il corto mobile e le viti predisposte sulla guida d'onda per il massimo a 3630 MHz. Si verifica il Return Loss (R.L.) sia in ingresso che in uscita tentando di ottimizzarlo su una banda la più ampia possibile. Concentrare l'attenzione sul segnale in terza armonica e regolare C3 per il massimo. Nel caso non sia possibile raggiungerlo agire su L2 spostandola lievemente. La raggiunta risonanza è indicata da un sensibile aumento della potenza di uscita.

Prestazioni

Questo triplicatore può fornire un guadagno di circa 5 dB quando sia pilotato a livelli dell'ordine del dBm. Tuttavia alla potenza d'uscita richiesta nella nostra applicazione (+10 dBm) tale guadagno si annulla (vedi Fig. 6).

Uno schizzo in cui è indicata la purezza normalizzata dello spettro di uscita è mostrato in Fig. 7. Tutte le armoniche indesiderate risultano attenuate di almeno 40 dB rispetto al livello della terza armonica.

OSCILLATORE LOCALE PER IL RICEVITORE A 2,8 CM

La banda radioastronomica da ricevere è compresa tra 10640 e 10700 MHz e risulta ben centrata rispetto a quella del filtro di ingresso, un K & L tipo 6MC55, con frequenze di taglio 10500 e 11000 MHz. Il canale a frequenza intermedia, limitato da un filtro passa-banda K & L tipo 51B10, copre lo spettro 100-500 MHz, esattamente quello accettato come input dal terminale MARK III.

E' prevista una singola conversione di frequenza con un O.L. che, considerati i limiti imposti dai menzionati filtri, potrebbe avere questo valore:

$$(10700 - 400) \text{ MHz} = 10300 \text{ MHz}$$

Il valore esatto della frequenza centrale e della banda istantanea, entro limiti abbastanza ampi, può venire fissato di volta in volta agendo sul terminale MARK III, a valle della catena ricevente.

Sono previsti due canali di ricezione e pertanto saranno necessarie due uscite di O.L. a 10300 MHz con un livello di potenza dell'ordine dei +10 dBm. Dovendo necessariamente usare lo oscillatore sintetizzato H.P. 8662A o l'analogo RACAL-DANA con frequenze di uscita massima pari a 1300 MHz, è richiesto l'uso di un moltiplicatore per 9 (due triplicatori in cascata).

Si farà tesoro anche del collaudato uso di spezzoni di guida d'onda da usarsi come filtri passa-alto per ridurre drasticamente le correnti in uscita a frequenza fondamentale.

Un livello di uscita di +10 dBm per canale, perdite del divisore comprese, richiederebbe al secondo triplicatore una potenza di uscita di almeno +14 dBm, un valore del tutto non realistico per cui dovrà essere previsto l'uso di un amplificatore finale "di potenza" sintonizzato a 10300 MHz.

Lo schema pratico che realizza quanto premesso è mostrato in Fig. 8 assieme al valore delle frequenze di operazione previste per ciascun stadio.

Vengono ora analizzati con qualche dettaglio i singoli componenti mostrati in figura.

PRIMO TRIPLICATORE (1145 - 3435) MHz

È montato in un contenitore di ottone fresato e argentato che comprende un vano per la sistemazione della rete di ingresso a costanti concentrate ed una linea coassiale a dielettrico aria in uscita. Per il calcolo della rete di ingresso ci si riferisce alla Appendice 1. Differendo le frequenze di operazione di meno del 10% i valori dei costituenti calcolati per l'O.L. a 6 cm potranno considerarsi validi, almeno in prima approssimazione, anche in questa circostanza.

La rete di uscita è invece calcolata "ex novo" in Appendice 2. Si può sinteticamente dire che essa è costituita da una linea coassiale di 50 ohm di impedenza caratteristica, a sezione esterna quadrata e interna circolare. Sul conduttore interno vien fatto scorrere un cilindretto di ottone di adatti diametro e lunghezza. Se opportunamente dimensionato il cilindretto assumerà la funzione di un trasformatore di impedenza; il tratto di linea compreso tra DRAIN del MESFET ed il cilindretto fornirà invece la necessaria reattanza induttiva per far risuonare il circuito in terza armonica. Il trasformatore scorrevole è accessibile dall'esterno del contenitore tramite una fessura predisposta nel suo coperchio. Una vite di 0,8 mm lo blocca al conduttore centrale quando il punto ottimale sia stato raggiunto.

In Fig. 9 è mostrata una pianta e una sezione longitudinale

del contenitore con una chiara indicazione dei componenti che appaiono nello schema elettrico di Fig. 10 a). La descrizione analitica del circuito di ingresso è analoga a quella relativa alla Fig. 4 alla quale si rimanda il lettore.

Alcuni costituenti del circuito d'uscita sono invece nuovi e su di essi ci si soffermerà un momento.

La linea ad alta impedenza per la alimentazione di DRAIN è realizzata con un filo di rame smaltato di 0,12 mm di diametro lunga $\lambda/4$. La rete a doppia costante di tempo verso l'alimentatore previene risposte spurie a bassa frequenza. Lo zener ha una funzione puramente protettiva: normalmente in esso non scorre corrente. La connessione del DRAIN con il conduttore centrale della linea coassiale di uscita avviene tramite la capacità "chip" di isolamento, C6.

Taratura

Si applica la tensione di alimentazione e si controlla la corrente I_D che deve risultare inferiore ai 10 mA. Si applica il segnale in ingresso alla frequenza di 1145 MHz a +12 dBm. Si regolano C1, C2 e la posizione del trasformatore di uscita per il massimo segnale a 3435 MHz visualizzato su un adatto analizzatore di spettro. La corrente del MESFET, dopo queste regolazioni, dovrebbe aver raggiunto un valore prossimo ai 30 mA. Regolare criticamente C3 come descritto per il triplicatore precedente. Verificare il R.L. ed eventualmente ritoccare le regolazioni per una sua ottimizzazione su una banda la più ampia possibile.

Inserire il filtro passa alto di uscita e ritoccare la posizione del cilindretto mobile. Lo spettro visibile sull'analiz-

zatore dovrà ora essere molto simile a quello di Fig. 10 b). La potenza di uscita dovrà essere di circa +8 dBm con una banda passante a -3 dB non lontana dal 3%.

SECONDO TRIPLICATORE (3435 - 10305) MHz

Anche questa unità è contenuta in una scatola di ottone fre-sata ed argentata. Una vista in pianta ed una sezione longitudi-nale sono mostrate in Fig. 11 a) e b).

La tecnica dei trasformatori scorrevoli in questa circostan-za è usata sia in ingresso che in uscita: guardando le figure sono chiaramente notate le diverse lunghezze degli stessi.

La connessione del MESFET ai conduttori centrali delle due linee coassiali avviene in modi distinti. Come indicato nello schema elettrico di Fig. 12 a), in ingresso è saldata una capa-cità di isolamento C1 del tipo "chip" ceramico mentre in uscita si è fatto ricorso alla linea "L" lunga $\lambda/4$, ottenuta dalla in-troduzione del reoforo di DRAIN del MESFET all'interno del condut-tore centrale adeguatamente predisposto.

Alla sua frequenza di risonanza questa linea "secondaria" cortocircuitata a R.F. il DRAIN alla restante rete di uscita. Quest'ultima può così essere asportata, se necessario, senza toccare il MESFET o usare il saldatore, semplicemente togliendo le viti che bloccano il connettore coassiale e tirando legger-mente verso l'esterno.

La polarizzazione negativa di GATE dovrà ora essere fornita dall'esterno al pari di quella di DRAIN tramite le linee ad alta impedenza che partono rispettivamente da C2 e C5.

Anche qui la rete di polarizzazione a doppia costante di tempo è necessaria per eliminare risposte indesiderate a fre-

quenze più basse.

Gli zener su tali rete proteggono il MESFET in caso di sovratensioni o inversioni di polarità.

Per il calcolo delle reti di adattamento di ingresso e di uscita, omesso per brevità, si rimanda il lettore alla Appendice 2 in cui viene discusso il metodo utilizzato.

Taratura

Si applica la tensione negativa preregolata a -1,6 Volt e poi quella positiva a +3,5 Volt annotando la corrente assorbita. La si fissi attorno ai 20 mA agendo sulla tensione negativa di GATE.

Si applica un segnale in ingresso a 3435 MHz con un livello di circa +8 dBm. Si collega un adatto analizzatore di spettro in uscita e si aggiustano, attraverso le due fessure predisposte nel coperchio, le posizioni dei cilindretti per il massimo a 10305 MHz.

Si regolino entrambe le tensioni di polarizzazione ancora per il massimo. Nel caso che la potenza di uscita fosse sensibilmente diversa da quella indicata nello schema elettrico, si dovrà agire sulla linea ad alta impedenza della polarizzazione d.c. del GATE, modificandone leggermente la posizione rispetto al piano di massa. Si è detto che la sua frequenza parallelo, in serie al MESFET, deve agire anche come filtro passa-basso o elimina banda, pertanto, ai fini di una massima potenza di uscita in triplicazione, è necessaria una sua critica regolazione.

Inserire il filtro passa-alto di uscita e rifare il massimo agendo su tutte le variabili indicate. Lo spettro sull'analizzatore dovrà a questo punto risultare molto simile a quello indi-

cato in Fig. 12 b) con una potenza di uscita di circa +2 dBm ed una banda passante del 2,5%.

Nel caso che non si usi lo stesso alimentatore per le due tensioni, allo spegnimento o alla inserzione del triplicatore è necessario adottare la sequenza che prevede la tensione negativa sempre inserita per prima e tolta per ultima.

AMPLIFICATORE FINALE

Deve permettere di raggiungere i livelli di potenza richiesti nelle specifiche iniziali. Essendo poi l'amplificatore accordato su una banda relativamente stretta, verrà anche realizzata una ulteriore azione filtrante, specie alle frequenze più alte. (Si confrontino le figure 12 b) e 19).

La struttura dell'amplificatore è ben nota ed utilizza la tecnica della linea coassiale in aria e del trasformatore mobile implementate anche nei triplicatori appena descritti. Di fatto il dispositivo usato è un prototipo in cui a suo tempo fu montato un NE137, un MESFET più frequentemente usato per ottenere basso rumore che alta potenza.

Il suo comportamento come amplificatore "di potenza" può comunque considerarsi ottimo: guadagna circa 12 dB con una corrente di DRAIN di poco superiore a quella di normale uso e lavora ancora a regime quasi lineare a livello di uscita di circa 14 dBm.

Una vista in pianta e una sezione longitudinale sono mostrati in Fig. 13 a) e b) mentre lo schema elettrico appare in Fig. 14.

Per quanto riguarda il calcolo delle reti di ingresso e di uscita si faccia riferimento alla Appendice 2 ed alla letteratura

citata in bibliografia.

Per assicurare la massima incondizionata stabilità per ogni livello di ingresso o di carico, tra il filtro e l'ingresso del MESFET è stato inserito un circolatore.

Taratura

Si collega la tensione negativa preregolata a circa -1 Volt e quella positiva a +4,5 Volt. Si nota la corrente assorbita e si fissa a circa 15 mA agendo sulla polarizzazione di GATE. Si applicano il generatore in ingresso ed un adatto analizzatore di spettro in uscita (in questo caso potrà essere usato anche un bolometro).

Operando a 10300 MHz con +2 dBm in ingresso dovranno ottenersi +14 dBm in uscita con la sola regolazione della posizione dei cilindretti accessibili attraverso le fessure del coperchio.

E' essenziale che allo spegnimento dell'amplificatore, se non si usa un alimentatore unico per entrambe le tensioni, si adotti la sequenza che prevede la tensione negativa sempre inserita per prima e tolta per ultima.

COMPONENTI ACCESSORI

FILTRI PASSA-ALTO IN GUIDA

L'uso di spezzoni di guida d'onda per attenuare le onde di lunghezza maggiore di quella critica λ_c è tanto semplice ed efficace quanto poco menzionato in letteratura.

Nella nostra applicazione in cui la frequenza del generatore da moltiplicare è relativamente bassa e l'ordine di multipli-

cazione elevato, è subito necessaria una drastica attenuazione della fondamentale. Sarebbe infatti impossibile, con mezzi semplici, selezionare la 8^a o la 10^a armonica, non volute, dalla 9^a che dista in frequenza da quelle solo del 10%. Questa azione filtrante è nel nostro caso egregiamente ottenuta dai due spezzoni mostrati in Fig. 15 a) e b).

La tecnica usata è quella di introdurre al centro del piano H della guida d'onda un lanciatore di modo TE_{10} lungo $\lambda/4$ e prelevare l'energia che si propaga dentro la guida con un sistema del tutto identico posto ad una distanza conveniente dal primo. Per evitare che parte dell'energia venga irradiata all'esterno, gli spezzoni saranno cortocircuitati alle estremità ad una distanza pari a $\lambda g/4$ dai lanciatori.

La distanza tra i lanciatori sarà scelta, oltre che in base a considerazioni pratiche come la distanza fisica necessaria tra le scatole, accertando che il corto lontano non realizzi una sezione di corto circuito proprio sul piano del lanciatore interessato. Per evitare questo possibile inconveniente è necessario fare in modo che ciascun lanciatore "veda" entrambi i corti a multipli dispari di $\lambda g/4$.

In pratica però, per ridurre le dimensioni fisiche, si è ricorsi, specie nella versione che opera a 3400 MHz, ad alcuni compromessi. Ad esempio la distanza tra i due lanciatori è stata fissata in $0,45 \lambda g$ mentre il corto in guida che ne adatta anche la impedenza, è stato posto a $0,18 \lambda g$. Fissate queste dimensioni è stato verificato sperimentalmente che la lunghezza ottima del lanciatore doveva essere $0,16 \lambda$.

In Fig. 15 a) sono indicate le dimensioni in termini di λg e le prestazioni. Si noti che è stata utilizzata guida standard WG 187 con una frequenza di taglio $\lambda c = 3152$ MHz ed una lunghez-

za d'onda in guida a 3400 MHz di 111,4 mm.

La risposta spuria a 5050 MHz è dovuta alle dimensioni di compromesso ma essa non inficia le prestazioni. Infatti la perdita di inserzione (I.L.) a 3400 MHz è di soli 0,05 dB con un R.L. di oltre 20 dB.

Per la versione che opera a 10300 MHz valgono le stesse considerazioni generali. La distanza tra i lanciatori in questo caso è stata fissata in $0,9 \lambda_g$ con i corti a $0,17 \lambda_g$ ed i lanciatori lunghi $0,17 \lambda$. La guida utilizzata non è standard ed ha una frequenza di taglio di 8330 MHz ed una λ_g di 45,1 mm alla frequenza di operazione.

In Fig. 15 b) sono mostrate le dimensioni e le prestazioni del filtro. L'attenuazione a 10300 MHz è prossima ai 0,2 dB con un R.L. superiore ai 20 dB.

DIVISORE DI POTENZA

All'uscita dell'amplificatore di potenza, il segnale disponibile a 10300 MHz deve essere diviso in parti uguali sia in fase che in ampiezza tra i due canali di ricezione.

Un divisore di potenza commerciale che si pensava di utilizzare mostrò una perdita di inserzione intollerabile di quasi 2 dB pertanto, specie in considerazione del fatto che la banda richiesta è modesta, si è deciso di costruire un divisore "ad hoc".

Un ottimo divisore con uscite tra loro isolate ed a bassissima perdita di inserzione può essere realizzato con un anello ibrido coassiale, usato con successo nei nostri mixer bilanciati fino a 24 GHz.

La configurazione pratica è mostrata in Fig. 16 in pianta ed in sezione trasversale. Si tratta di una linea coassiale

chiusa ad anello di impedenza caratteristica di 71 ohm lunga $6 \times \lambda/4$ alla frequenza di lavoro. Le quattro terminazioni contigue, A, B, C, D spaziate di $\lambda/4$, dovranno essere chiuse su carichi reali di 50 ohm. In queste condizioni un segnale che entri in B sarà disponibile, equifase ed equiampiezza, in A e C ma non potrà apparire in D. Infatti su tale porta convergeranno simultaneamente le correnti di ingresso che hanno percorso nei due versi possibili la distanza BD, più lunga da una parte esattamente di 180° elettrici, elidendosi.

Lo stesso vale, per simmetria, quando un segnale venga introdotto in C. Esso potrà chiudersi in B e D ma non in A. Sulla porta isolata si chiuderanno invece le correnti riflesse o incorrelate e che pertanto sarà necessario mantenere terminata su un carico di 50 ohm.

In Fig. 17 sono mostrate le curve di risposta del dispositivo. E' mostrato anche l'effetto di una vite di compensazione avvicinata alla porta D. La perdita di inserzione tra le porte B e A viene ridotta da 0,4 a 0,2 dB. Si ritiene che questa asimmetria abbia più un effetto "estetico" nell'osservatore che pratico nel circuito ed è certamente provocata da tolleranze di lavorazione e piccoli disadattamenti di impedenza associati alle giunzioni terminali.

Il dispositivo è utilizzabile da 9 ad oltre 11 GHz, ma il funzionamento ottimo è limitato ad una banda di circa 600 MHz.

Due cavetti semirigidi di identica lunghezza collegano le uscite A e C al pannello frontale su cui è montata la intera unità moltiplicatrice. Uno schizzo quotato usato per la realizzazione meccanica del divisore è mostrato in Fig. 18.

ALIMENTATORE

Sono previste quattro alimentazioni separate come indicato nello schema di Fig. 20, tutte a valle dello stesso gruppo trasformatore-raddrizzatore. Le correnti richieste sono molto modeste pertanto si è ritenuto sufficiente l'uso di integrati classici come il 723 + BD901 per le tensioni positive e gli operazionali 741 per le tensioni negative pre-regolate da un 7905. I potenziometri P1, P2, P3 e P4, ben accessibili all'interno della scatola, regolano rispettivamente:

- P1 - la tensione positiva del primo triplicatore e del DRAIN dell'amplificatore di potenza. Rimane bloccato a +4,5 Volt;
- P2 - la tensione di DRAIN del secondo triplicatore. Si pre-regola a +3,5 Volt ma potrà essere ritoccato in fase di messa a punto;
- P3 - la tensione negativa del finale di potenza. Si regolerà per farvi scorrere la corrente di esercizio;
- P4 - la tensione di GATE del secondo triplicatore. Dovrà essere ritoccato in fase di messa a punto.

La piastra "millefori" su cui è montato, sostenuta da adattatori distanziatori, è posta a fianco della sezione R.F. senza alcun tipo di schermatura interposta.

CONCLUSIONI

In Fig. 20 è mostrato lo spettro di uscita complessivo, normalizzato alla 9^a armonica. La 8^a risulta essere a -38 dB mentre la 3^a e la 10^a sono oltre i -50 dB. Tutte le altre sono sicuramente attenuate più di 60 dB.

La potenza disponibile ai due connettori coassiali di uscita è di +10,2 dBm.

La stabilità di fase ed il rumore associato, pur non essendo ancora noti quantitativamente, sono risultati sufficientemente buoni, a giudicare dalle bellissime frange di interferenza ottenute a 10,7 GHz nell'esperimento VLBI con Bonn nel dicembre 1984.

BIBLIOGRAFIA

- 1) "Performance of a dual gate Ga-As MESFET as a frequency multiplier at Ku band"
P.T. Chen, C.T. Li, P.H. Wang
IEEE, MTT-27, n. 5, May 1979.
- 2) "Performance and design of microwave FET harmonic generators"
N. Gupta, R.W. Laton, T.T. Lee
IEEE, MTT-29, n. 3, March 1981
- 3) "Low noise 10,7 GHz cooled GaAs FET amplifier"
G. Tomassetti, S. Weinreb, K. Wellington
ELECTRONIC LETTERS, n. 25/26, Vol. 17, Dec. 1981
- 4) "Circuit design and FM noise characteristics of 20/30 GHz GaAs MESFET multiplier chains"
T. Shima, T. Takano, T. Katoh, H. Suguwara, H. Komizo
PROC. 13TH EuMC, Nürnberg 1983
- 5) "A high power GaAs FET frequency multiplier for microwave radio application at C-Band"
T. Chow, P.T. Chen, C.C. Hsieh
PROC. 12TH EuMC, Helsinki 1982
- 6) "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, n. 3, Vol. LI, 1982
- 7) "Single gate MESFET frequency doublers"
A. Gopinath, J.B. Rankin
IEEE, MTT-30, n. 6, June 1982

A P P E N D I C E 1

CALCOLO DELLE RETI DI INGRESSO UHF DEI TRIPLICATORI

Come dato di ingresso, ancorchè molto approssimativo, si considera il parametro interpolato S_{11} fornito dal costruttore che per i MESFET della serie NE244 a 1200 MHz e una I_D di 20 mA vale:

$$S_{11} = 0,96 \quad \underline{\underline{-25^\circ}}$$

La rete in progetto, visti i dati approssimativi di partenza, dovrà prevedere l'uso di reattanze capacitive come variabili parallelo facilmente implementabili e Q molto bassi per ragioni di banda passante che dovrà essere la più ampia possibile.

Si posiziona S_{11} sulla carta di Smith come in Fig. Al e, seguendo la curva tratteggiata ($R = \text{costante}$) si raggiunge il punto M con una reattanza induttiva che vale:

$$X_{L2} = X_{IN} - X_M$$

$$X_{L2} = (4,5 + 0,35) \times 50 = 242,5 \text{ ohm per cui:}$$

$$L2 = X_{L2} / \omega$$

$$L2 = 242,5 \times 10^{-6} / 2\pi \times 1200 = 32 \times 10^{-9} \text{ H} = \underline{\underline{32 \text{ nH}}}.$$

Questa induttanza risuona in parallelo attorno ai 3500 MHz (vedi testo) con una capacità di:

$$Cp = 1/L2 \omega^2$$

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

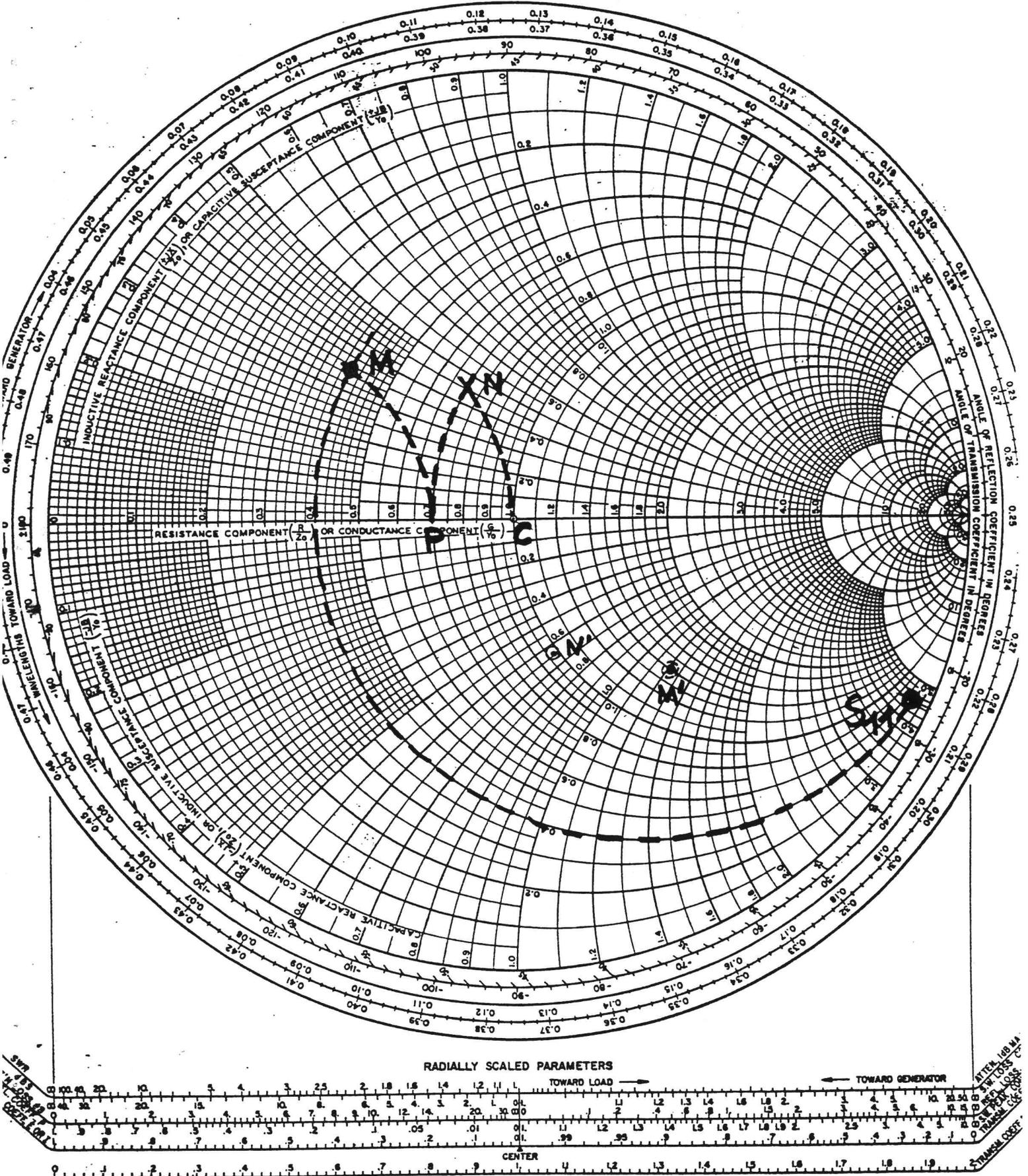


FIG. A1

$$C_p = 1/32 \times 10^{-9} \times 4 \times \pi^2 \times 3500^2 \times 10^{12} = \underline{0,06 \text{ pF}}$$

Per tornare sull'asse reale è necessaria una suscettanza capacitiva:

$$B_{C2} = B_M - B_P$$

$$B_{C2} = 1,2 - 0 = 1,2 \text{ mho per cui } X_{C2} = 50/1,2 = 42 \text{ ohm.}$$

$$\text{Allora } C2 = 1/X_{C2} \omega = 1/42 \times 2 \times \pi \times 1200 \times 10^6 = \underline{3,2 \text{ pF}}$$

Dal punto P si passa ad N con una reattanza serie che vale:

$$X_{L1} = X_N - X_P$$

$$X_{L1} = (0,45 - 0) \times 50 = 22,5 \text{ ohm per cui:}$$

$$L_1 = X_{L1}/\omega = 22,5/2 \times \pi \times 1200 \times 10^6 = \underline{3 \text{ nH}}$$

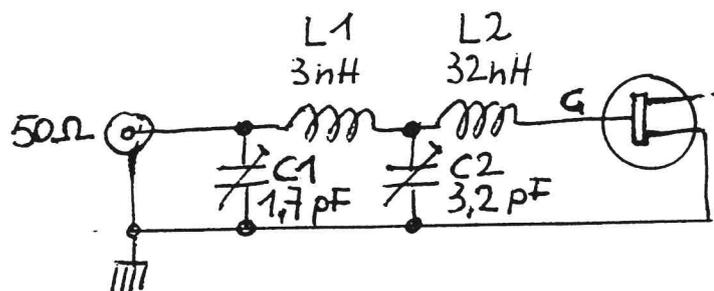
Infine per raggiungere l'impedenza di normalizzazione di 50 ohm coincidente con il centro della carta sarà ancora necessaria una suscettanza capacitiva di valore:

$$B_{C1} = B_N - B_C$$

$$B_{C1} = 0,65 \text{ per cui } X_{C1} = 50/0,65 = 77 \text{ ohm. Allora:}$$

$$C1 = 1/77 \times 2 \times \pi \times 1200 \times 10^6 = \underline{1,7 \text{ pF}}$$

La rete calcolata avrà dunque la seguente configurazione:



In pratica C1 e C2 saranno dei compensatori parallelo regolabili con cacciavite. Le bobinette L1 ed L2 saranno realizzate con filo smaltato di 0,22 mm su un supporto estraibile di 1 mm di diametro. Il Q della rete, avendo scelto M ed N molto prossimi all'asse reale, è quello fissato da S_{11} e cioè:

$$Q = X_{IN} / R_{IN}$$

$$Q = 4,5 / 0,4 = \underline{11,5}$$

Pertanto la banda di ingresso non potrà essere più larga di:

$$Bw = F_0 / Q$$

$$Bw = 1200 / 11,5 = \underline{104 \text{ MHz}}$$

A P P E N D I C E 2CALCOLO DELLE RETI DI USCITA DEI TRIPLICATORI ATTORNO AI 3,5 GHz

Anche in questa circostanza si assumono come dati di partenza i parametri S forniti dal costruttore debitamente interpolati per la frequenza di lavoro e per la corrente di esercizio di circa 20 mA. In particolare si considera il MESFET perfettamente isolato ($S_{12} = 0$) per cui solo S_{22} verrà presa in conto.

Per i due tipi che si prevede di usare si hanno i seguenti valori:

$$\text{NE720} \quad S_{22} = 0,54 \angle -66^\circ$$

$$\text{NE244} \quad S_{22} = 0,78 \angle -40^\circ$$

Posizionati questi due valori sulla carta di Smith come in Fig. A2 si constata che con una rotazione rispettivamente di $0,158\lambda$ e $0,194\lambda$ verso il generatore, ottenibili con una linea di trasmissione di impedenza caratteristica uguale a quella di normalizzazione di 50 ohm, si interseca l'asse reale nei punti P ed M. Da questi ultimi al centro C si giunge con un trasformatore lungo $\lambda/4$ di impedenza caratteristica:

$$Z_t = (Z_{P,M} \times Z_0)^{1/2}$$

Il calcolo della entità della rotazione sul piano complesso, conoscendo λ , è banale; infatti $\lambda = 300/3,5 = 85,7$ mm per cui

$$l_P = 85,7 \times 0,158 = \underline{13,5 \text{ mm}}$$

$$l_M = 85,7 \times 0,194 = \underline{16,6 \text{ mm}}$$

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

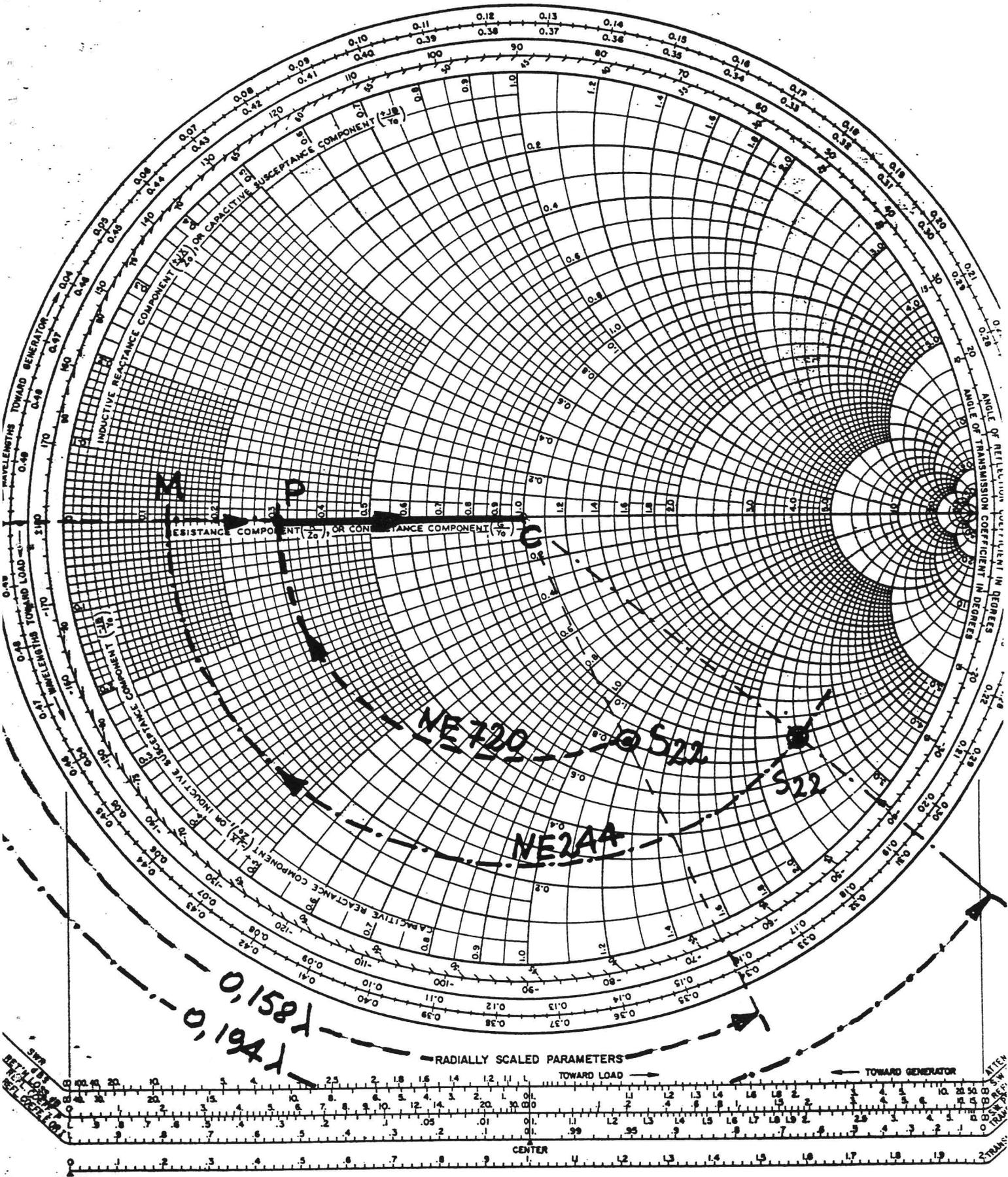


FIG. A2

Le impedenze caratteristiche dei trasformatori saranno invece:

$$Z_1 = (0,3 \times 50 \times 50)^{1/2} = \underline{27,4 \text{ ohm}}$$

$$Z_2 = (0,13 \times 50 \times 50)^{1/2} = \underline{18,0 \text{ ohm}}$$

La lunghezza dei trasformatori sarà:

$$l = \lambda/4 = 85,7 \times 0,25 = \underline{21,5 \text{ mm}}$$

Il diametro dei trasformatori si calcola ricavando d dalla nota relazione:

$$Z_0 = 138 \log 1,08 L/d$$

dove con il fattore 1,08 si pesa la sezione anomala quadrato-
tondo del coassiale ed L indica il lato esterno dello stesso,
fissato per ragioni di comodità meccanica in 4,3 mm.

Dalla relazione precedente si ricava dunque:

$$d = \text{antilog } \log (1,08 \times 4,3 - Z_1, Z_2 / 138)$$

In pratica si ha:

$$d_1 = \text{antilog } (\log 4,64 - 27,4 / 138) = \underline{2,9 \text{ mm}}$$

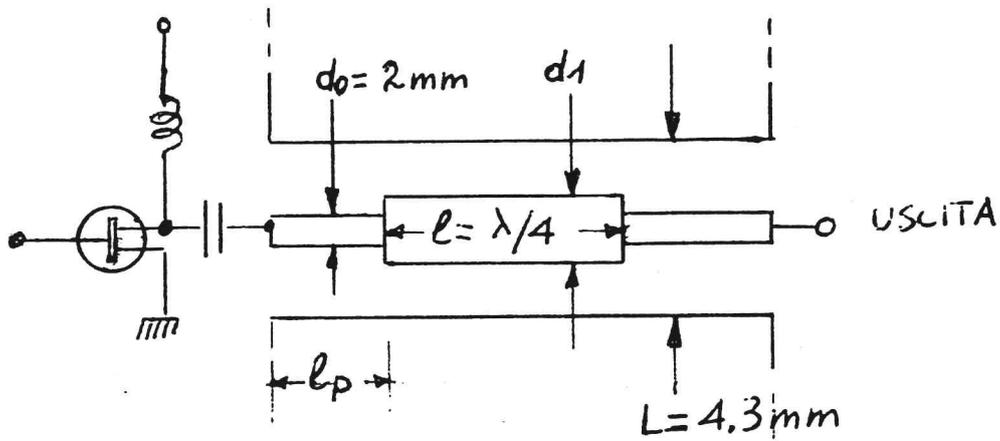
$$d_2 = \text{antilog } (\log 4,64 - 18 / 138) = \underline{3,4 \text{ mm}}$$

Il diametro della linea principale a 50 ohm, applicando la medesima relazione, risulta essere:

$$d_0 = \text{antilog } (\log 4,64 - 50 / 138) = \underline{2,0 \text{ mm}}$$

che è un diametro reperibile sul mercato.

La struttura complessiva, mostrata anche nelle figure che seguono, può essere schizzata come segue:



E' inteso che le dimensioni calcolate vadano considerate come punto di partenza a cui deve far seguito una inevitabile ottimizzazione sperimentale.

Il metodo grafico con impiego della carta di Smith è sufficientemente accurato ed ha permesso di calcolare velocemente tutti i circuiti a linea e trasformatore discussi nel testo.

A P P E N D I C E 3

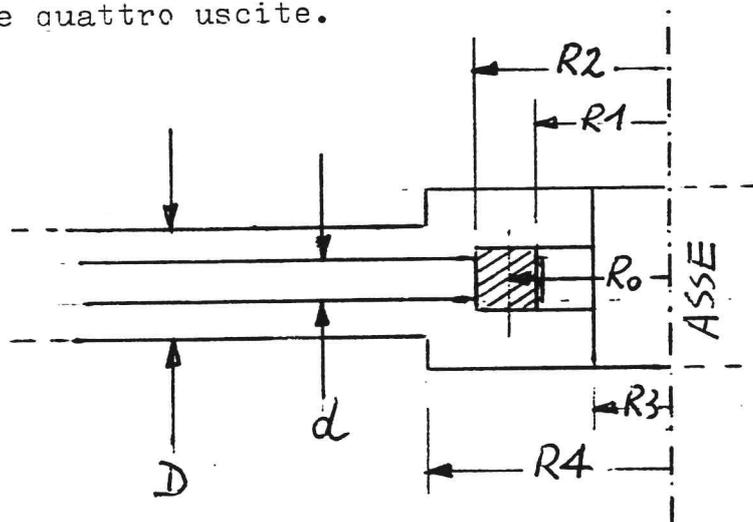
CALCOLO DELLE DIMENSIONI DELL'ANELLO IBRIDO A 10,3 GHz

Si tratta di dimensionare una struttura coassiale ben definita come mostrato nelle figure 16 e 18.

L'impedenza caratteristica dell'anello con quattro terminazioni di 50 ohm dovrà essere:

$$Z_A = 50 \times 2^{1/2} = \underline{70,7 \text{ ohm}}$$

La sezione preferita è quella quadro-quadro più facilmente realizzabile dal punto di vista meccanico ed è schizzata qui di seguito in un punto in cui l'anello si unisce ad una delle quattro uscite.



Ancora per ragioni meccaniche si pone $R2 - R1 = 2 \text{ mm}$ mentre per il calcolo del lato L si farà ricorso alle relazioni o ai grafici di Fig. A3.

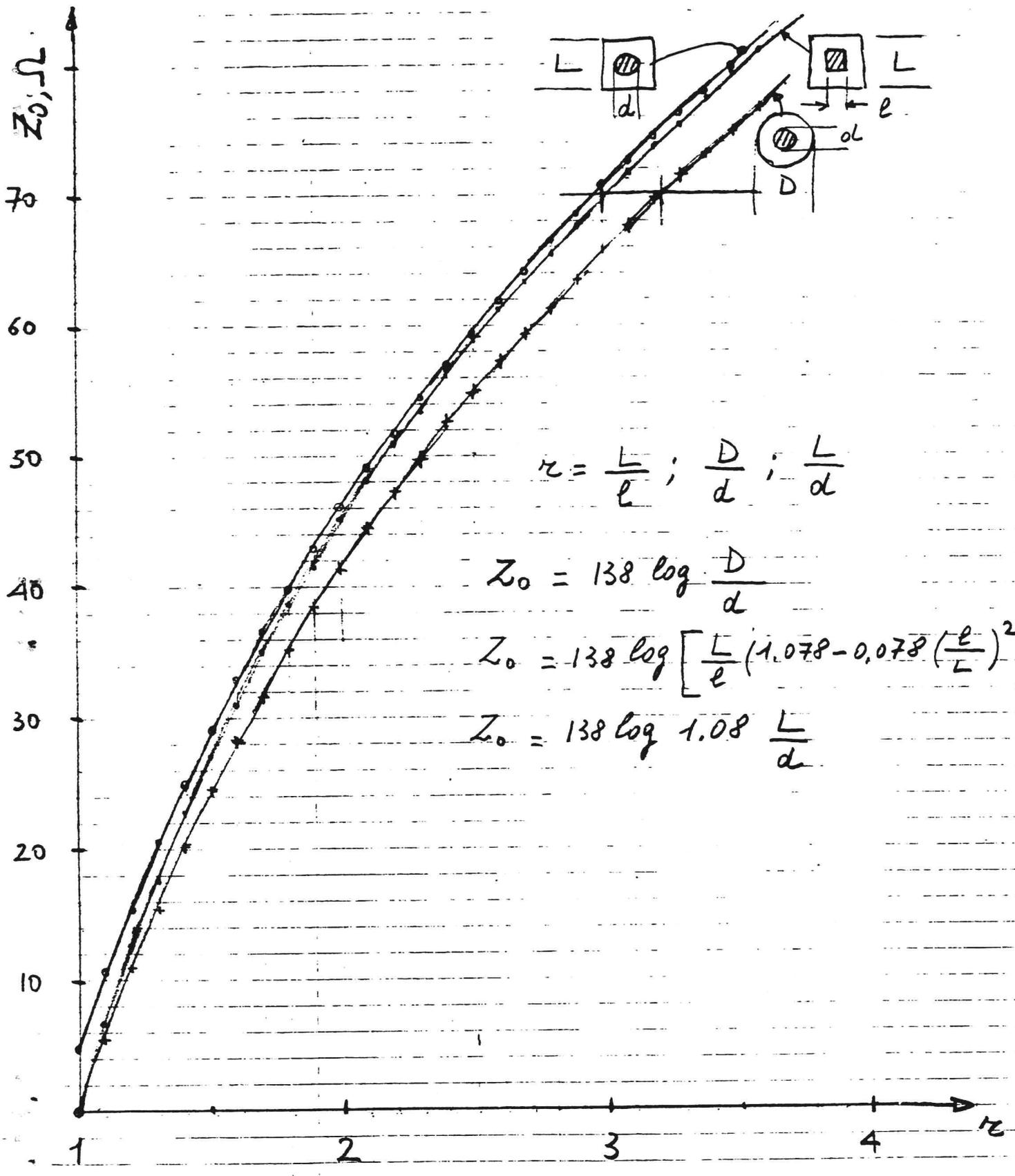


FIG. A3

Nel nostro caso per 71 ohm di impedenza caratteristica si constata che $r = 3,1$ per cui:

$$R4 - R3 = L = 3,1 \times 2 = \underline{6,2 \text{ mm}}$$

Il raggio R_0 si calcola così:

$$\lambda = 300 / 10,3 = 29,1 \text{ mm}$$

$$2\pi R_0 = 6 \times \lambda/4 = 43,69 \text{ mm}$$

per cui $R_0 = 43,69 / 2\pi = \underline{6,9 \text{ mm}}$

Gli altri raggi sono così subito noti:

$$R1 = 6,9 - 1,0 = \underline{5,9 \text{ mm}}$$

$$R2 = 6,9 + 1,0 = \underline{7,9 \text{ mm}}$$

$$R3 = 6,9 - 3,1 = \underline{3,8 \text{ mm}}$$

$$R4 = 6,9 + 3,1 = \underline{10,0 \text{ mm}}$$

Per le quattro linee coassiali di accesso all'anello che hanno sezione circolare si fissa il diametro del conduttore centrale in 1,3 mm pari cioè a quello del connettore SMA a cui dovrà essere saldato, per cui il diametro esterno diventerà:

$$D = \text{antilog} (\log d + Z_0/138)$$

$$D = \text{antilog} (\log 1,3 + 50/138) = \underline{3 \text{ mm}}$$

A P P E N D I C E 4CALCOLO DELLA ATTENUAZIONE DI UNA GUIDA D'ONDA RETTANGOLARE CHE OPERI AL DI SOTTO DELLA FRECUENZA DI TAGLIO

Una guida d'onda che operi al di sotto della frequenza critica si comporta come una reattanza pura e la attenuazione prevista teoricamente, qualsiasi sia il modo di operazione è calcolabile con la relazione

$$a = 8,69 \sqrt{\left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2 - \epsilon \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2} \quad \text{dB/lunghezza un.}$$

dove λ_c e λ hanno gli ovvi significati ed ϵ è la costante dielettrica del mezzo che nel nostro caso vale 1.

Per i due filtri passa-alto in guida descritti nel testo si hanno queste specifiche e relative attenuazioni:

caso di Fig. 15 a) (3,6 GHz)

$$\lambda_c = 95,2 \text{ mm}$$

Alla frequenza fondamentale che deve essere reiettata, $\lambda = 250 \text{ mm}$.
Applicando la relazione precedente si ha :

$$a = 0,53 \text{ dB / mm}$$

Alla sua seconda armonica λ vale 125 mm per cui

$$a = 0,37 \text{ dB / mm.}$$

Caso di Fig. 15 b) (10,3 GHz)

$$\lambda_c = 36 \text{ mm}$$

Alla frequenza fondamentale che deve essere reiettata $\lambda = 95,2$ mm
per cui :

$$a = 1,4 \text{ dB / mm}$$

Alla sua seconda armonica λ vale 47,6 mm per cui :

$$a = 0,99 \text{ dB / mm.}$$

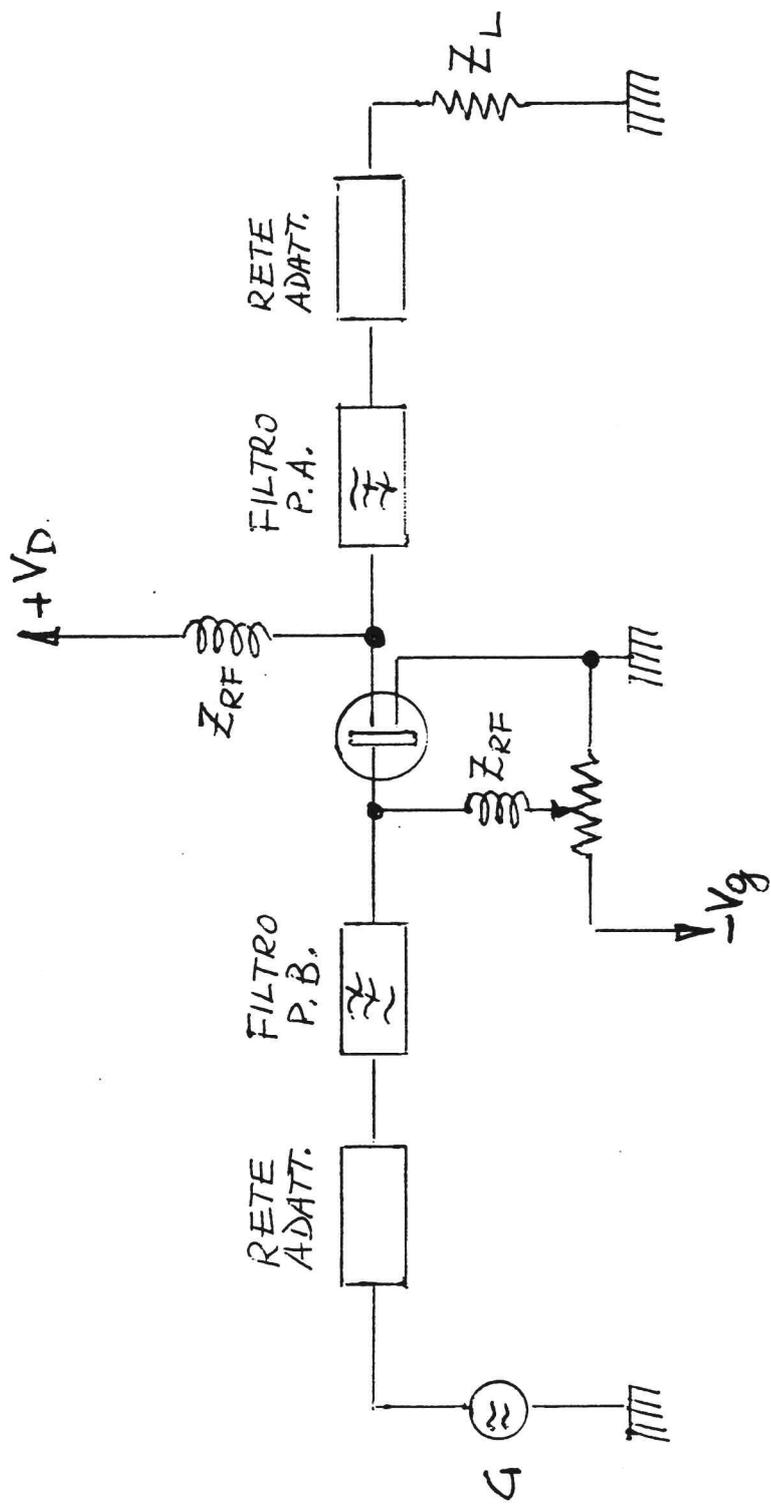


FIG. 1

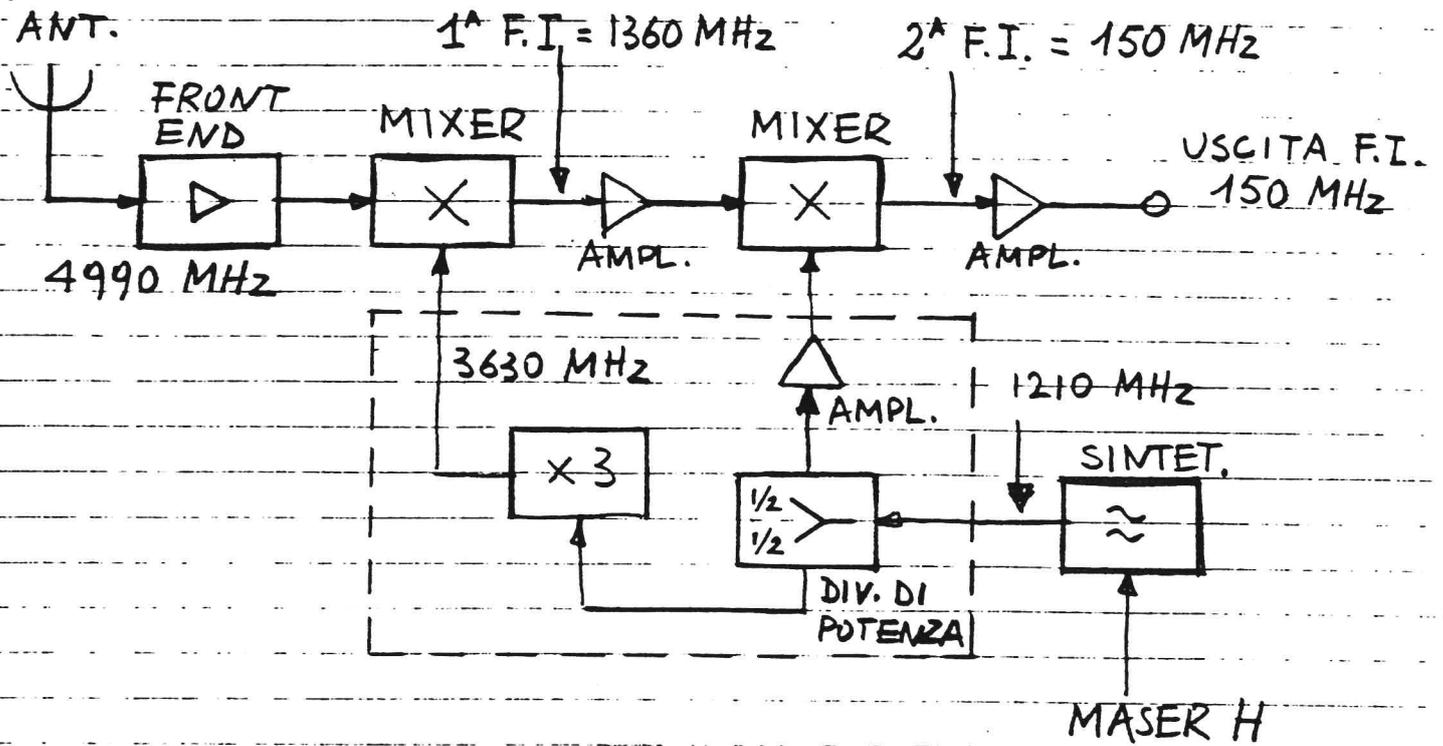


FIG. 2

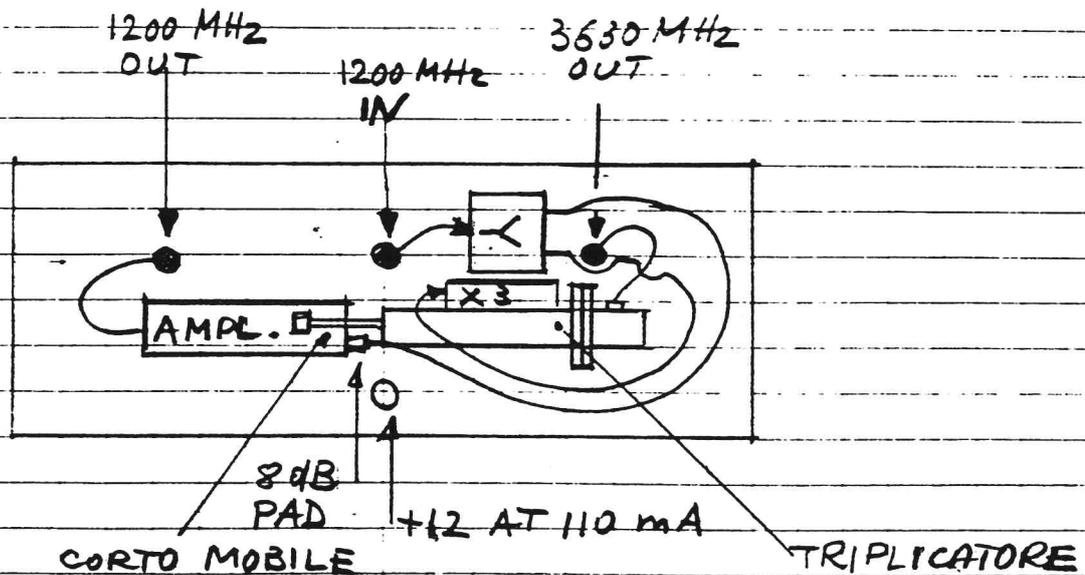


FIG. 3

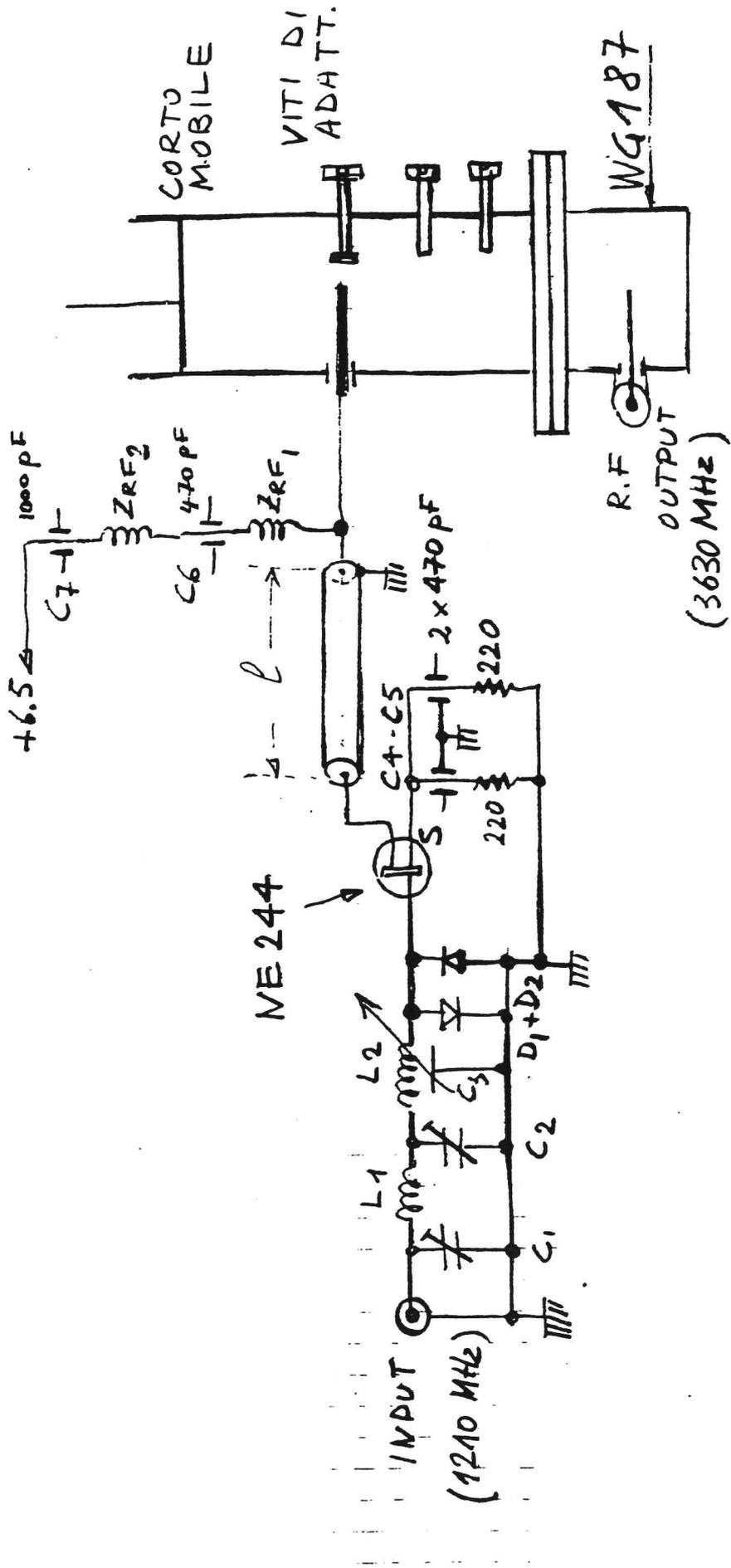


FIG. 4

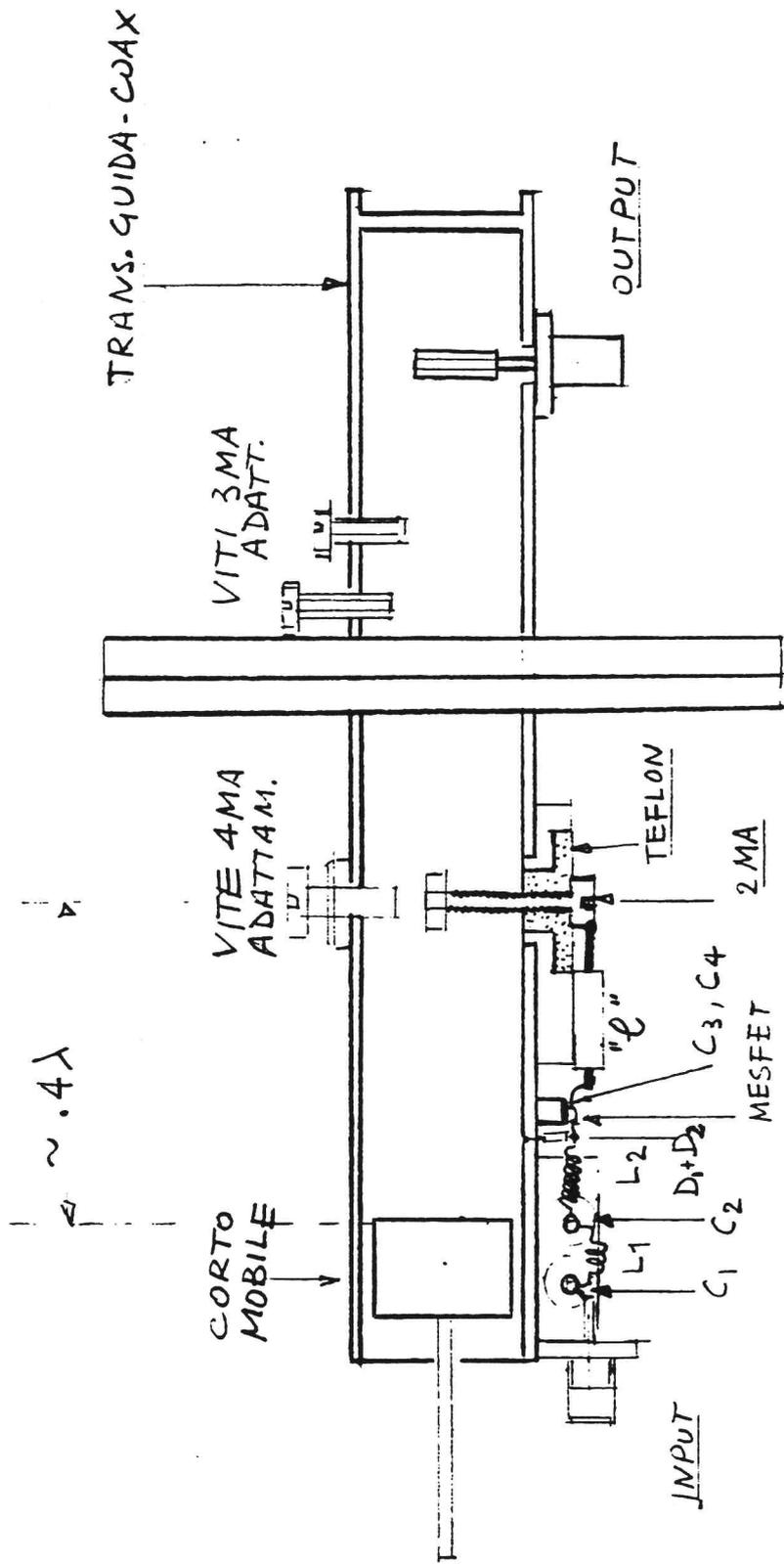


FIG. 5

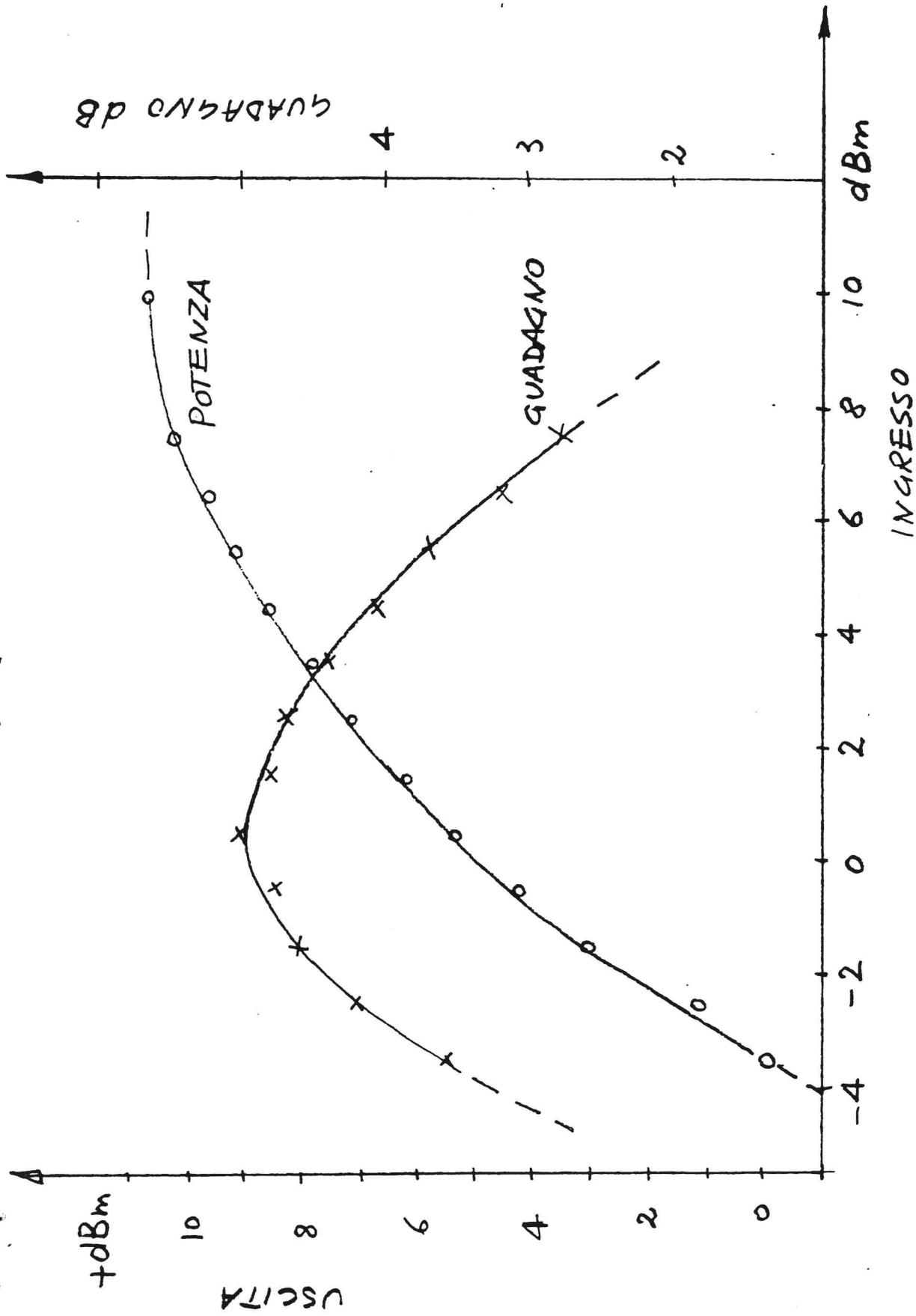


FIG. 6

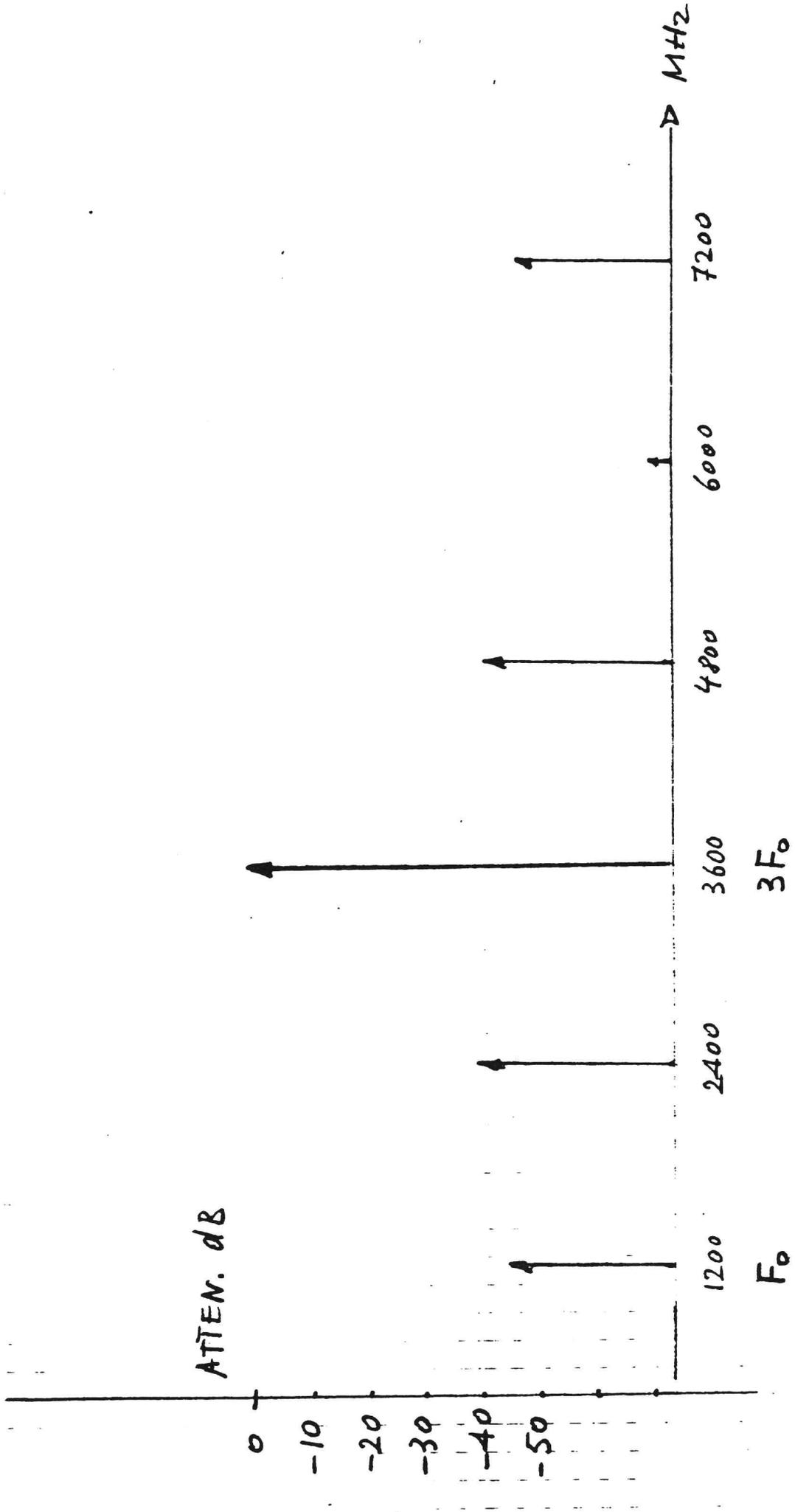
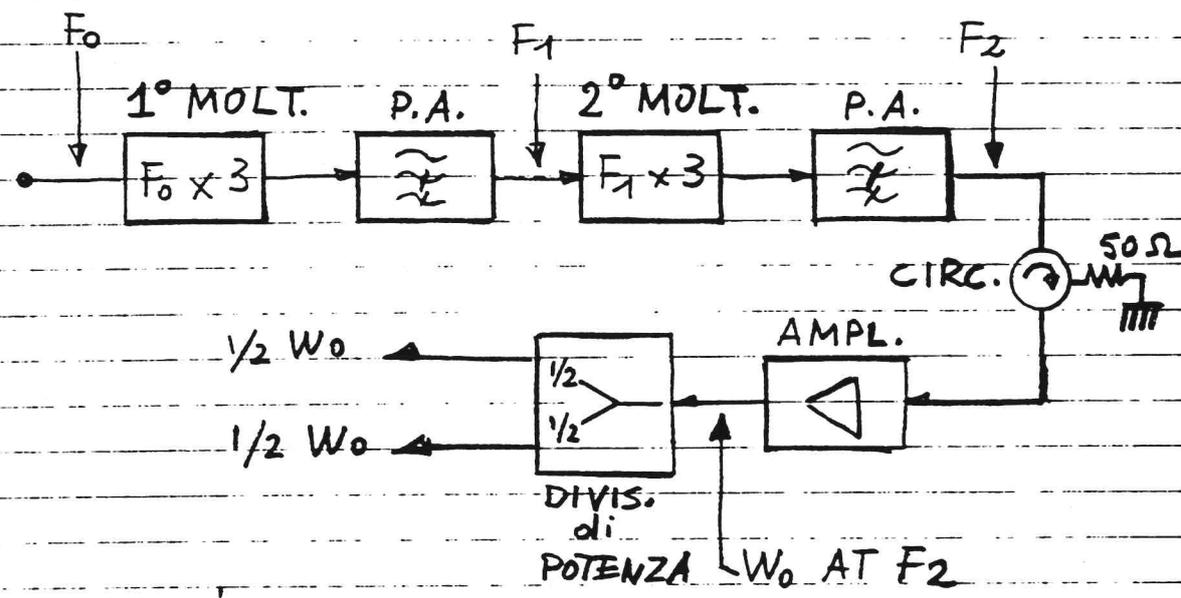


FIG. 7



$F_0 = 1145 \text{ MHz AT } +12 \text{ dBm}$
 $F_1 = 3435 \text{ MHz}$
 $F_2 = 10305 \text{ MHz}$
 $W_0 = +14 \text{ dBm AT } 10305 \text{ MHz}$

FIG. 8

1° TRIPLICATORE

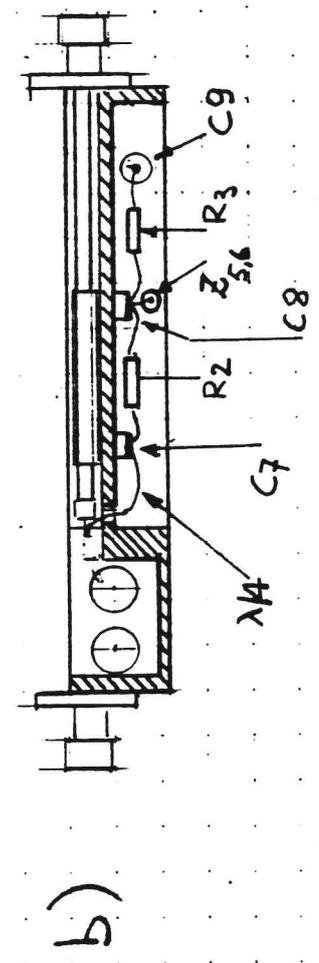
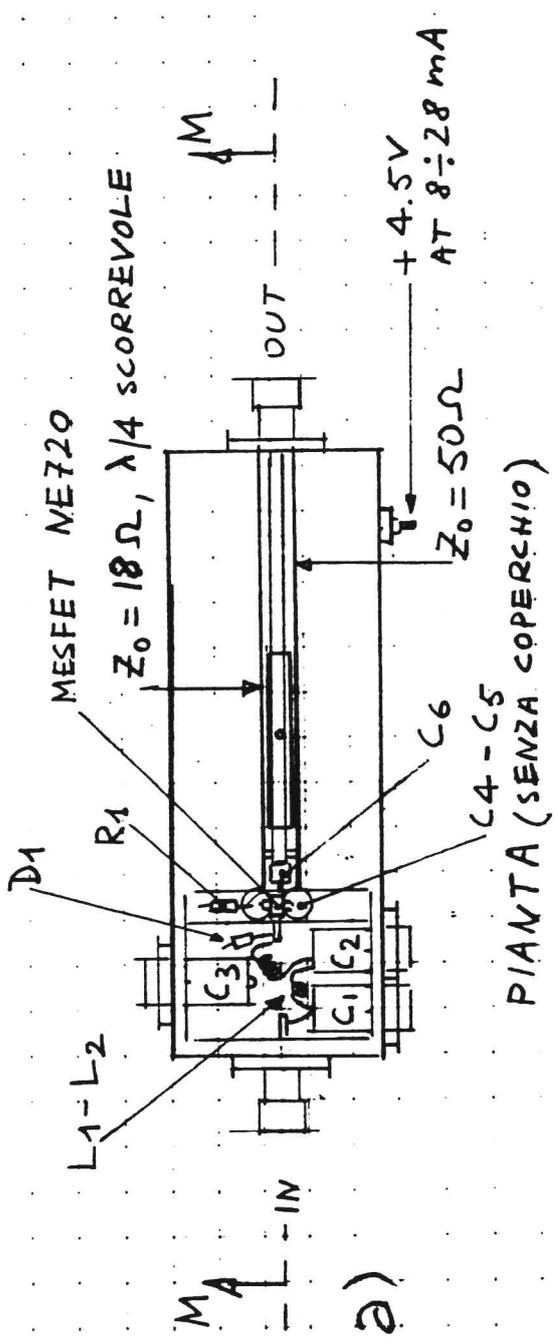
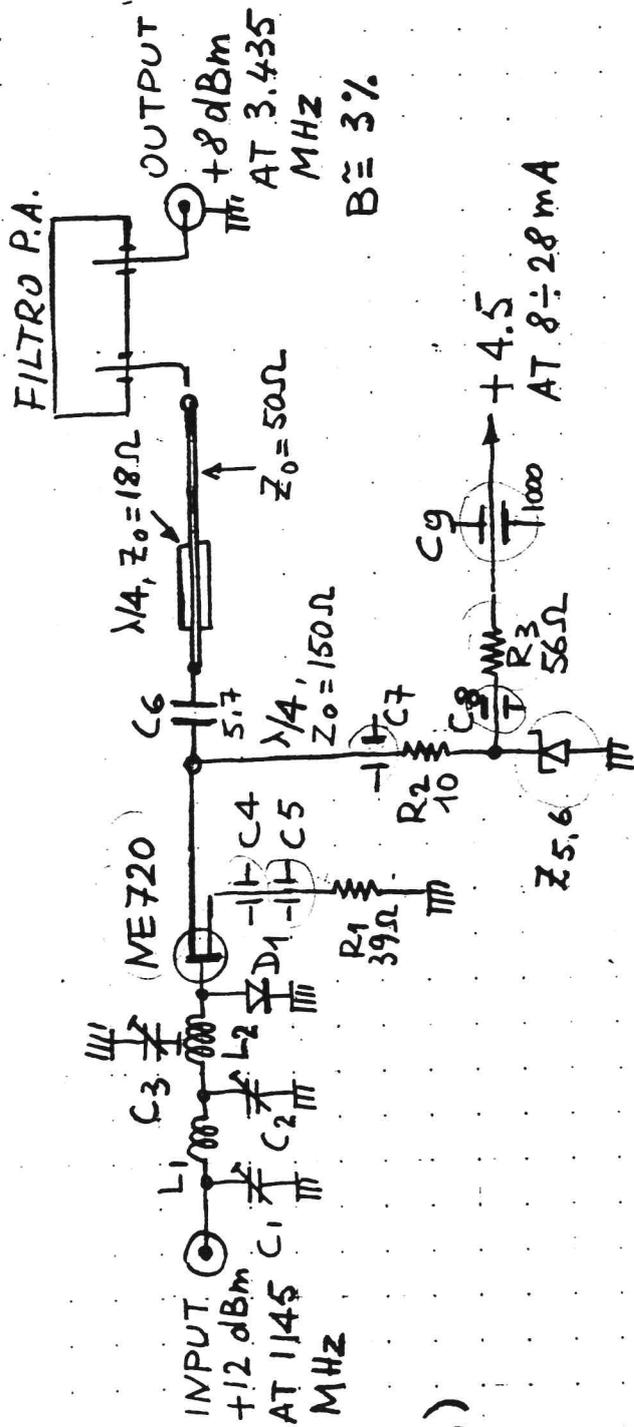
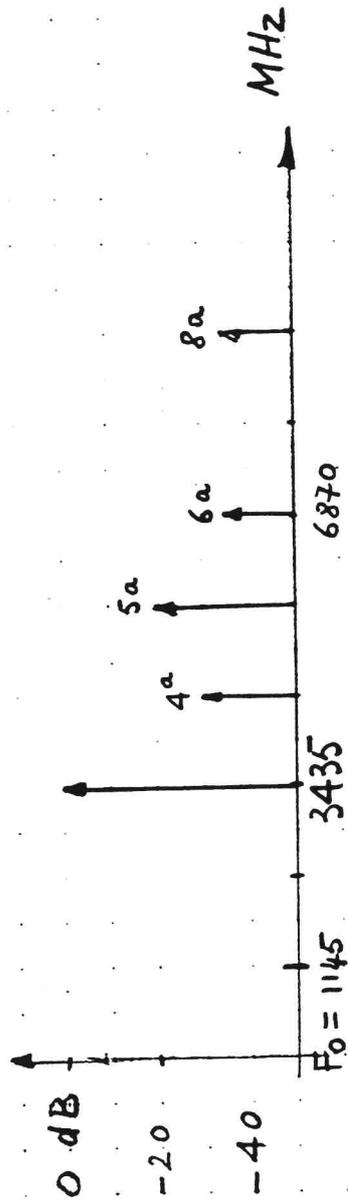


FIG. 9



a)



b)

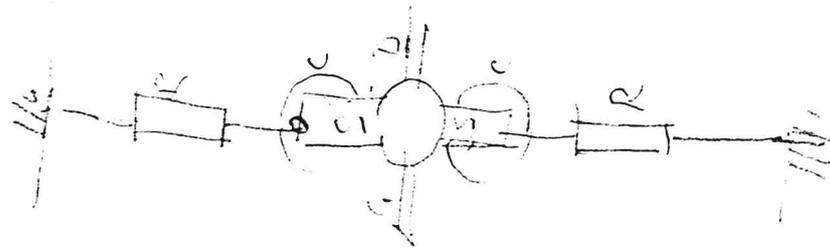
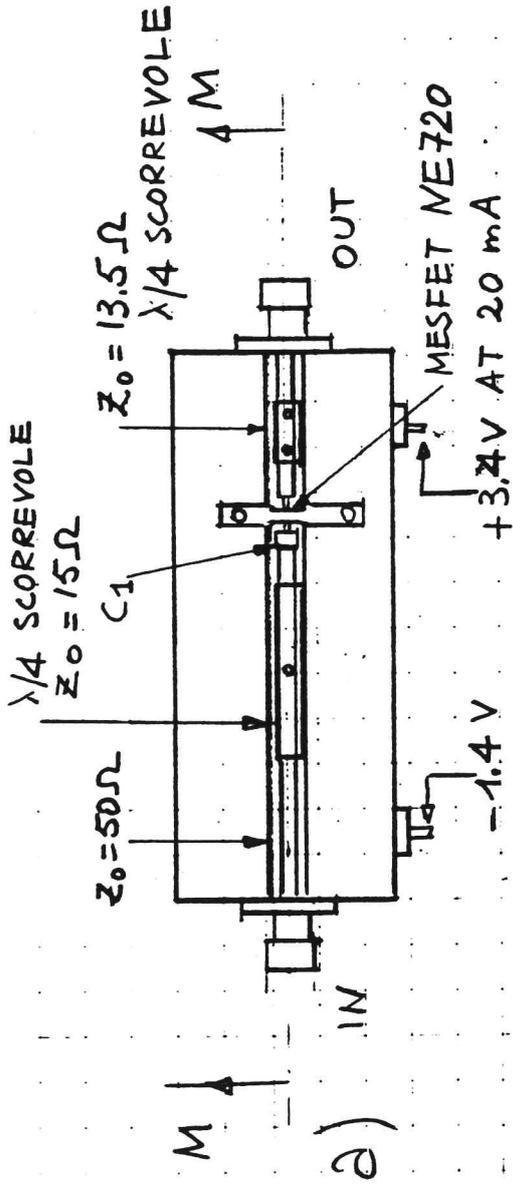


FIG. 10

2° TRIPPLICATORE



PIANTA (SENZA COPERCHIO)

COPERCHIO

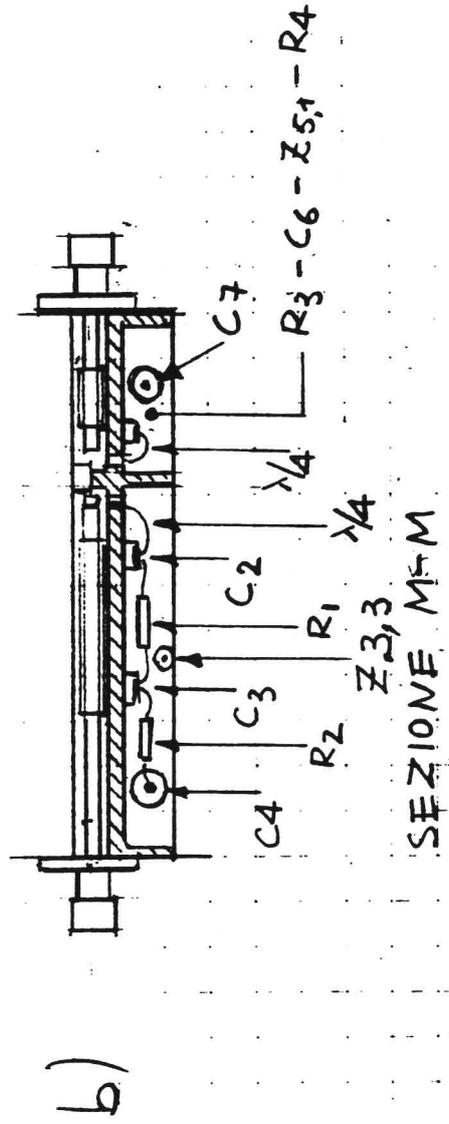


FIG. 11

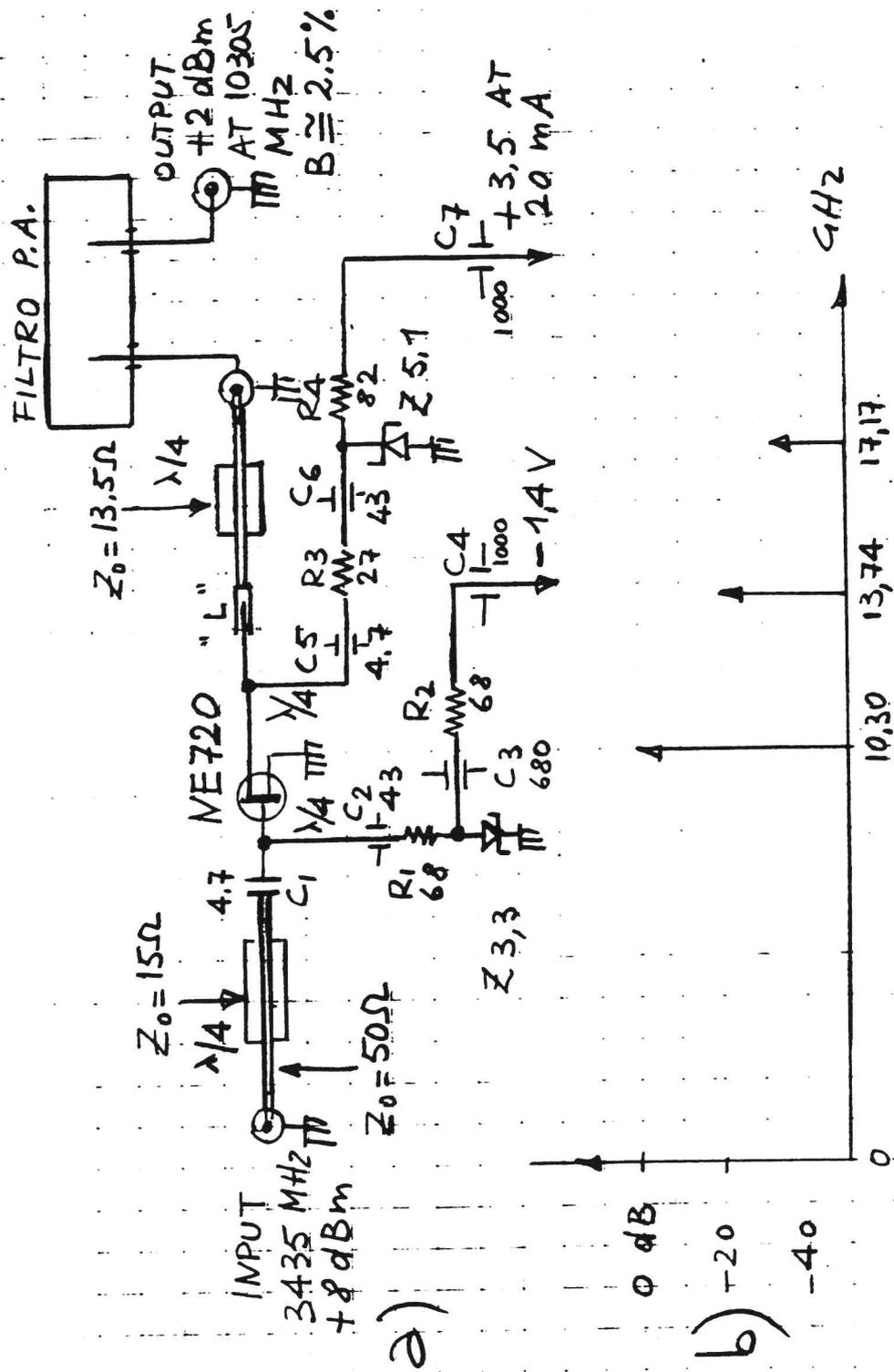


FIG. 12

AMPLIFICATORE
FINALE

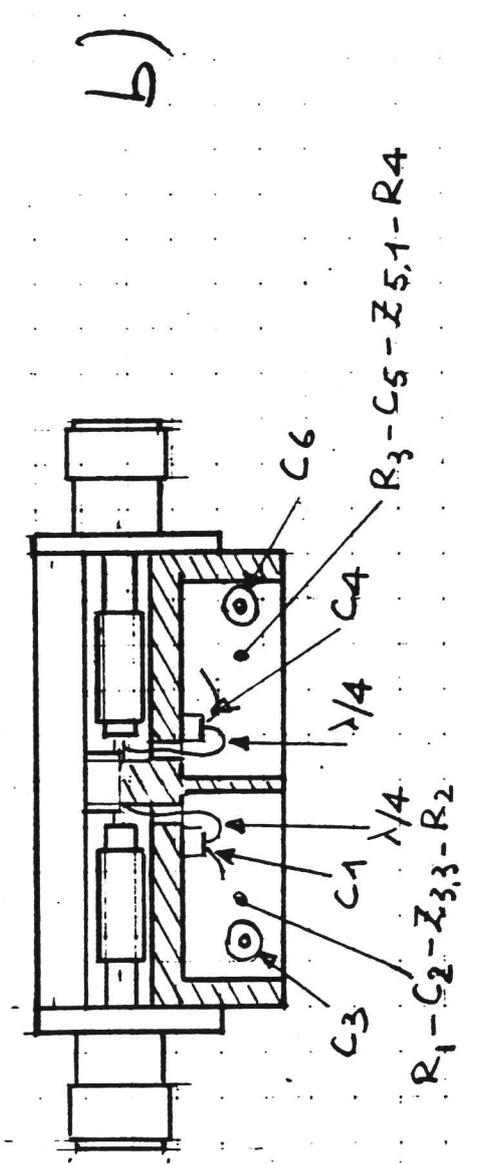
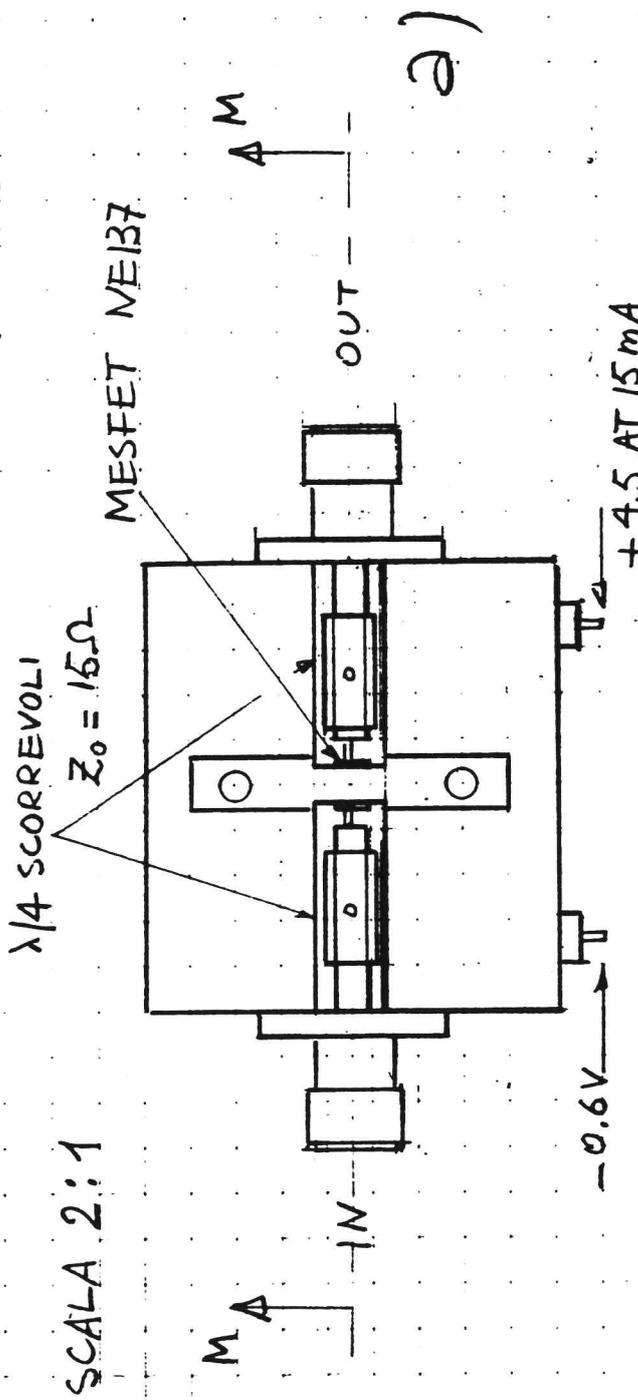
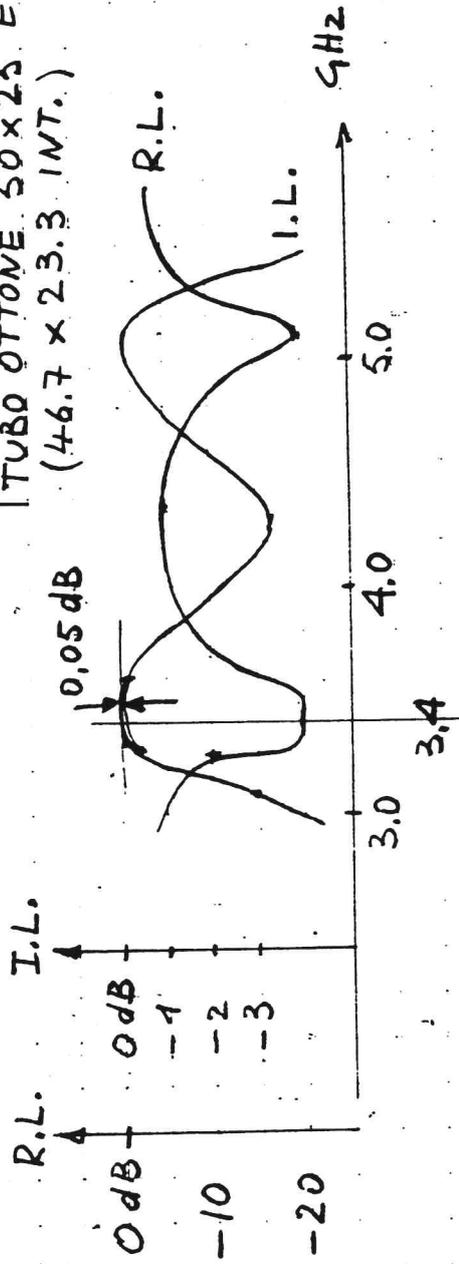
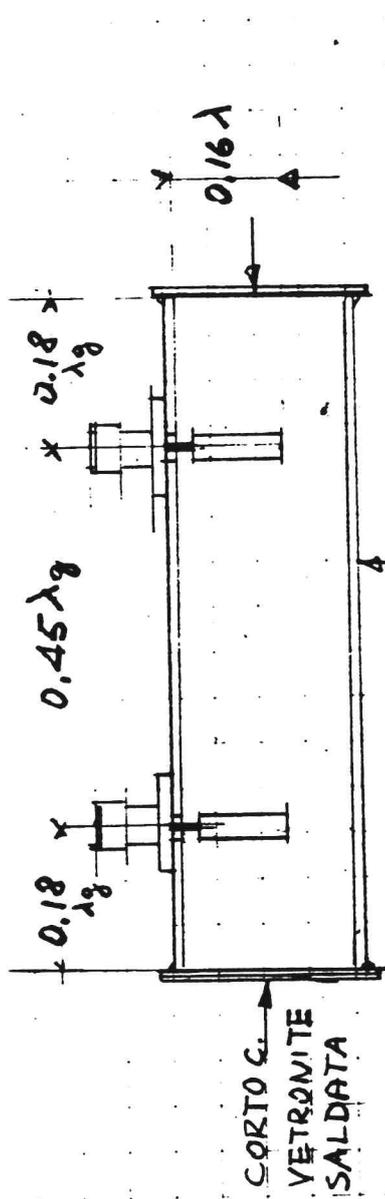


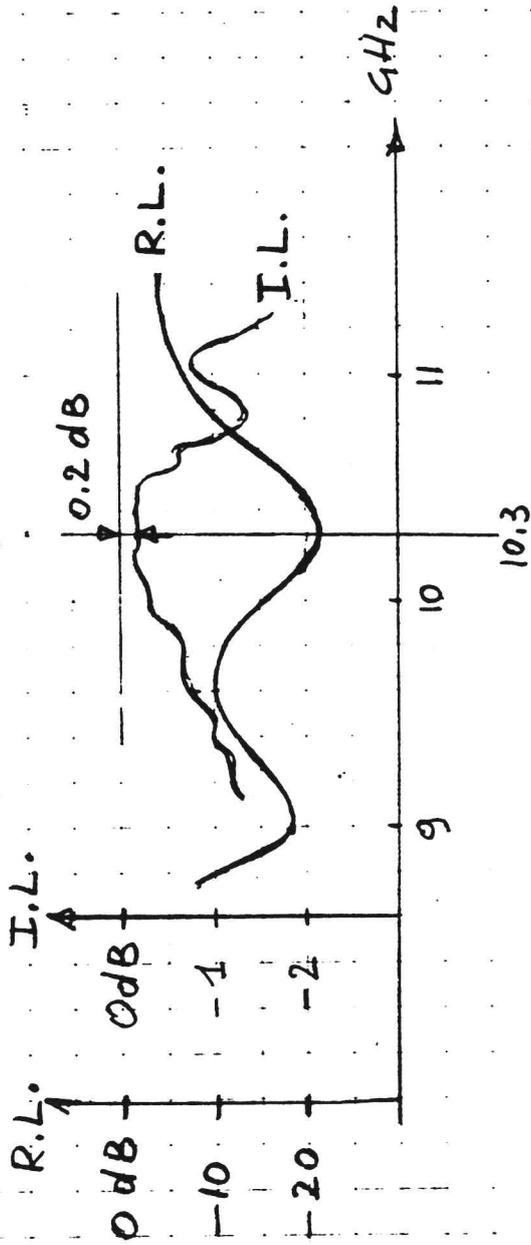
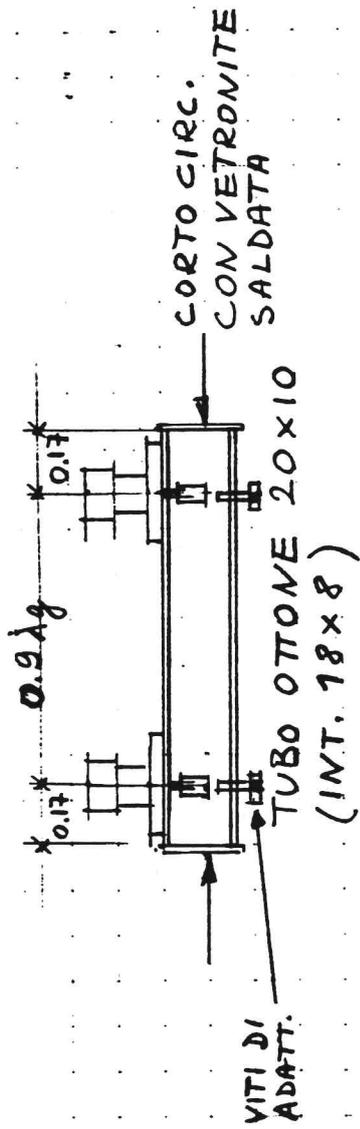
FIG.13

FILTRI PASSA ALTO IN GUIDA



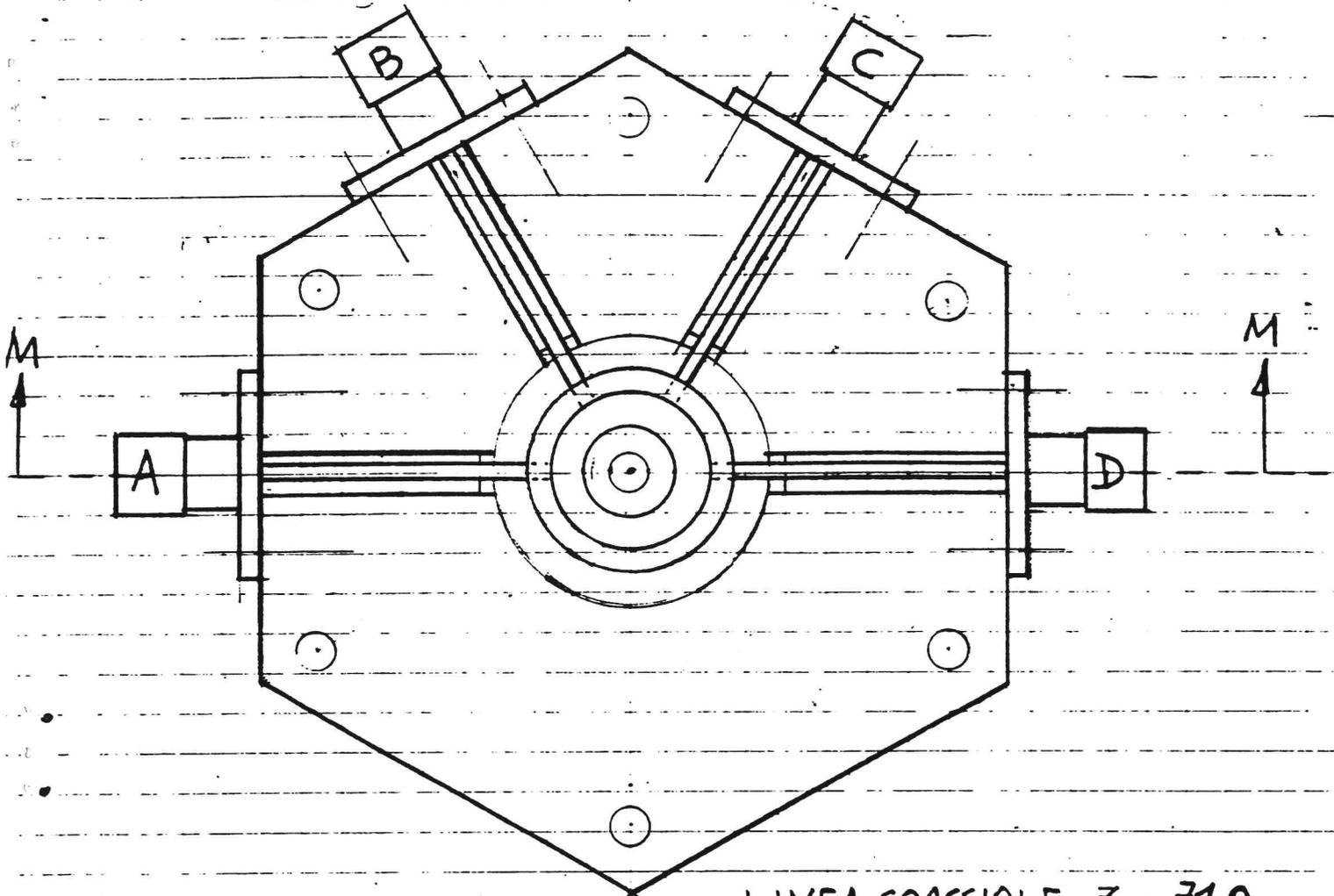
$\lambda_c = 2a = 93.4 \text{ mm}$ $f_c = 3152 \text{ MHz}$
 $\lambda_g = 111.4 \text{ mm}$ at 3400 MHz

FIG. 15 a)



$\lambda_c = 2a = 36 \text{ mm}$ $f_c = 8330 \text{ MHz}$
 $\lambda_g = 45.1 \text{ mm}$ at 10300 MHz

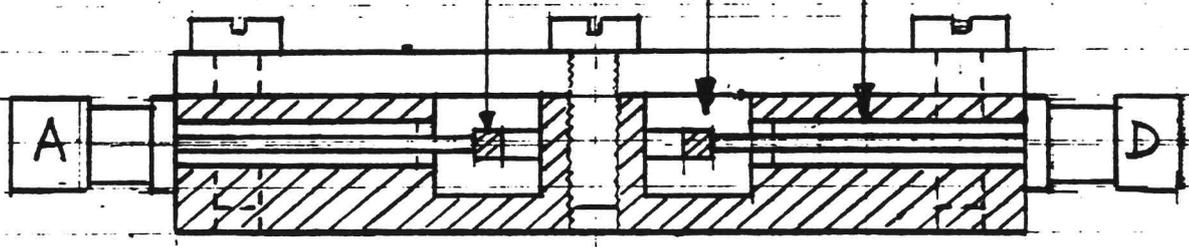
FIG. 15 b)



LINEA COASSIALE $Z_0 = 71 \Omega$

LINEA COASSIALE $Z_0 = 50 \Omega$

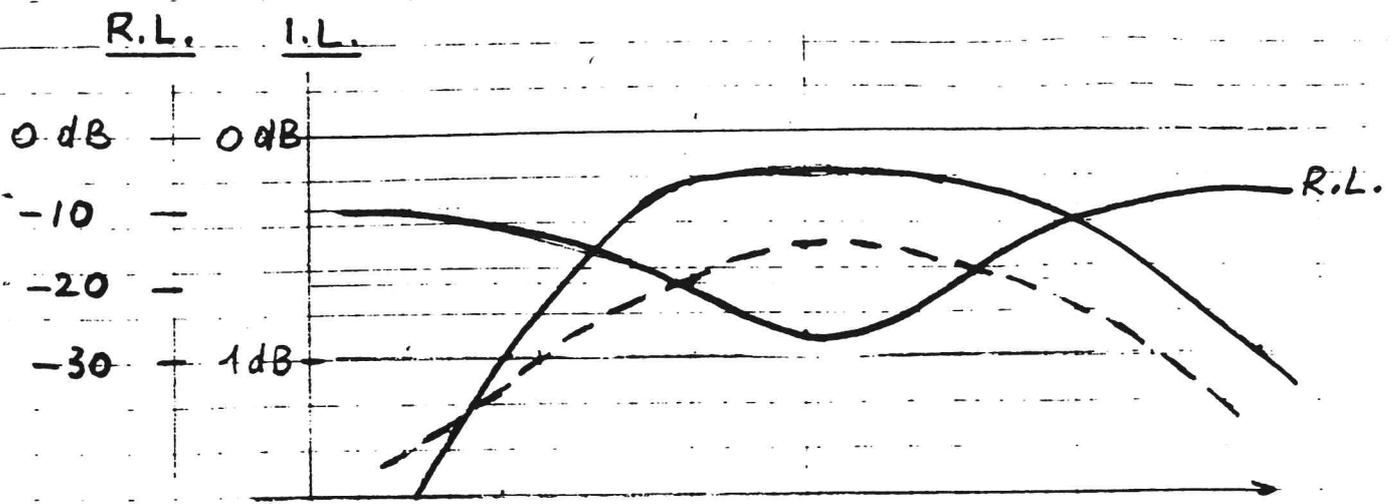
ANELLO



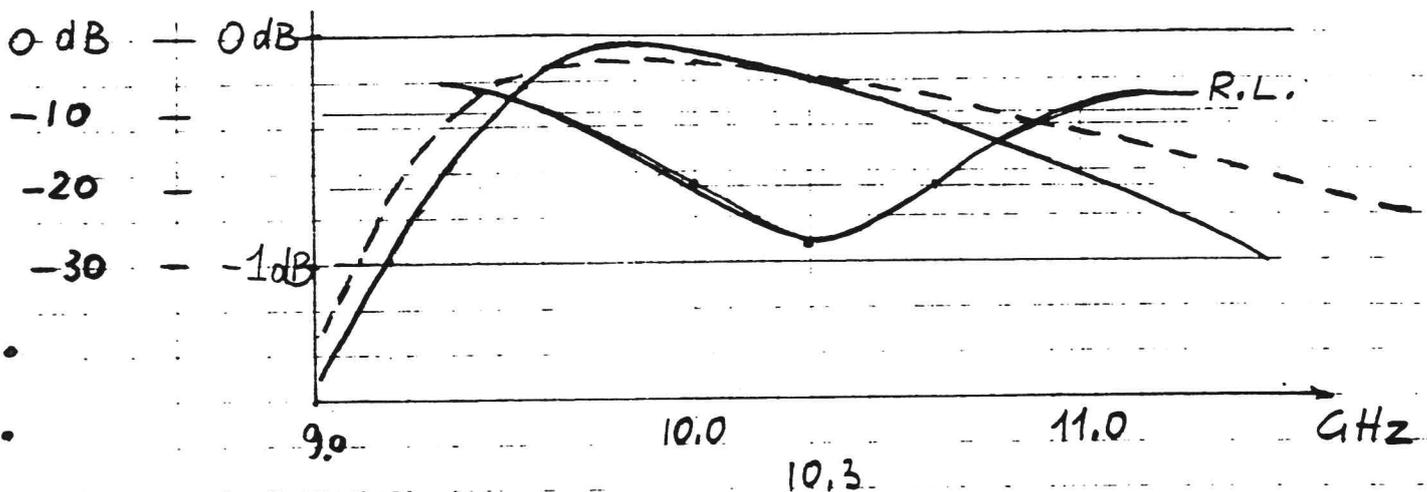
SEZIONE M-M

A-B-C-D : CONNETTORI COASSIALI SMA

FIG. 16



INPUT IN "B", OUTPUT IN "A"



INPUT IN "B", OUTPUT IN "C"

R.L. : RETURN LOSS

I.L. : PERDITA DI INSERZIONE

CURVE TRATTEGGIATE : I.L. SENZA VITE DI COMPENSAZIONE SULLA PORTA "D"

TUTTE LE PORTE NON INTERESSATE SONO "CARICATE" SU 50 Ω.

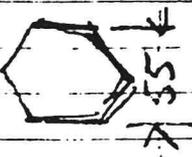
ISOLAMENTO A 10.3 GHz

TRA "B" E "D" \cong 32 dB

TRA "A" E "C" \cong 26 dB

FIG. 17

ESAGONO 55 m.
OTTONE

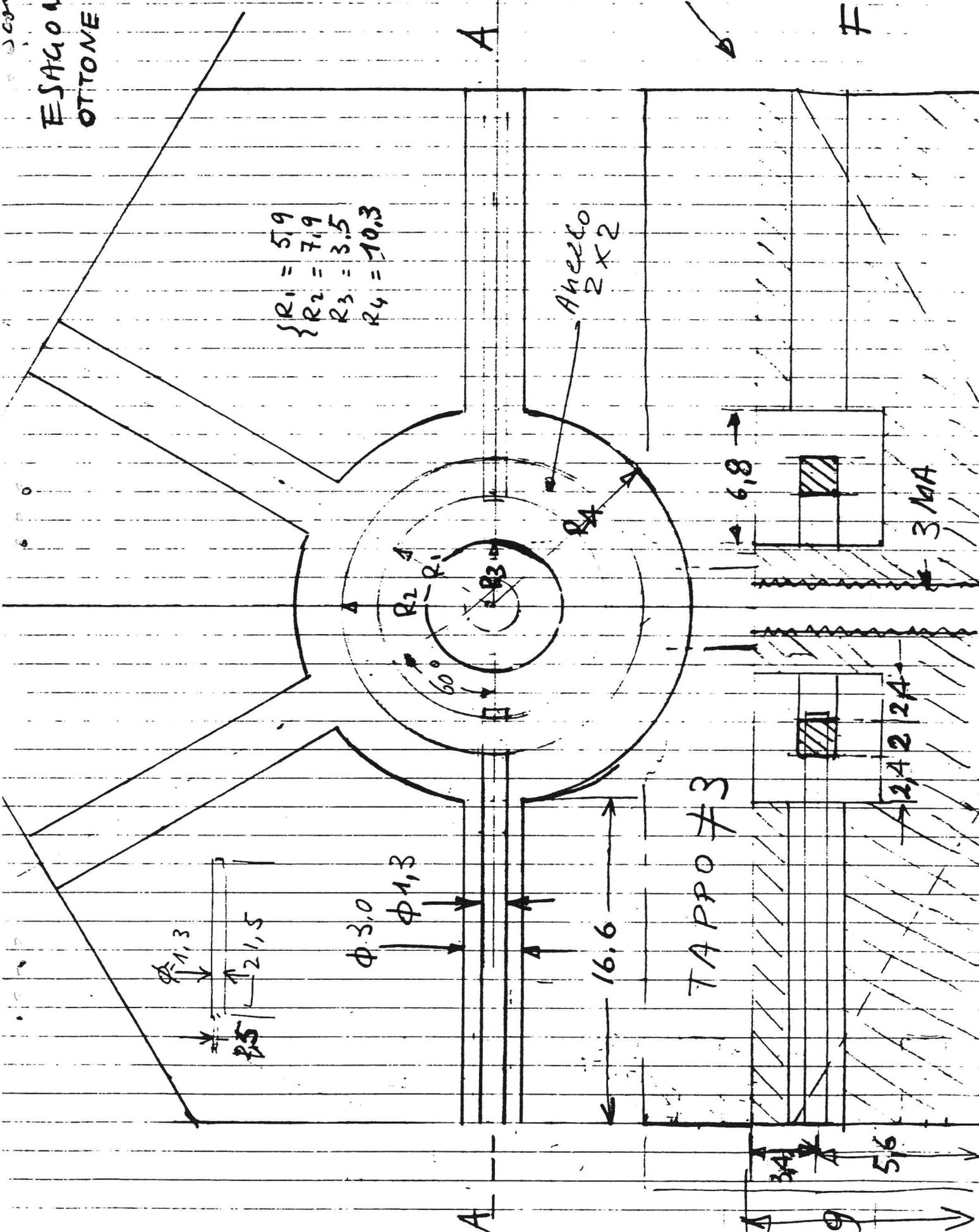


$$\begin{cases} R_1 = 5.9 \\ R_2 = 7.9 \\ R_3 = 3.5 \\ R_4 = 10.3 \end{cases}$$

Anello 2x2

Sezione A

FIG. 18



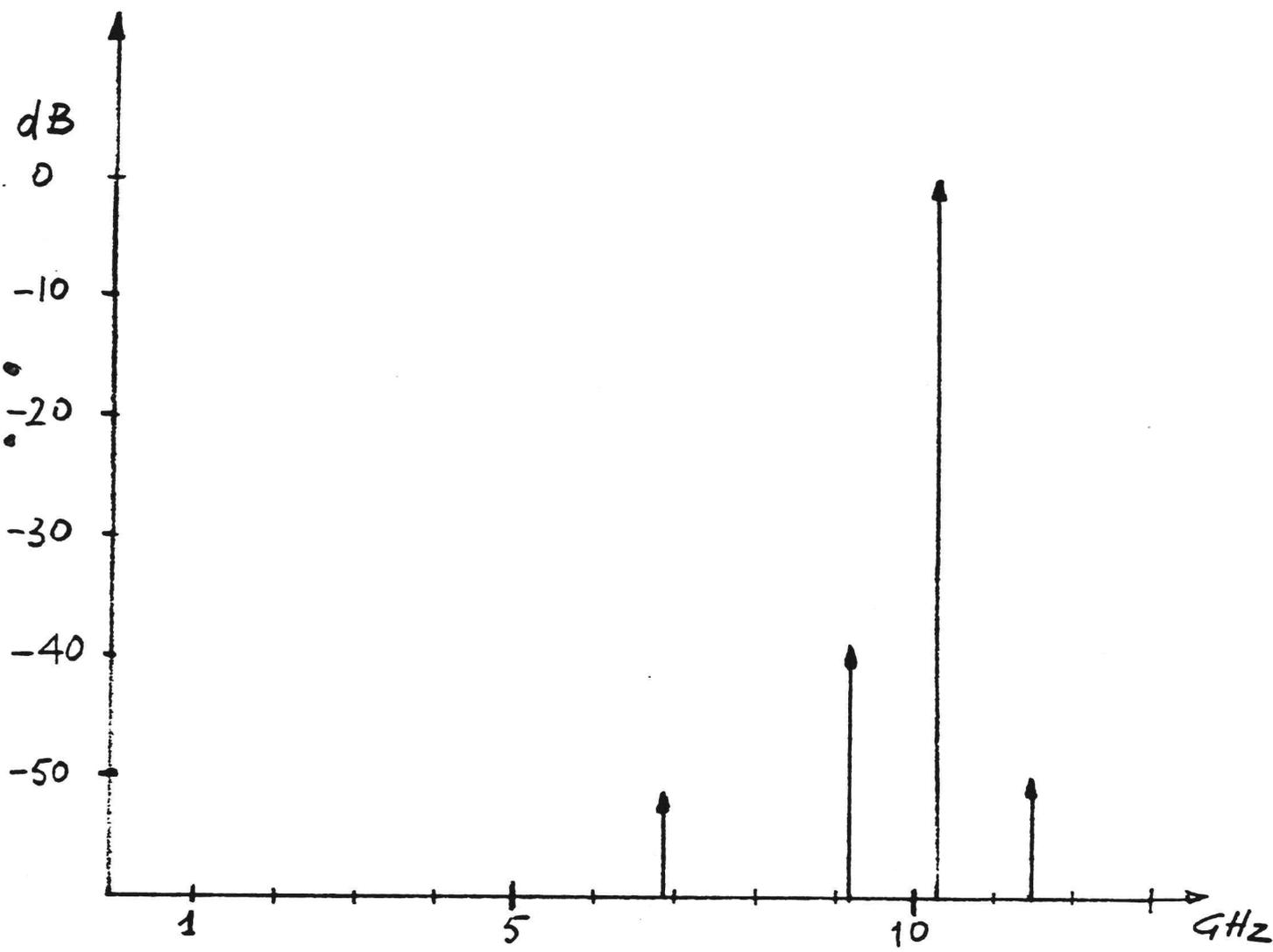


FIG. 19

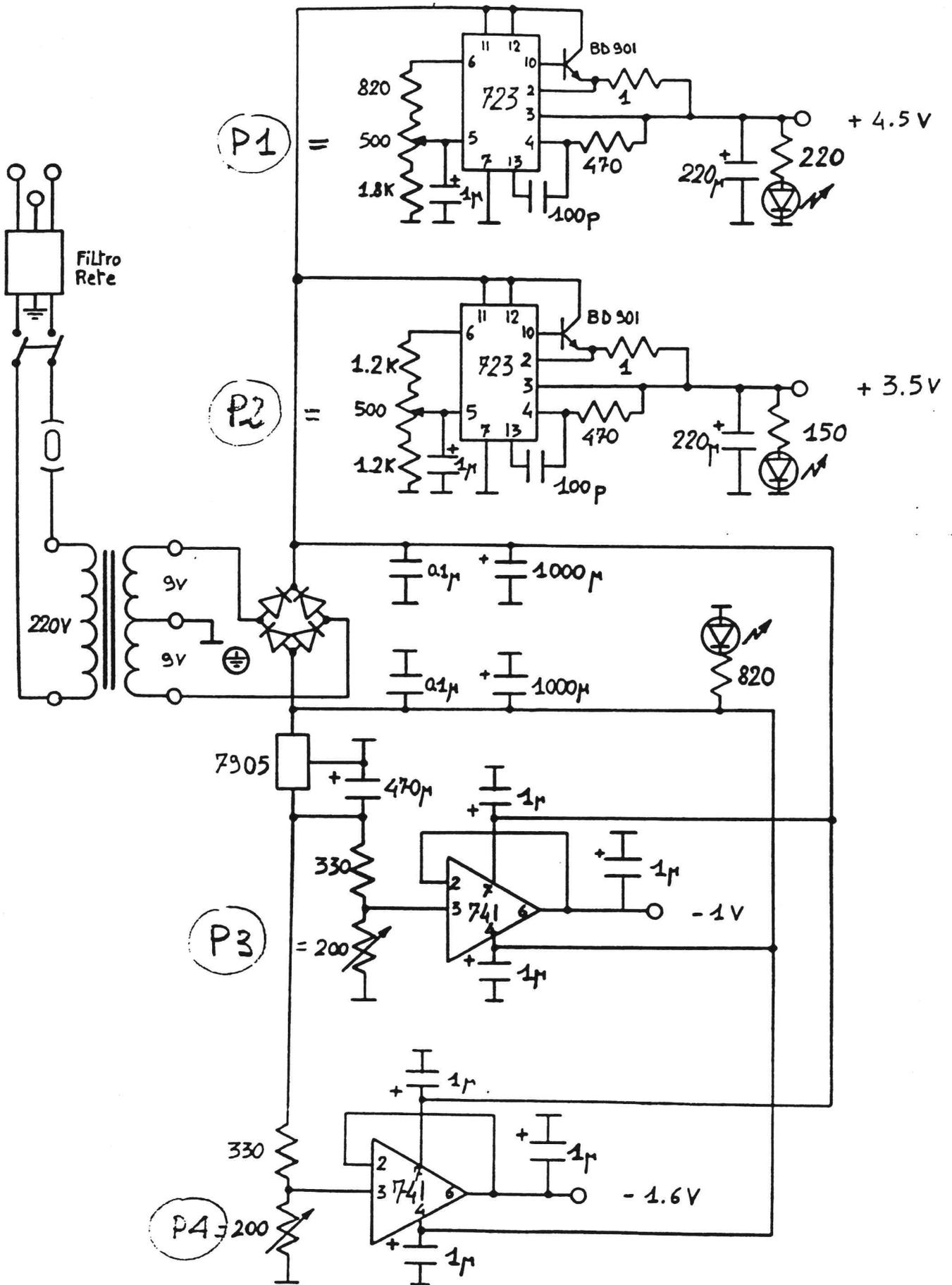


FIG. 20