

AMPLIFICATORI A MESFET PER MICROONDE

G. Tomassetti, R. Ambrosini, G. Sinigaglia  
Collaborazione tecnica di F. Magaroli.

IRA/45/81

RAPPORTO INTERNO

CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE

LABORATORIO DI RADIOASTRONOMIA

c/o ISTITUTO DI FISICA «A. RIGHI»

Via Imerio, 46 - 40126 BOLOGNA (Italy)

## FREMESSA

L'amplificatore oggetto di questa nota dovrà operare sulla banda radio-astronomica dei 6 cm (4600  $\pm$  5000 MHz), dovrà poter essere utilizzato a temperature criogeniche, dovrà essere ottimizzato per la miglior sensibilità (bassa temperatura di rumore) fornendo nel contempo il più alto guadagno possibile.

I dispositivi attivi oggi (1981) in grado di soddisfare questi requisiti sono almeno tre: gli amplificatori MASER, i PARAMETRICI, gli amplificatori a MESFET. I primi due, pur fornendo risultati particolarmente buoni, sono troppo costosi e critici e, almeno per il momento, non alla portata realizzativa del nostro laboratorio. I dispositivi denominati MESFET (una variante del ben noto transistor ad effetto di campo), prodotti da diverse aziende giapponesi, americane ed europee sono reperibili sul mercato senza gravi difficoltà anche se a costi non proprio trascurabili.

Un MESFET disponibile nel nostro Laboratorio è quello denominato NE244-83 della NEC pertanto, pur dando per scontato che esistono sul mercato dispositivi migliori, il nostro progetto sarà incentrato su tale prodotto.

Il metodo di calcolo che segue è standard ed è facilmente estensibile ad altre porzioni dello spettro radio. E' stato ad esempio realizzato con la stessa struttura meccanica di base un amplificatore per banda X con guadagno e cifra di rumore molto prossimi a quelli dichiarati dal costruttore del MESFET. I dettagli di tale realizzazione saranno oggetto di un altro rapporto interno. La nostra soluzione meccanica è nuova e originale e permette, con modifiche secondarie, l'utilizzo dell'amplificatore su tutto lo spettro microonde a cui è caratterizzato il MESFET.

## CALCOLO

Se le impedenze di ingresso e uscita dei dispositivi attivi fossero reali e uguali alla impedenza di normalizzazione di 50 ohm a tutte le frequenze usate dai radioastronomi, il compito dei progettisti dei circuiti a R.F. risulterebbe

molto semplificato. In pratica tale fortunata situazione non è mai realizzata pertanto è sempre necessario calcolare reti elettriche per trasformare le solitamente basse impedenze di ingresso e uscita dei dispositivi a quella di 50 ohm, avvalendosi nel nostro caso con sufficiente accuratezza, del metodo grafico su carta di Smith.

I dati forniti dal costruttore a 5 GHz con  $V_D = 3V$  e  $I_D = 10$  mA sono:

$$\begin{aligned} S_{11} &= 0,818 \quad \angle -91^\circ & S_{22} &= 0,788 \quad \angle -54^\circ \\ S_{12} &= 0,038 \quad \angle 60^\circ & S_{21} &= 2,051 \quad \angle 91^\circ \end{aligned}$$

Se poniamo con buona approssimazione  $S_{12} = 0$  e se  $\Gamma_S = S_{11}^*$  e  $\Gamma_L = S_{22}^*$  e constatando che  $|S_{11}|$  e  $|S_{22}| < 1$ , il guadagno unilaterale vale:

$$G_U = \frac{|S_{21}|^2}{|(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)|}$$

sostituendo i valori si ha:

$$G_U = \frac{2,051^2}{(1 - 0,67)(1 - 0,62)} = 33,5 = \underline{15,2 \text{ dB}}$$

Per il calcolo delle reti di trasformazione si tracciano sulla carta di Smith i punti A e B corrispondenti ad  $S_{11}$  e  $S_{22}$ . (vedi fig. 1). Per A abbiamo:  $0,818 (= |S_{11}|) \times 88 (= \text{raggio della carta allegata}) = 72$  mm dal centro C, con un angolo del coefficiente di riflessione uguale a  $-91^\circ$ . Per B abbiamo:  $0,788 \times 88 = 69$  mm con un angolo di  $-54^\circ$ . Per "traslare" i due punti in modo che vadano a coincidere col centro della carta è necessario fare prima una rotazione (verso il generatore) su un cerchio a SWR costante fino ad intersecare l'asse reale (punti D ed E) e di qui raggiungere C tramite un trasformatore d'impedenza, lungo  $\lambda/4$ , di adatta impedenza caratteristica.

## RETE D'INGRESSO

Il punto A deve ruotare di  $0,124 \lambda$  (da M all'asse reale). Essendo  $\lambda = 61,8 \text{ mm}$  (4850 MHz), la lunghezza fisica della linea che realizza tale rotazione è subito determinata:

$$L_i = 61,8 \times 0,124 = \underline{7,66 \text{ mm}}$$

L'impedenza reale e normalizzata in D vale 0,1 come dire 5 ohm. Il trasformatore in  $\lambda/4$  ora richiesto ha una impedenza caratteristica di:

$$Z_{oi} = (5 \times 50)^{\frac{1}{2}} = \underline{15,8 \text{ ohm}}$$

Il nostro progetto prevede una struttura coassiale sia in ingresso che in uscita che, per ragioni di semplicità di realizzazione meccanica, sarà di sezione quadrata con lato di 4,4 mm. Il rapporto tra lato e diametro del conduttore centrale per ottenere l'impedenza caratteristica  $Z_o$  si ricava dalla relazione:

$$Z_o = 138 \log_{10} 1,08 \frac{D}{d}$$

dove D = lato della linea e d = diametro del conduttore interno. Per 50 ohm abbiamo:

$$\frac{D}{d} = \frac{\text{antilog } 0,36232}{1,08} = 2,132$$

Per realizzare una linea con  $Z_o = 16 \text{ ohm}$  tale rapporto vale 1,21. Pertanto si ha:

$$\phi_i = \frac{4,4}{1,21} = \underline{3,63 \text{ mm}}$$

## RETE D'USCITA

Il punto B raggiunge E con una rotazione di  $0,175 \lambda$  (da N all'asse reale) pertanto:

$$L_o = 61,8 \times 0,175 = \underline{10,8 \text{ mm}}$$

L'impedenza reale e normalizzata in E vale 0,12, come dire 6 ohm. L'impedenza caratteristica del trasformatore in  $\lambda/4$  diventa:

$$Z_{oo} = (6 \times 50)^{\frac{1}{2}} = \underline{17,3 \text{ ohm}}$$

Considerando ancora il fatto della sezione quadrata di 4,4 mm di lato si trova che il rapporto l/d vale 1,24 pertanto:

$$\phi_o = \frac{4,4}{1,24} = \underline{3,56 \text{ mm}}$$

In pratica entrambe le linee in  $\lambda/4$  potranno avere lo stesso diametro di 3,6 mm.

REALIZZAZIONE PRATICA

Lo schema elettrico di principio è indicato in fig. 2. Partendo dal connettore coassiale di ingresso si nota:

- a. un tratto di linea coassiale da 50 ohm;
- b. un "ingrossamento" di detta linea lungo  $\lambda/4$  che realizza il trasformatore di ingresso con una  $Z_o$  di circa 16 ohm;
- c. il tratto di linea a 50 ohm " $L_1$ " per la rotazione a SWR costante sul piano complesso della carta di Smith come qui sopra calcolato;
- d. una capacità  $C_1$  che dovrà presentare una reattanza pressochè nulla alla frequenza di lavoro ma che evita che il circuito d.c. di polarizzazione si chiuda sull'antenna;

- e. una "impedenza"  $Z_{RF}$  di induttanza e dimensioni opportune che blocca le correnti a R.F. ma non la d.c.;
- f. il MESFET collegato in configurazione source comune;
- g. l'induttanza  $Z_{RF}$  e la capacità  $C_2$  con le stesse caratteristiche e funzioni di quelle di ingresso;
- h. il tratto di linea a 50 ohm " $L_o$ " che realizza la rotazione sul piano complesso della carta di Smith a SWR costante;
- i. un altro "ingrossamento" della linea principale lungo  $\lambda/4$  per la trasformazione d'uscita;
- j. un breve tratto di linea a 50 ohm e quindi il connettore d'uscita.

Le capacità  $C_1$  e  $C_2$  come le due impedenze  $Z_{RF}$  potranno assumere una conformazione "distribuita" (coassiale, per esempio).

Le lunghezze " $L_1$ " ed " $L_o$ " dovranno poter essere variate con facilità attorno al valore calcolato per tener conto dello "spread" nei parametri del MESFET nonché della lunghezza dei suoi reofori che non potrà essere nulla, ma anche per le reattanze introdotte dalla presenza di  $C_1/Z_{RF}$  e  $C_2/Z_{RF}$ .

I trasformatori in  $\lambda/4$  dovranno poter essere sostituiti con facilità per poter ottenere, con approssimazioni successive, quella ottimizzazione individuale che l'applicazione specifica radioastronomica richiede e permette (non è infatti contemplata una produzione in serie).

La miglior utilizzazione del MESFET stesso impone che vengano realizzate specifiche importanti come:

- a. contatto termico col contenitore esterno. Il dispositivo sarà portato ad operare ad una temperatura di 20 °K pertanto è necessario minimizzare la resistenza termica dei suoi reofori;
- b. in alcuni casi è utile introdurre un certo grado di reazione ottenuta tramite il reoforo di source (del MESFET) che dovrà poter essere collegato a massa a distanze variabili dal "case". Il progetto dovrà prevedere questa eventualità e permetterne l'attuazione;
- c. il MESFET dovrà essere alloggiato in modo che ne sia possibile una rapida sostituzione.

Fissati questi criteri di progetto la realizzazione pratica potrà seguire indirizzi molto differenziati:

### 1 - Guida d'onda

Moderne tecniche planari in guida d'onda utilizzate specie in Giappone potrebbero costituire una soluzione pratica accettabile. L'inconveniente potrebbe essere quello delle dimensioni, che a 6 cm di lunghezza d'onda non potranno essere ridotte. Anche il peso ed il costo potrebbero risultare troppo elevati.

### 2 - Strip-line (soluzione NRAO)

Il trasformatore in  $\lambda/4$  viene realizzato con un tratto di linea stampata su dielettrico a base di teflon (DUROID o altri tipi) fissata al contenitore di rame dorato con viti di nylon passanti in due asole fresate sulla piastrina (vedi fig. 3). I condensatori  $C_1$  e  $C_2$  sono realizzati sovrappo-  
nendo, dal lato dei connettori di ingresso e di uscita, ai trasformatori in  $\lambda/4$  un breve tratto di linea isolato da un doppio strato di nastro adesivo a base di teflon. L'impedenza  $Z_{RF}$  è ottenuta con tre spire di bronzo fosforoso di  $\emptyset = 0,2$  avvolte su un diametro di 1,5 mm circa. I condensatori di fuga  $C_3$  e  $C_4$  sono di produzione commerciale, hanno un valore di circa 5 pF e sono saldati in appositi ricettacoli fresati sul contenitore esterno. Il MESFET è montato su una vite di rame elettrolitico opportunamente sagomata (vedi fig. 4) in cui i due reofori di source, dopo una piegatura a "loop" sono saldati con stagno all'indio. Il grado di reazione potrà essere variato dimensionando sperimentalmente il loop o più semplicemente riempiendo con stagno in modo graduato l'interno dei due loop. La ottimizzazione del circuito prevede, come detto, che i terminali di gate e drain siano saldati ai trasformatori con lunghezze regolabili e che possa essere modificata la impedenza caratteristica degli stessi trasformatori (sostituzione fisica). Una regolazione fine potrà essere fatta allentando le viti di nylon e facendo scorrere i due trasformatori o verso il MESFET o verso i connettori (anche se questa operazione implica una variazione delle capacità  $C_1$  e  $C_2$ ). La variazione della impedenza delle sezioni in  $\lambda/4$  avviene per sostituzione delle piastrine di DUROID. Un preamplificatore secondo le specifiche forniteci dal NRAO è stato realizzato nel nostro Laboratorio con ottimi risultati. La sua temperatura di rumore, a temperatura ambiente, è risultata inferiore ai 150 °K con un guadagno di circa 13 dB su una banda molto superiore al necessario.

### 3 - Linee coassiali (soluzione IRA-CNR)

Una vista in pianta della nostra soluzione che secondo noi offre diversi vantaggi sia meccanici che elettrici è mostrata dallo schizzo di fig. 5 mentre un esploso dell'intera unità è mostrato in fig. 8. Due parallelepipedi di rame elettrolitico di dimensioni opportune vengono sovrapposti dopo che per fresatura sia stata realizzata una finestra di sezione quadrata (4,4 x 4,4) per tutta la lunghezza dei parallelepipedi e simmetricamente rispetto alla loro superficie di unione. Il foro longitudinale quadrato costituisce l'esterno di una linea coassiale che sarà tale solo quando i due parallelepipedi siano sovrapposti. Uno dei due parallelepipedi alloggerà il MESFET ed il restante circuito elettrico mentre l'altro, di dimensioni più ridotte, sarà considerato alla stregua di un semplice coperchio del primo. L'interno della linea coassiale principale è costituito da un filo di rame crudo di due mm di diametro in modo da assicurare la richiesta impedenza caratteristica di 50 ohm. In realtà questa linea coassiale non sarà uniformemente passante. Come ben visibile in fig. 5 una interruzione a metà della sua lunghezza con creazione di una adatta discontinuità permette l'alloggiamento del MESFET appoggiandolo sui suoi terminali di source. Il contatto elettrico e termico sarà però assicurato solo quando le due metà del contenitore siano esattamente sovrapposte. Quando il coperchio non è presente, il circuito e il MESFET sono "a cielo aperto" rendendo l'accessibilità immediata. La forma e l'estensione della discontinuità centrale assicura lo schermaggio ingresso-uscita del dispositivo attivo ma soprattutto dà la possibilità di variare la lunghezza dei terminali di source e quindi il grado di reazione (qualora sia ritenuto necessario inserirne). Il progetto risulta ora meglio definibile: la linea coassiale principale viene divisa, per effetto della presenza del dispositivo attivo, in due parti che concretizzeranno il circuito di ingresso l'una e quello d'uscita l'altra. I due conduttori centrali lunghi un po' meno di  $\lambda/2$  termineranno da una parte sui connettori coassiali di ingresso e uscita e in prossimità dei reofori di gate e drain, a cui dovranno essere elettricamente connessi, dall'altra. Le sezioni in  $\lambda/4$  necessarie per la trasformazione delle impedenze vengono realizzate infilando nelle linee coassiali due cilindretti di rame lunghi esattamente  $\lambda/4$  alla frequenza di lavoro. I cilindretti possono scorrere lungo le linee

coassiali per azione meccanica esterna. E' sufficiente infatti praticare una sottile fessura longitudinale nel coperchio in corrispondenza della mezzeria della linea coassiale per guadagnare il necessario accesso (vedi fig. 6). In fase di messa a punto sar  cos  possibile applicare il trasformatore nel punto esatto realizzando sperimentalmente anche le dimensioni di " $L_1$ " e " $L_0$ " precedentemente calcolate. Trovata la corretta posizione, i cilindretti verranno bloccati alla linea principale con dei comuni "grani" da orologiaio. L'altra variabile e cio  la impedenza caratteristica della sezione in  $\lambda/4$  potr  essere agevolmente modificata con la facile sostituzione del cilindretto con un altro di pi  opportuno diametro. Resta ora da progettare la rete passa alto che permette l'invio al MESFET delle necessarie tensioni di polarizzazione di gate e drain. La minima perdita di inserzione di  $C_1$  e  $C_2$  si realizza con capacit  di reattanza nulla alla frequenza di lavoro. In pratica esiste un limite al valore di capacit  usabile se non altro determinato da stringenti necessit  di limitato ingombro. Se si considera tollerabile una reattanza di 1 ohm, il valore dei condensatori risulta:

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2\pi f X_c} = \frac{1}{6,28 \times 5 \times 10^9 \times 1} = 30 \text{ pF}$$

che   una capacit  relativamente grande. Si accennava anche alla necessit  di un ridotto ingombro a cui si aggiungono ora specifiche di invarianza con la temperatura e di perdite dielettriche. Scartata la possibilit  di una reperibilit  commerciale   necessario pensare ad una sua realizzazione "integrata", possibilmente coassiale. Un condensatore cilindrico potrebbe essere realizzato forando "in testa" e longitudinalmente le linee di ingresso e di uscita e introducendo nei fori un filo d'argento o rame di opportuno diametro, isolato con teflon, come schizzato in fig. 7. Le dimensioni dei fori sono dettate da ragioni pi  meccaniche che elettriche. Vediamo che valore avrebbe un condensatore congegnato come in figura, con filo centrale lungo, ad esempio, 10 mm:

$$C = \frac{2\pi \epsilon_0 \epsilon_r}{\ln(b/a)} = \frac{6,28 \times 8,854 \times 10^{-12} \times 2,2}{0,47} \text{ Farad/metro}$$

$$= 2,6 \text{ pF / cm}$$

Realizzare i 30 pF calcolati in precedenza richiederebbe una lunghezza di linea "secondaria" di circa 11 cm, sensibilmente di più della linea principale che dovrebbe contenerla. In ogni caso non potrà parlarsi di una capacità vera in quanto la sua natura di linea risonante tenderebbe a predominare. La soluzione da noi adottata si avvale di questa disposizione meccanica ma si è avuta la avvertenza di rendere questa linea coassiale secondaria lunga esattamente  $\lambda/4$  alla frequenza di lavoro. L'estremità interna aperta viene, dopo un  $\lambda/4$ , ad essere equivalente ad un corto circuito realizzando così la condizione che ci si proponeva all'inizio. La linea secondaria ha una impedenza caratteristica di 19 ohm (sufficiente per garantire una banda di utile operazione di diverse centinaia di MHz) ed utilizza come conduttore centrale un filo di argento puro. Il conduttore centrale verrà fatto sporgere di circa un mm oltre la fine della linea principale per permettere la saldatura dei reofori del MESFET e delle impedenze  $Z_{RF}$ . Per quanto attiene a questi ultimi componenti si fa notare che bobinette di 5 spire avvolte per esempio con filo da 1/10 di mm su un supporto di circa un mm operano correttamente ma producono due stretti picchi di assorbimento di qualche dB nella curva di risposta dell'amplificatore. Bisogna quindi accertarsi che tali risonanze spurie non capitino in banda passante. E' stato però provato in laboratorio che un filo di 1/10 mm lungo  $\lambda/4$  che con le pareti del contenitore realizza una linea ad alta impedenza, funziona altrettanto bene con il beneficio aggiuntivo della semplicità e senza picchi di assorbimento. I condensatori di fuga  $C_3$  e  $C_4$  sono realizzati ricorrendo ad una piastrina di materiale per circuito stampato con rame sulle due superfici. Per ridurre le dimensioni è stato usato materiale ad alto "k". I necessari 10 pF di capacità si ottengono così con una superficie di circa un cmq. Due zener di protezione e due resistenze ad alta stabilità completano il circuito elettrico dell'amplificatore.

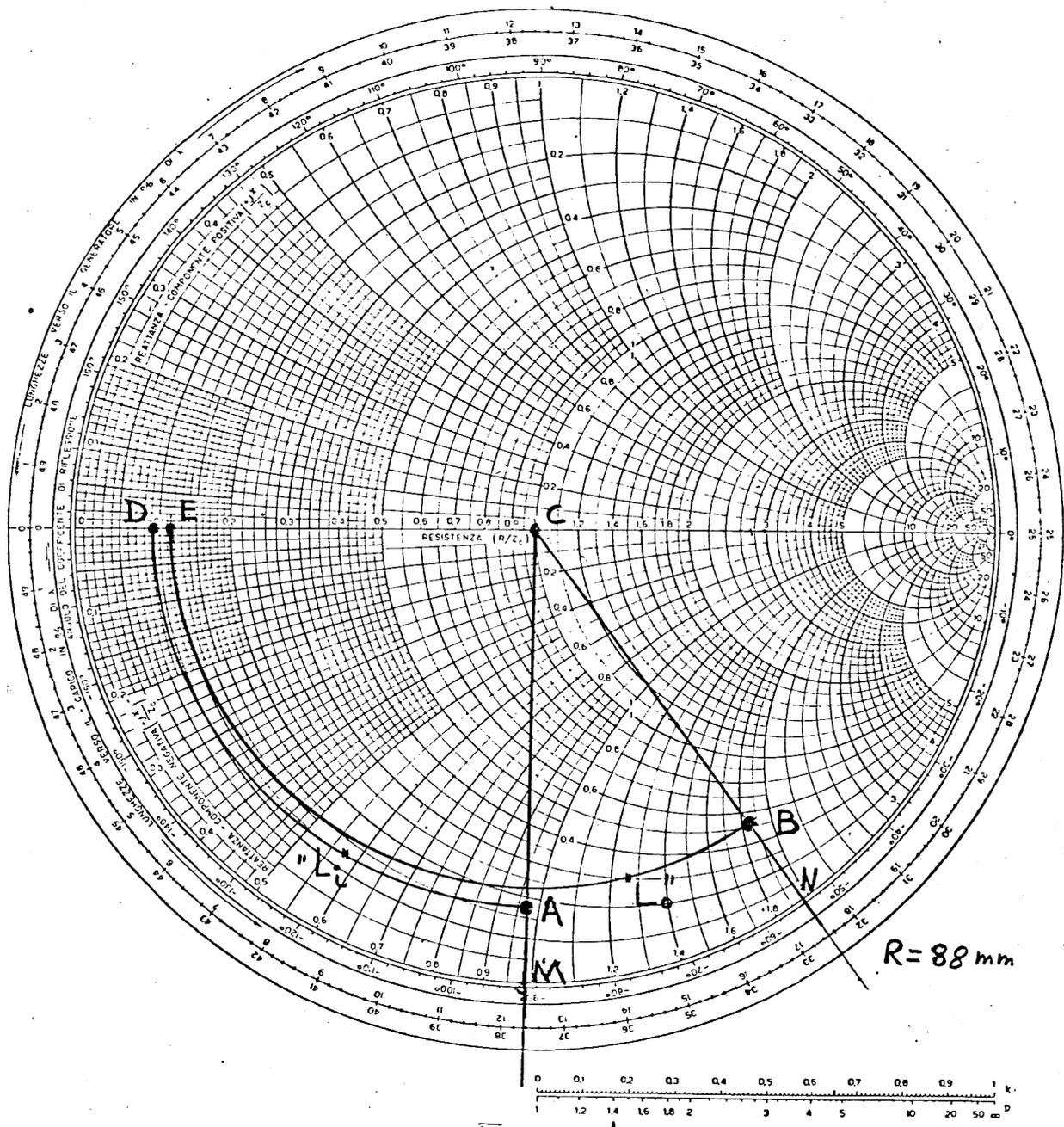


FIG. 1

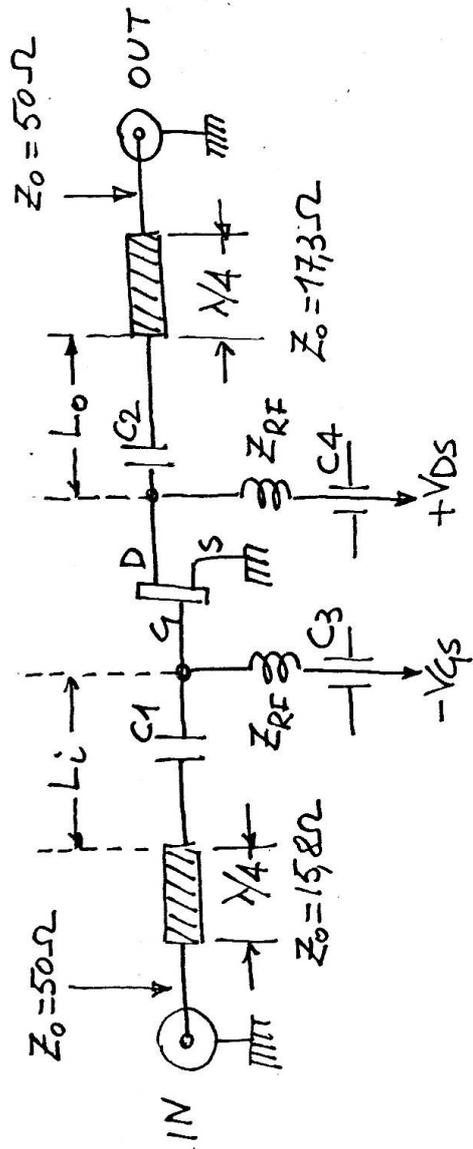


FIG 2

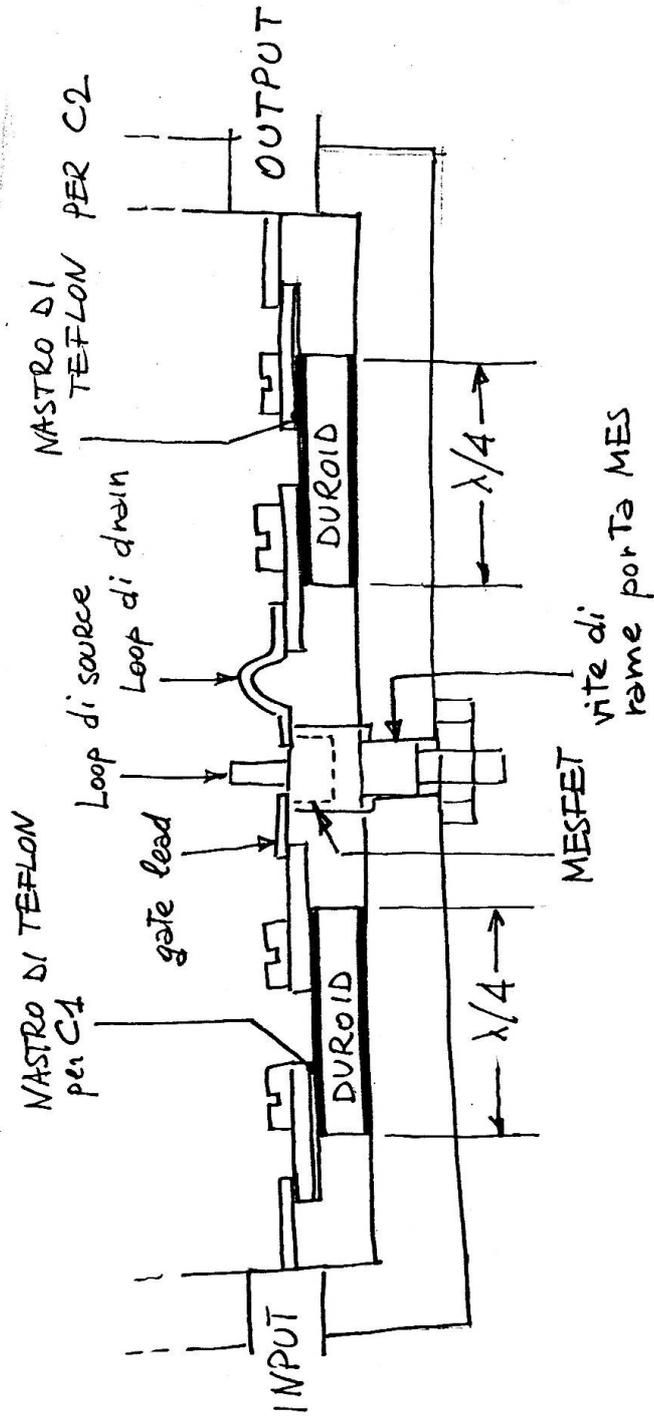


FIG. 3

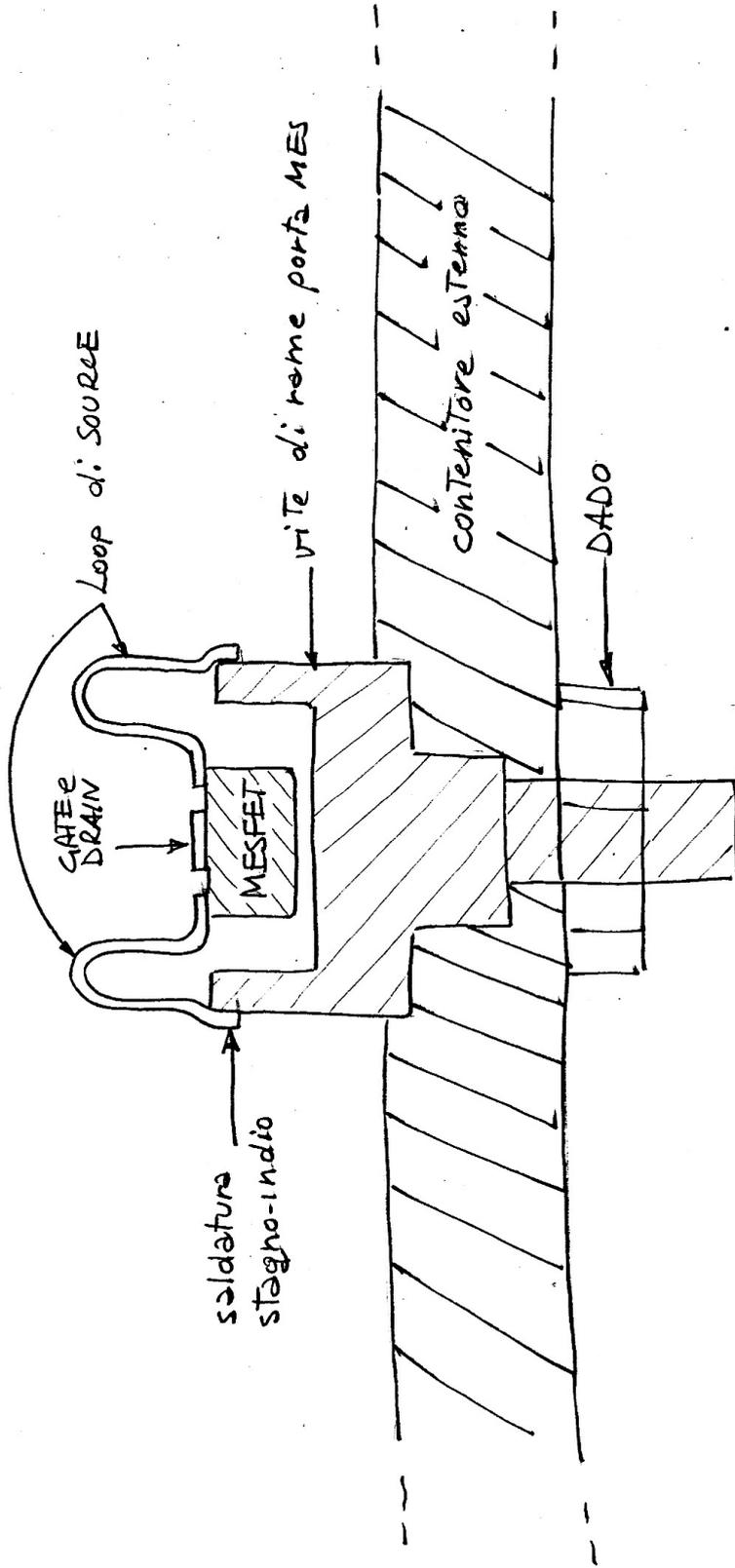


FIG. 4

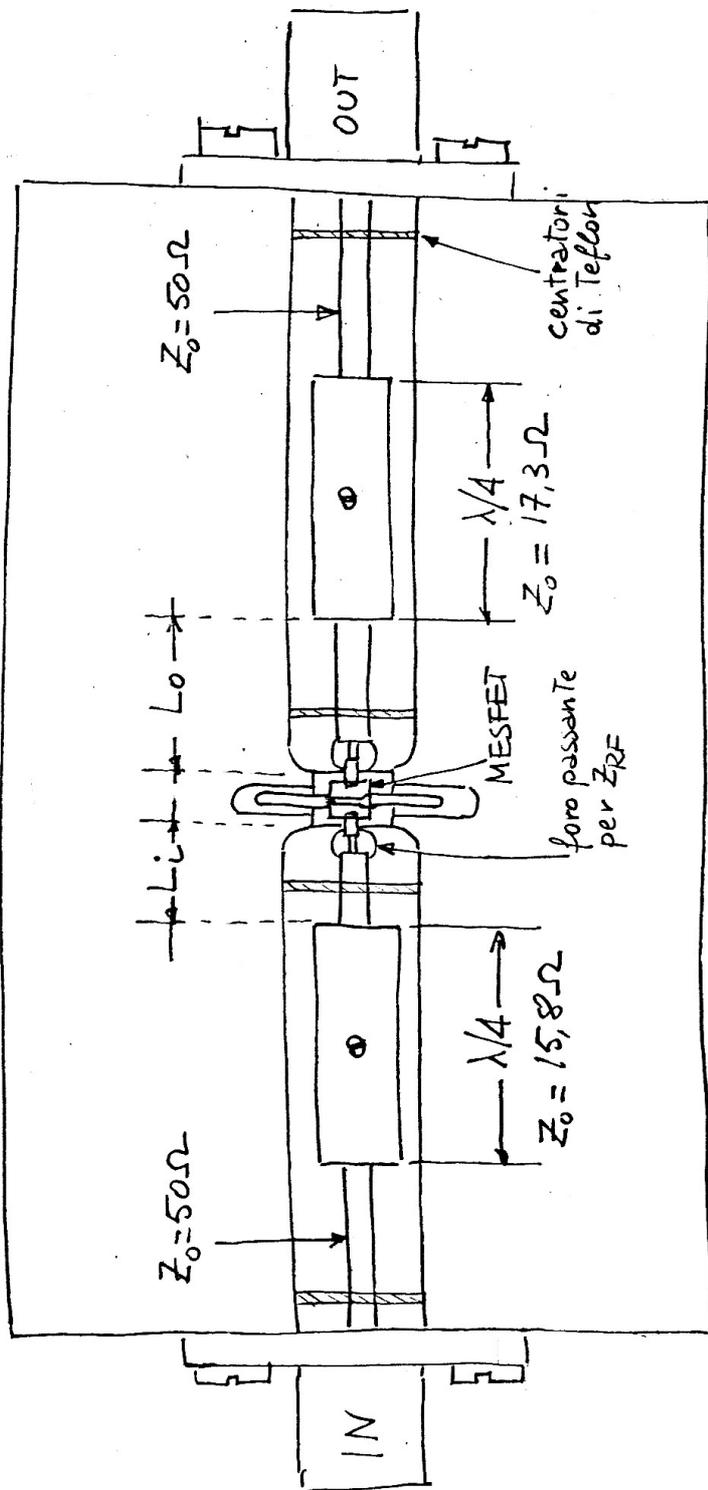


FIG. 5

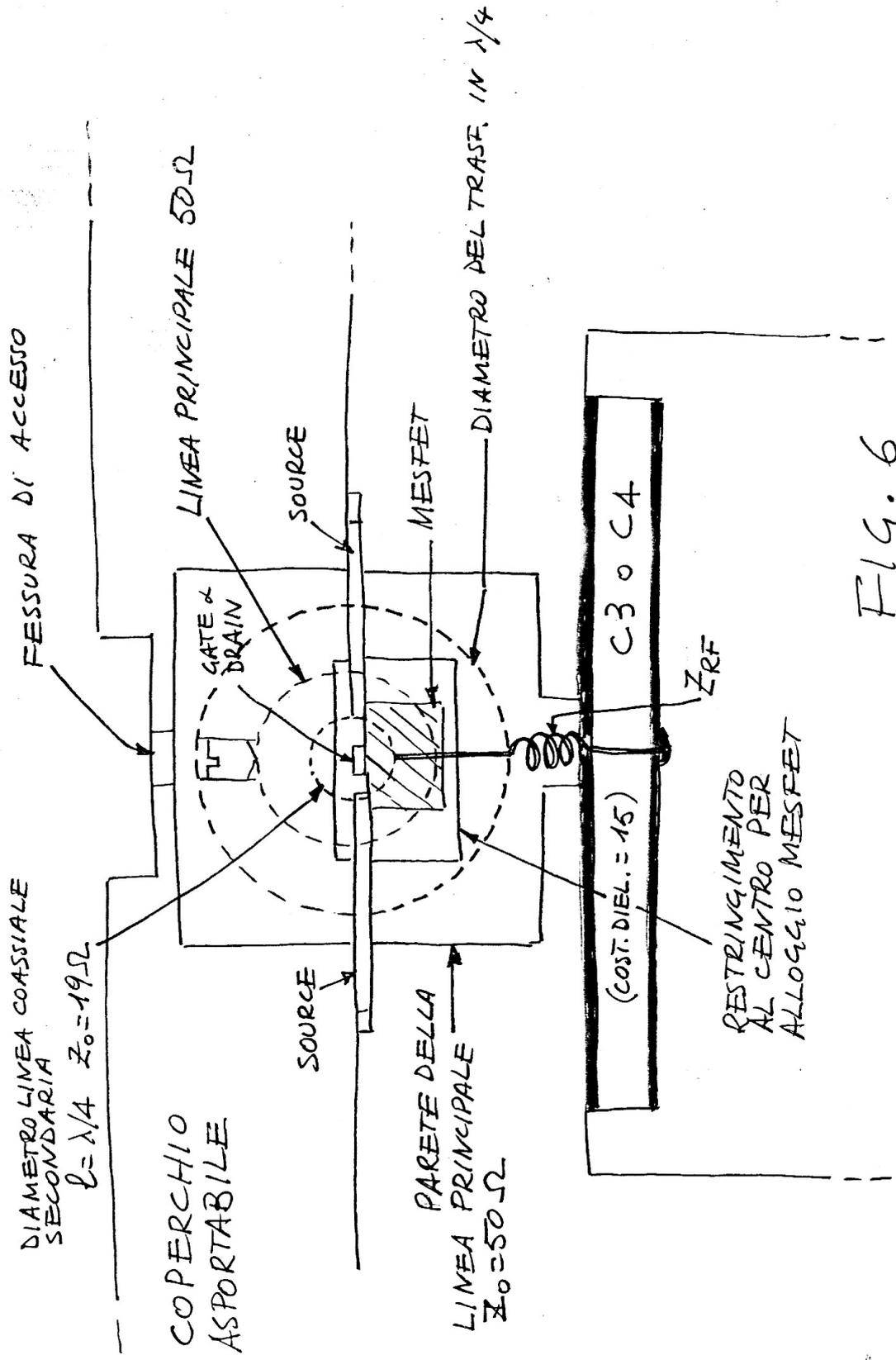


FIG. 6

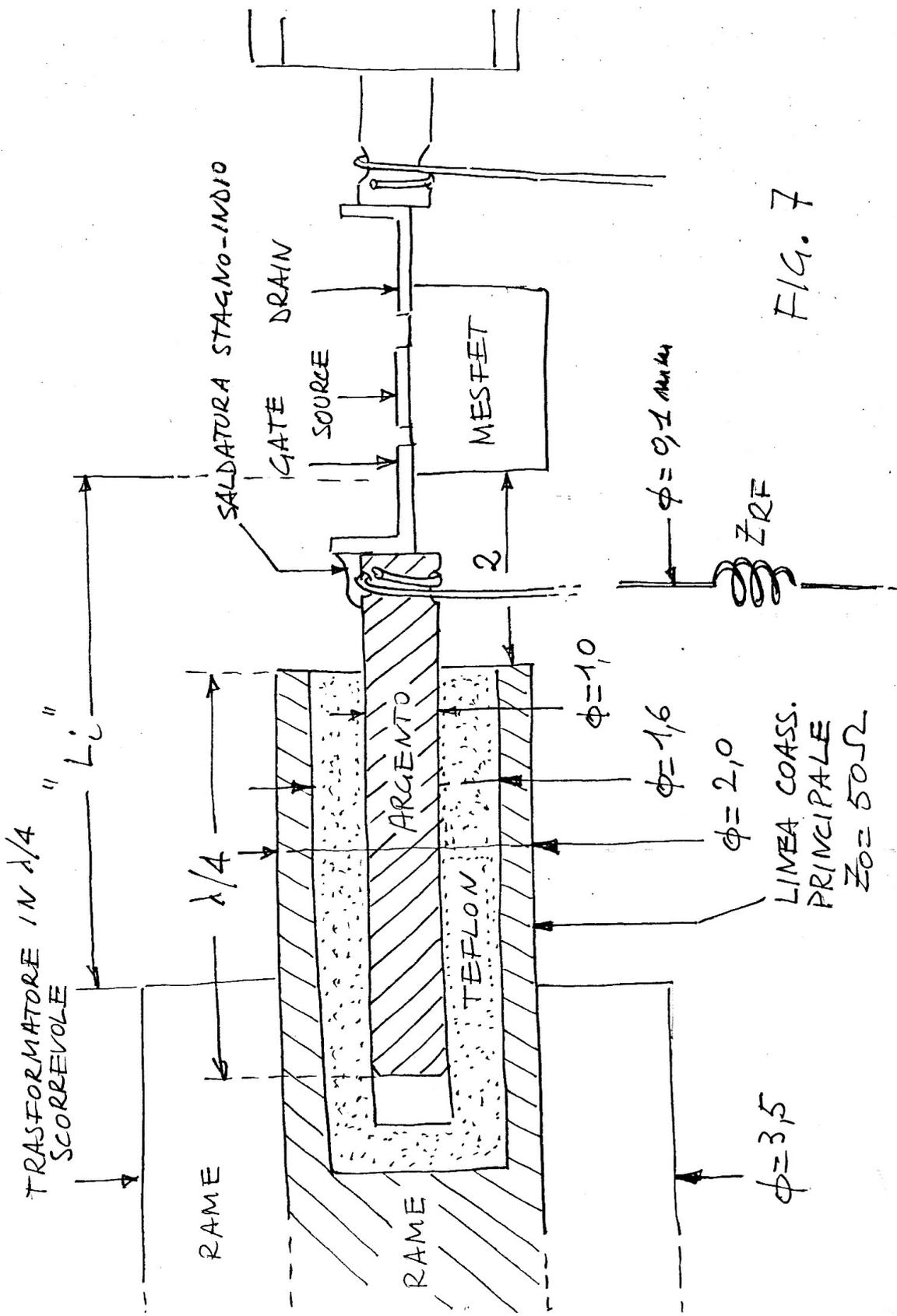


FIG. 7

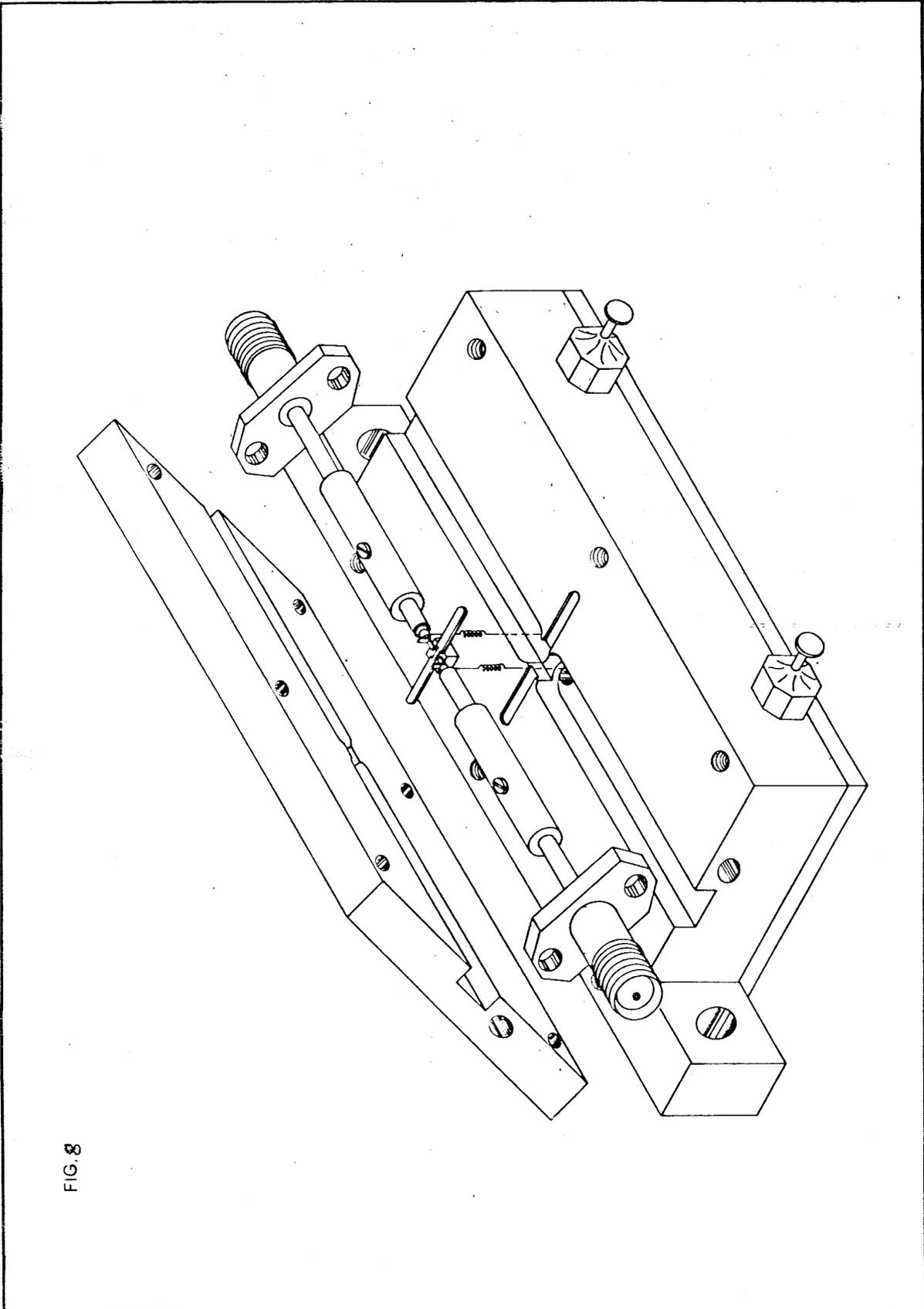


FIG. 8