

Stefano Arici

NOTE TECNICHE
NT - 4/10 - 1970

SATELLITE NAZIONALE SIRIO

RAPPORTO PRELIMINARE SULL'ESPERIMENTO A.E.
(PROTONI INTRAPPOLATI 0,5-20 MeV)

G. Orsi - G. Ventura

Laboratorio TE.S.R.E. - C.N.R.

Bologna - Italia



GENERALITA' SULL'ESPERIMENTO

A) Scopo

L'esperimento ha lo scopo di condurre misure di flussi di protoni in varie direzioni con energie comprese fra 0,5 e 20 MeV mediante rivelatori allo stato solido.

B) Descrizione del telescopio

La misura dei flussi di protoni in codesto intervallo di energia viene eseguita con un telescopio di rivelatori a semiconduttore di Silicio del tipo a barriera superficiale totalmente depleti adatti alla misura di dE/dx . Il telescopio è mostrato schematicamente in Fig. 1: esso è costituito da 3 rivelatori B_1, B_2, B_3 , le cui curve di risposta per i protoni sono mostrate in Fig. 2; le soglie di discriminazione degli impulsi dei 3 rivelatori sono rispettivamente 300 KeV per B_1, B_3 e 200 KeV per B_2 . Infine il rivelatore è schermato nella sua parte posteriore in modo che solo protoni di energia maggiore di 20 MeV possano da questa direzione raggiungere i rivelatori.

C) Funzionamento del telescopio

L'intervallo di energia in esame viene diviso in due intervalli da 0,5 a 3,2 MeV e da 4,1 a 20 MeV. L'analisi in ampiezza degli impulsi provenienti da B_1 in anticoincidenza con B_2 viene condotta da un analizzatore a 4 canali i cui intervalli di energia pensiamo possono essere i seguenti :

- 0,5 - 0,7 MeV
- 0,7 - 1,1 "
- 1,1 - 2 "
- 2 - 3,2 "

Per questo primo intervallo di energia, dunque, l'angolo solido è $\Omega \cong 0,2$ sr. il che corrisponde a un fattore geometrico $G_1 \cong 4 \times 10^{-2}$ ster. cm^2 .

L'analisi in ampiezza degli impulsi provenienti da B_1 in coincidenza con B_3 viene condotta invece da un analizzatore pure a 4 canali, i cui intervalli di energia pensiamo possano essere :

- 4,1 - 5,1 MeV
- 5,1 - 6,5 "
- 6,5 - 10 "
- 10 - 20 "

L'angolo solido per questo secondo intervallo di energia è $\Omega \cong 2,25 \times 10^{-2}$ sr., il che corrisponde a un fattore geometrico $G_2 \cong 4,5 \times 10^{-3}$ sr. cm^2 .

B_1 - Spessore 100μ , Superficie Sensibile 20 mm^2 .

B_2 - Spessore 50μ , Superficie Sensibile 200 mm^2 .

B_3 - Spessore 100μ , Superficie Sensibile 20 mm^2 .

$\alpha_1 \cong 30^\circ$, $G_1 \cong 4 \times 10^{-2} \text{ ster.cm}^2$

$\alpha_2 \cong 10^\circ$, $G_2 \cong 1,5 \times 10^{-3} \text{ ster.cm}^2$

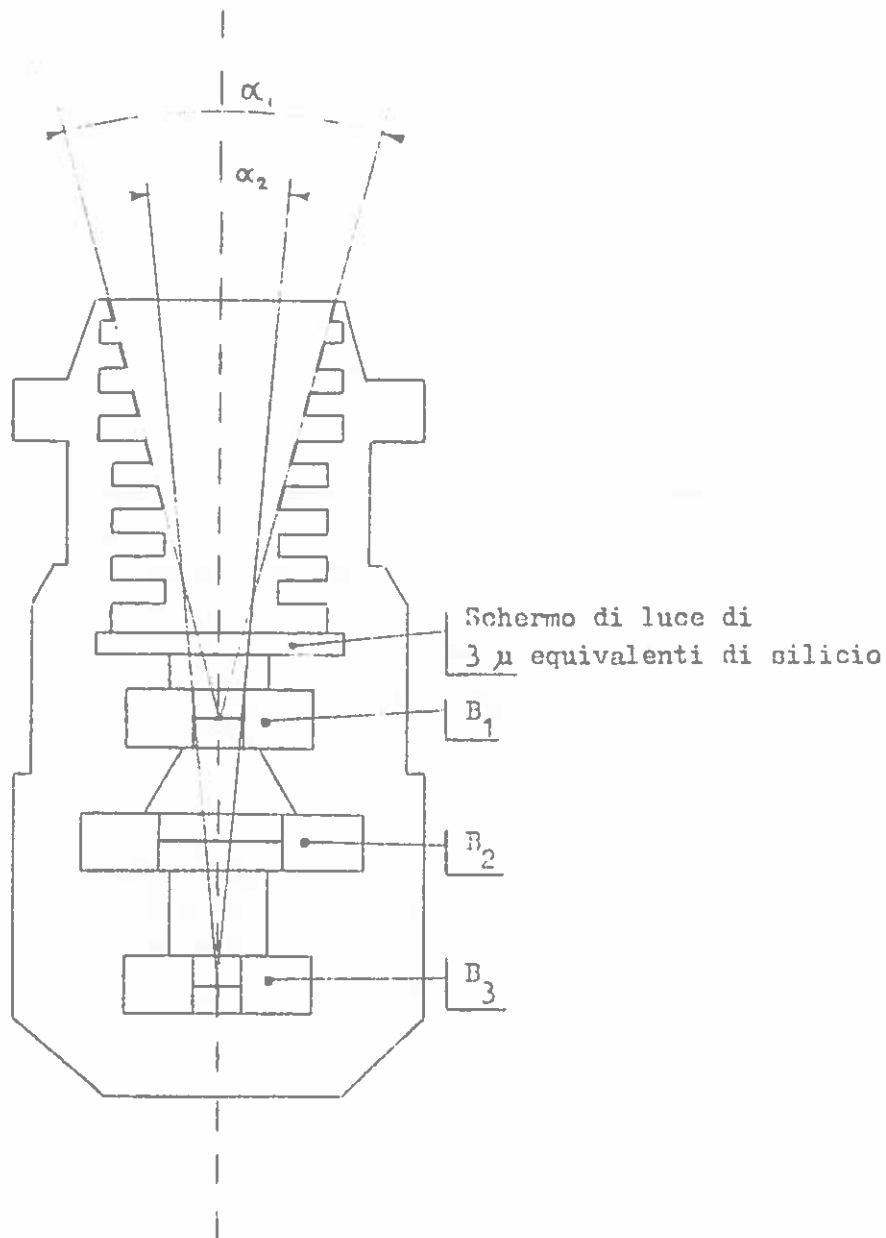


FIG. 1

- 1 - Rivelatore di 100 μ di spessore
- 2 - Rivelatore di 50 μ di spessore
- 3 - Rivelatore di 100 μ di spessore

Calcoli per schermo di 3 μ di silicio
 Protoni 0,5 - 20 MeV

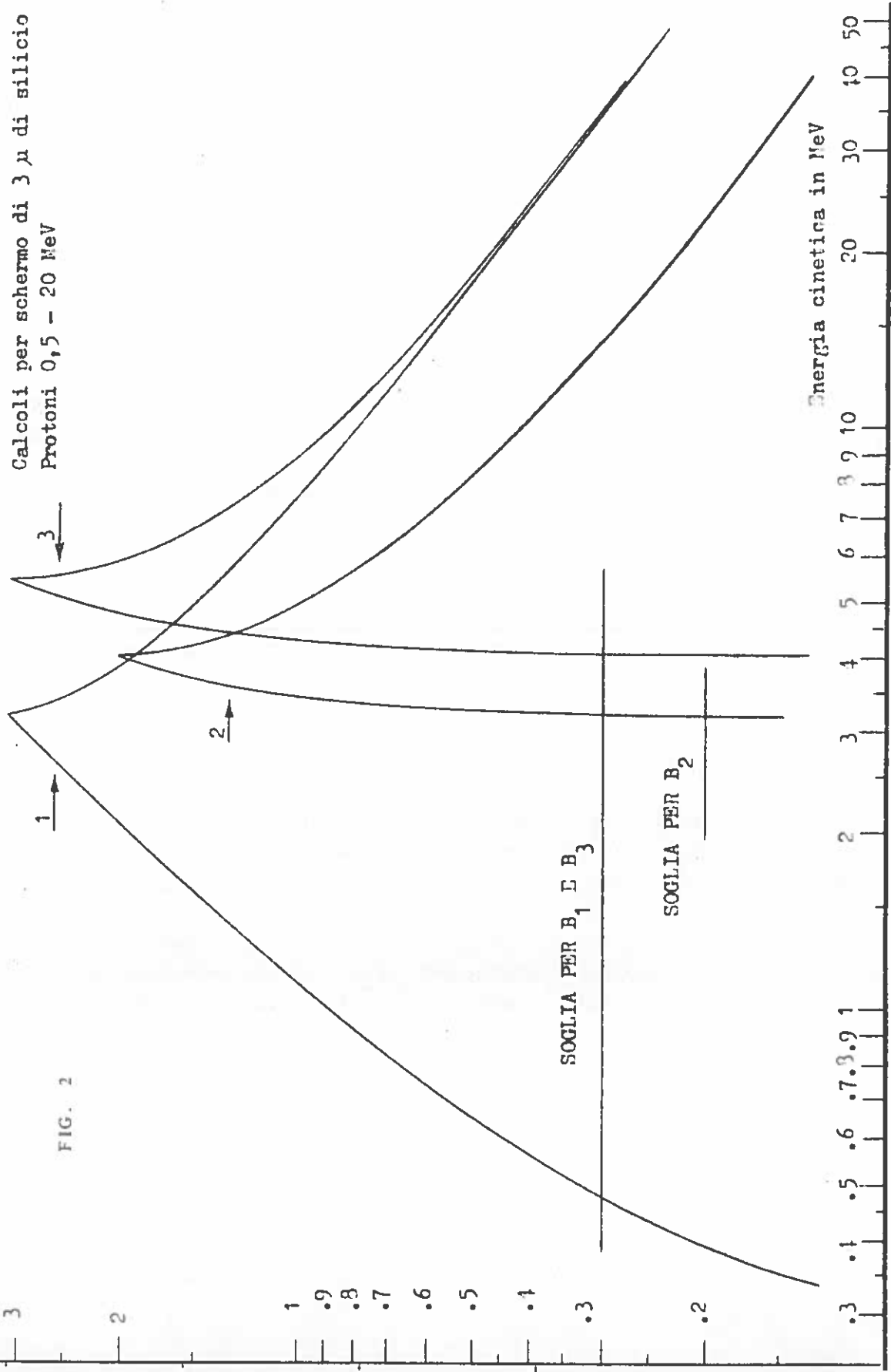


FIG. 2

L'intervallo di energia rimasto scoperto fra 3,2 e 4,2 MeV corrisponde, come si può vedere anche da Fig. 2, agli eventi che danno contemporaneamente un impulso in uscita da B_1 e B_2 e non da B_3 .

La logica dianzi descritta è mostrata più in dettaglio nello schema blocchi di Fig. 3.

D) Generalità sull'elettronica

Ad ogni rivelatore è associato un preamplificatore di carica del tipo a cascode con ingresso a FET, seguito da un amplificatore di tensione, che ha lo scopo di elevare l'ampiezza dei segnali e operare nello stesso tempo un taglio in frequenza per la eliminazione del rumore attraverso l'uso di due reti di integrazione e derivazione di uguali costante tempo ($\tau \cong 0,5$ sec.).

A causa della bassa potenza che si ha a disposizione la parte lineare è realizzata con componenti discreti a basso assorbimento; la parte digitale rimanente invece, pensiamo possa essere realizzata con componenti integrati a basso consumo, utilizzando una logica positiva con circuiti a NAND.

La potenza a disposizione per AE è di 0,7 w.

L'ingombro è di (80)x(160)x(127) mm per un peso totale di 1,5 Kg.

GENERALITA' SULLA ELETTRONICA DI RIVELAZIONE

La configurazione di un sistema di analisi di ampiezze collegato ad un rivelatore a semiconduttore può essere rappresentato schematicamente come in Fig. 4.

L'utilità dell'uso di un preamplificatore di carica piuttosto che di un amplificatore di tensione deriva dal fatto che per il primo la tensione di uscita è strettamente proporzionale alla carica di ingresso mentre per il secondo viene a dipendere, oltre che dalla carica di ingresso, anche dalla capacità del rivelatore che può variare per vari motivi quali, ad esempio, l'età del rivelatore e l'instabilità della tensione di alimentazione del rivelatore stesso.

Il sistema di rivelazione consiste di :

- I) Un rivelatore nucleare allo stato solido;
- II) Un preamplificatore di carica;
- III) Un post-amplificatore in tensione con rete di formazione per gli impulsi;
- IV) Un analizzatore d'ampiezza.

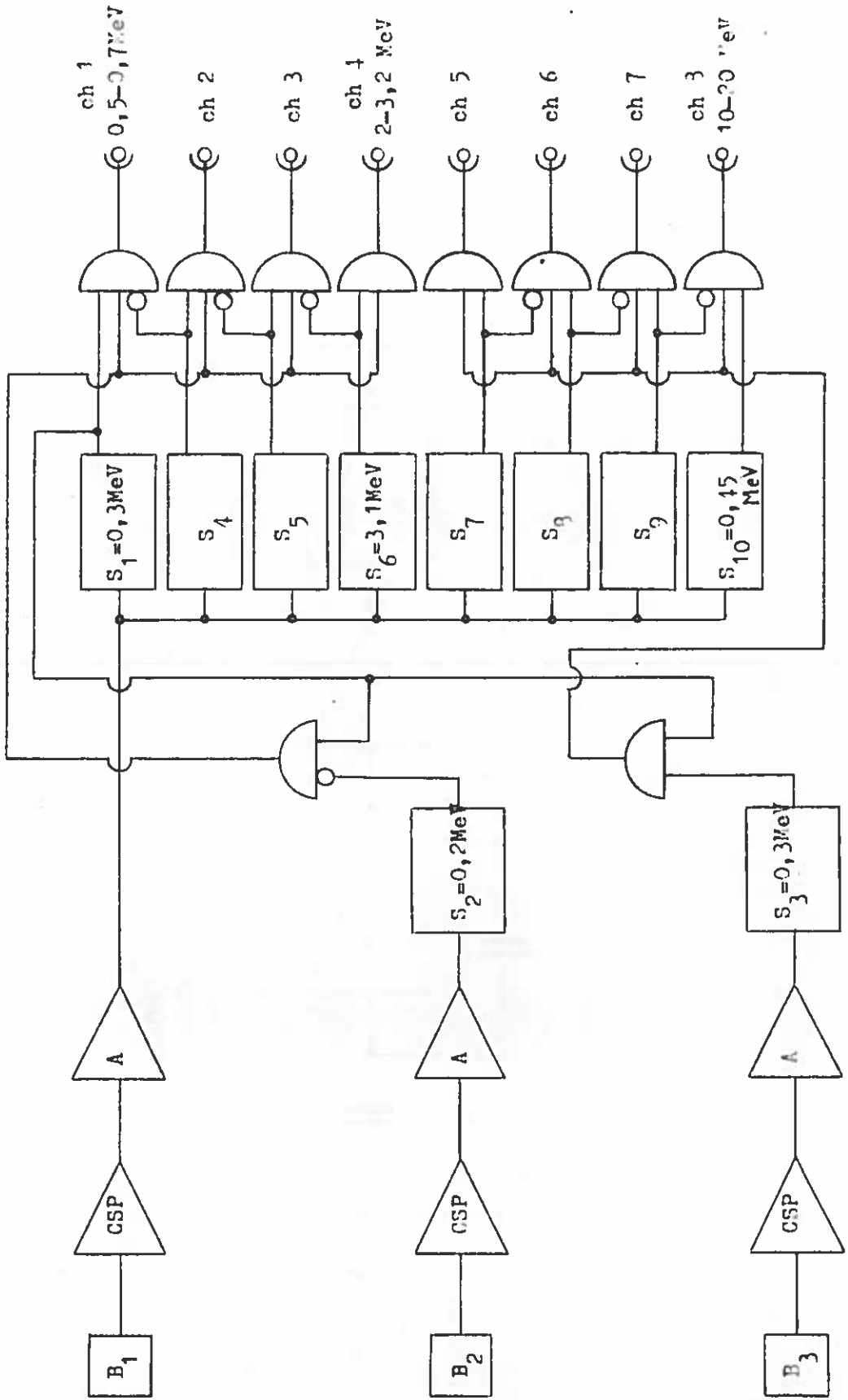


FIG. 3

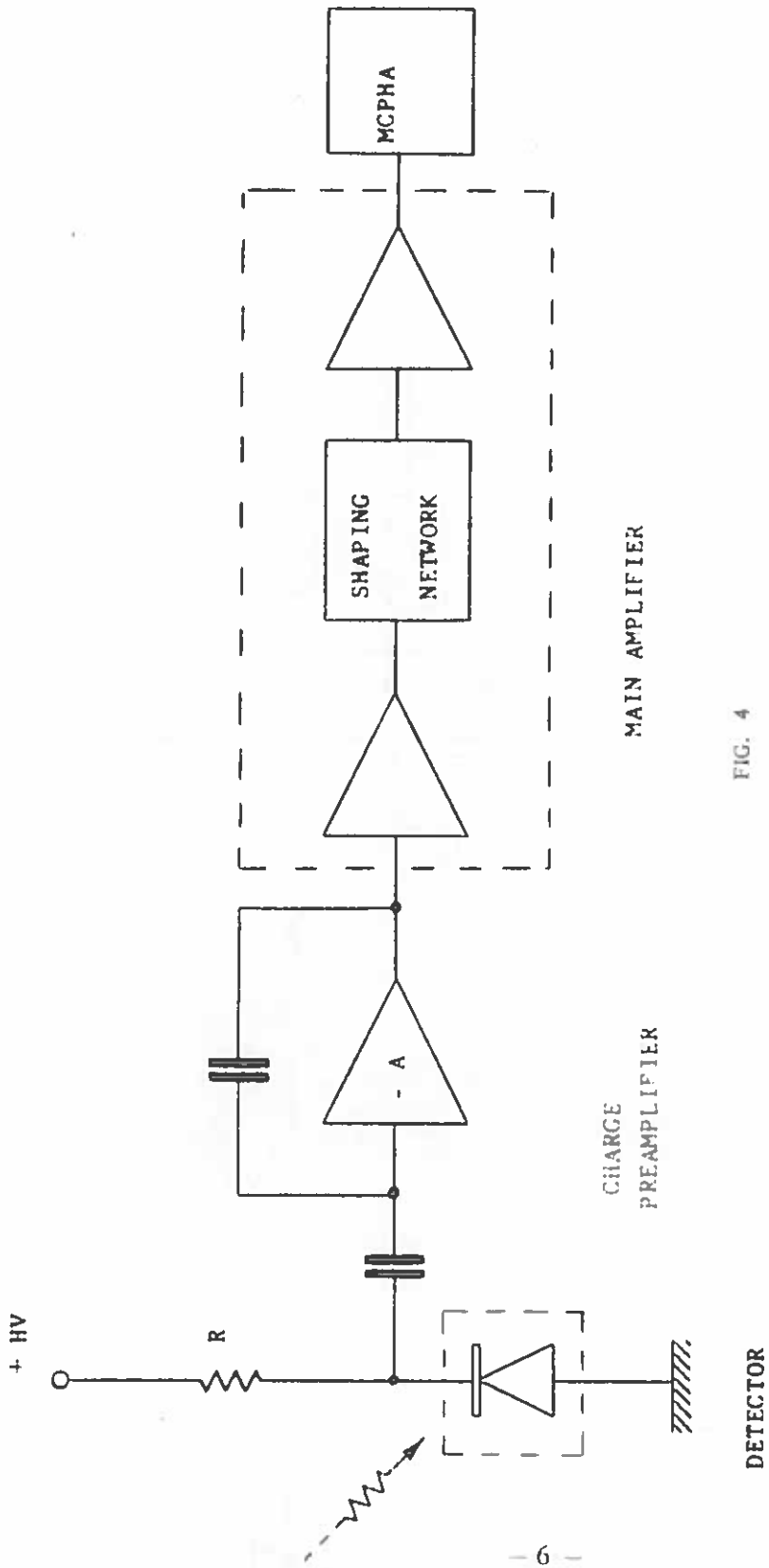


FIG. 4

- I) Nell'esperienza finora svolta sono stati impiegati rivelatori a semiconduttore a barriera superficiale totalmente depleti nei quali, cioè, la tensione applicata fa in modo che lo strato svuotato penetri tutto il corpo del semiconduttore. Per un esame globale dell'elettronica e della risposta temporale del sistema è conveniente ricorrere ad un circuito elettrico equivalente del rivelatore quale quello di Fig. 5.

L'interazione della radiazione col reticolo cristallino del rivelatore dà luogo alla creazione di coppie elettrone-lacuna in stati energetici eccitati che contribuiscono al flusso di corrente del sistema.

Il fatto che la resistenza inversa del diodo viene abbassata durante l'atto dell'eccitazione, può essere schematizzato come in Fig. 2 da un generatore di corrente impulsiva di andamento temporale del tipo :

$$i(t) \cong I_o - i_o \left(e^{-t/\tau_1} - e^{-t/\tau_2} \right) \quad (1)$$

dove I_o è la corrente inversa del diodo-rivelatore in condizioni statiche (corrente di rumore), i_o è l'ampiezza della corrente istantanea, τ_1 e τ_2 sono le costanti tempo rispettivamente di salita e di discesa dell'impulso di corrente.

- II) La funzione del preamplificatore di carica è di integrare l'impulso di corrente fornito dal rivelatore

$$Q = \int_0^{\infty} i(t) dt = -i_o (\tau_2 - \tau_1) \quad (2)$$

L'informazione fornita all'uscita è proporzionale alla carica liberata nel rivelatore stesso e, quindi, all'energia spesa dalla particella nel corpo del rivelatore a semiconduttore.

Il preamplificatore di carica è in sostanza un amplificatore di tensione reazionato nel modo indicato in fig. 6.

Applicando al circuito di Fig. 3 le leggi di Kirchoff si ha :

$$\left. \begin{aligned} i(t) &= \left[G_i + G_d + (C_i + C_d) \frac{d}{dt} \right] V_i(t) - (G_r + C_r \frac{d}{dt}) [V_o(t) - V_i(t)] \\ 0 &= G_o V_o(t) - A V_i(t) + C_o \frac{d}{dt} V_o(t) + [G_f + C_f \frac{d}{dt}] [V_o(t) - V_i(t)] \end{aligned} \right\} (3)$$

Se si trascura l'ultimo termine della seconda delle (3) che rappresenta la corrente nel ramo di reazione e se si suppone che l'amplificatore usato sia veloce, la trasformata di Laplace della tensione di uscita è :

$$V_o(p) = I_o(p) \frac{A}{[-G_r(A-1) + G_i + G_d] [1 + p\gamma]} \quad (4)$$

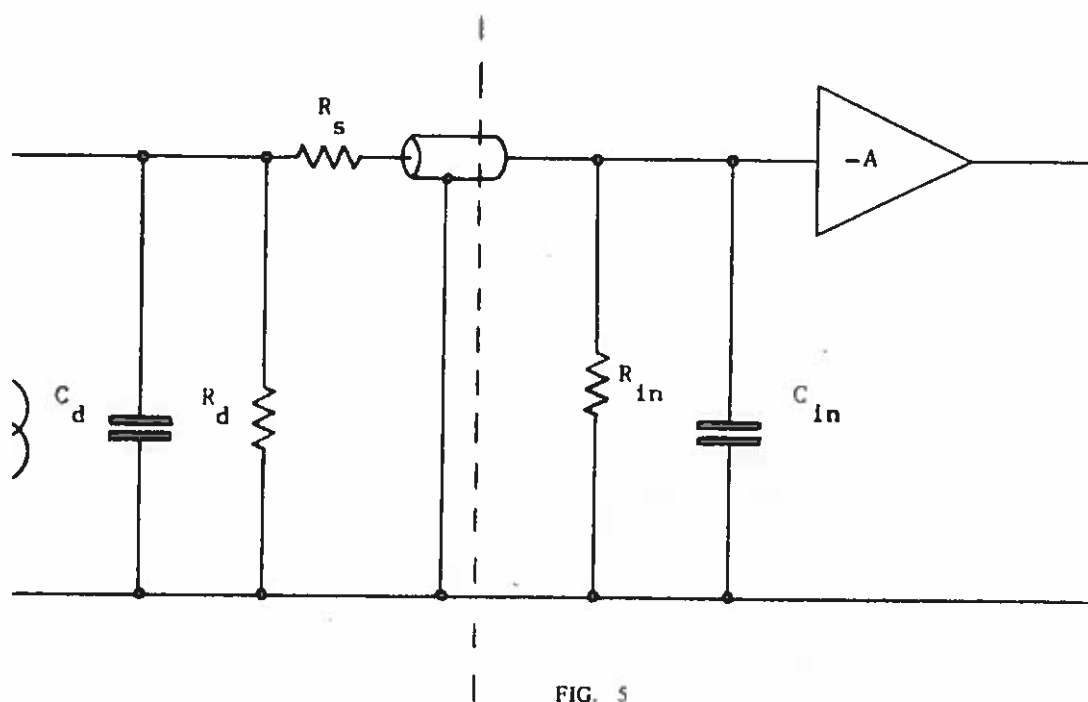


FIG. 5

C_d = capacità del rivelatore

R_d = resistenza inversa della giunzione

I = corrente di rivelazione

R_s = resistenza del contatto

R_{in} = resistenza di ingresso del preamplificatore

$$C_{in} = C_i + (A)C_f + C_s$$

C_i = capacità di ingresso del rivelatore

$(A)C_f$ = capacità Miller

C_s = capacità di stray

$-A$ = guadagno in tensione del preamplificatore

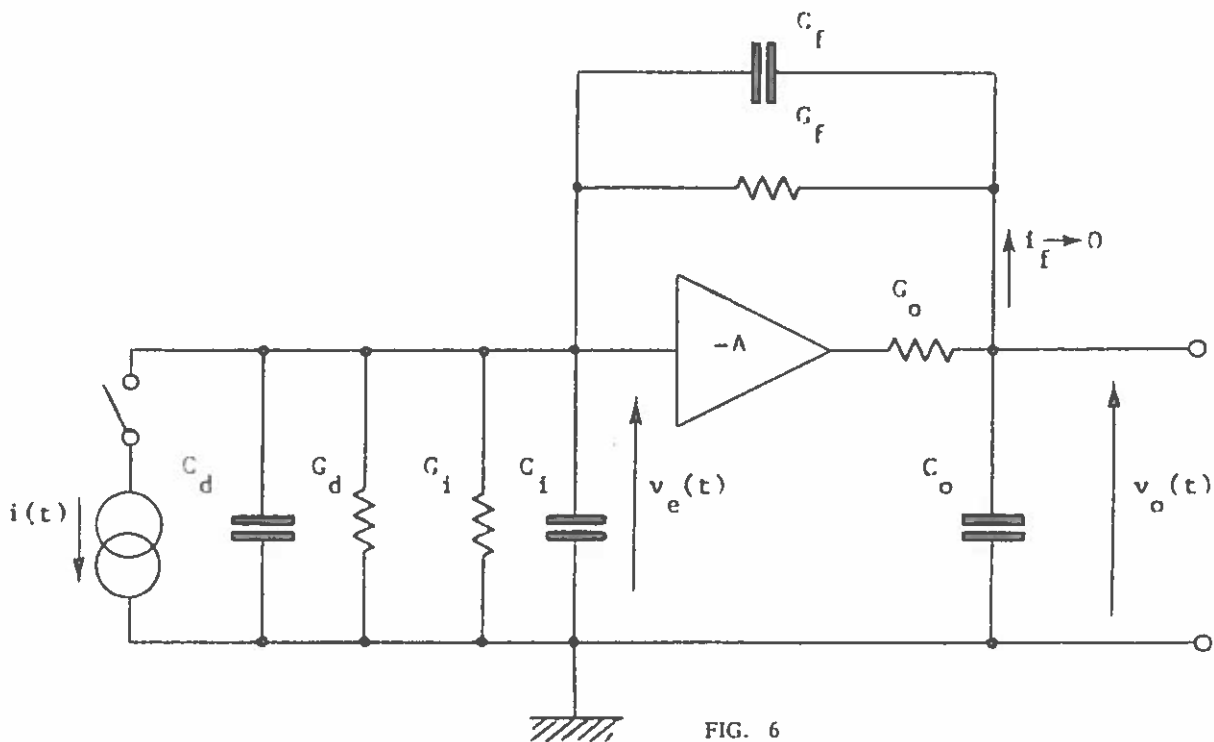


FIG. 6

dove :

- $i(t)$ = corrente di rivelazione
- C_d = capacità del rivelatore
- G_d = conduttanza inversa del rivelatore
- G_i = conduttanza di ingresso del preamplificatore
- C_i = capacità di ingresso del preamplificatore
- G_f = conduttanza di reazione
- C_f = capacità di reazione
- $-A$ = guadagno in tensione del preamplificatore
- G_o = conduttanza di uscita del preamplificatore
- C_o = capacità di uscita del preamplificatore

$$\text{dove } \gamma = \tau = \frac{-C_f(A+1) + C_i + C_d}{-G_f(A+1) + G_i + G_d} \quad (5)$$

Esplicitando $I_o(p) = L[i(t)]$, dove $i(t)$ è data dalla (1) si ha :

$$V_o(p) = i_o \frac{A}{G_i + G_d - C_f(A+1)} \cdot \frac{\tau_1 - \tau_2}{(1+p\tau)(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)} \quad (6)$$

Antitrasformando la (6) si ottiene :

$$V_o(t) = \frac{A i_o}{G_i + G_d - C_f(A+1)} \left(\frac{\tau(\tau_1 - \tau_2) e^{-t/\tau}}{(\tau - \tau_2)(\tau - \tau_1)} - \frac{\tau_1}{\tau - \tau_1} e^{-t/\tau_1} + \frac{\tau_2}{\tau - \tau_2} e^{-t/\tau_2} \right) \quad (7)$$

In genere la costante tempo viene scelta in modo tale da essere maggiore di tutte le altre costanti tempo in gioco, cioè :

$$\tau \gg \tau_1 \text{ e } \tau \gg \tau_2 \text{ con } \tau_1 < \tau_2 \quad (8)$$

Valendo queste ultime limitazioni la (7) assume la forma

$$V_o(t) = \frac{i_o A}{C_i + C_d + C_f(A+1)} [(\tau_1 - \tau_2) e^{-t/\tau} - \tau_1 e^{-t/\tau_1} + \tau e^{-t/\tau_2}] \quad (9)$$

Come risulta dall'espressione (9) la tensione di uscita di un preamplificatore di carica dipende in modo sensibile dalle costanti tempo relative alla salita ed alla discesa dell'impulso di corrente di ingresso.

Se tuttavia sono valide le (8), gli esponenziali e^{-t/τ_2} ed e^{-t/τ_1} hanno peso trascurabile rispetto ad $e^{-t/\tau}$ per cui si ha :

$$V_o(t) \cong \frac{i_o A(\tau_1 - \tau_2)}{C_i + C_d - (A+1)C_f} e^{-t/\tau} \quad (10)$$

Dalla (2) si ha: $i_o(\tau_1 - \tau_2) = Q_{in}$, da cui:

$$V_o(t) \cong \frac{A Q_{in}}{C_i + C_d - C_f(A+1)} e^{-t/\tau} \quad (11)$$

Quando il guadagno a loop aperto A dello stadio amplificatore è tale da rendere

valida la condizione :

$$|A| C_f \gg C_d + C_i \quad (12)$$

la (11) assume la forma :

$$V_o(t) \cong - \frac{Q_{in}}{C_f} e^{-t/\tau} \quad (13)$$

Verificate dunque le condizioni (8) e (12), la ampiezza della tensione di uscita è direttamente proporzionale alla carica di ingresso Q_{in} e viene a dipendere unicamente dal valore della capacità di reazione, alla stabilità della quale è strettamente legata la stabilità della risposta del preamplificatore.

Allo stesso risultato della (13) si può giungere in modo più intuitivo facendo uso del teorema di Miller secondo il quale la capacità di reazione C_f viene riflessa all'ingresso dell'amplificatore in tensione ideale di guadagno $-|A|$ e vista come $C_f(1+|A|)$.

Le ampiezze della tensione rispettivamente di ingresso e di uscita sono così :

$$V_{in} = \frac{Q_{in}}{C_d + C_i + C_f(1+|A|)}$$

$$V_o = -|A| V_{in} = - \frac{|A| Q_{in}}{C_d + C_i + C_f(1+|A|)}$$

Sotto le condizioni :

$$|A| \gg 1 \quad \text{e} \quad |A| C_f \gg C_d + C_i$$

Si ottiene $V_o \cong - \frac{Q_{in}}{C_f}$ che è essenzialmente lo stesso risultato ottenuto precedentemente.

- III) L'amplificatore principale è costituito sostanzialmente da un complesso di due o più stadi amplificatori in tensione separati da reti passive che servono al doppio scopo di formare gli impulsi ed operare tagli sul rumore in certe zone dello spettro di risposta del preamplificatore. Si può dimostrare che la condizione ottimale, per l'eliminazione di parte del rumore — che combini buone prestazioni con pregi di semplicità — è data dall'impiego di una rete passa-basso ed una rete passa-alto aventi uguali costanti tempo.

CARATTERISTICHE DEI PREAMPLIFICATORI DI CARICA

Il consumo elettrico a disposizione per l'esperimento ha fortemente condizionato certe scelte e subordinato, in parte, le prestazioni dell'elettronica alle necessità di basso assorbimento.

Si intendeva, inizialmente, utilizzare il più possibile componenti integrati a bassa dissipazione. Non è stato tuttavia possibile rinvenire integrati lineari che avessero contemporaneamente alto guadagno, buona risposta in frequenza, buone caratteristiche di rumore e consumo compatibile con le necessità della ricerca. Nonostante ciò è stata presa ugualmente in considerazione la possibilità di utilizzare componenti integrati lineari subordinando tutte le altre esigenze alla necessità di risparmiare spazio e potenza, ma i risultati ottenuti — almeno con gli integrati che sono stati provati — hanno indotto a riprogettare l'elettronica a componenti discreti.

Per il preamplificatore di carica è stata scelta la configurazione "CASCODE" realizzata con FET in ingresso e transistor nella connessione base-comune per i seguenti motivi:

- A) La configurazione "CASCODE" permette di ottenere un elevato valore del prodotto guadagno-larghezza di banda pur impiegando un relativamente esiguo numero di componenti. Il "CASCODE" è infatti un circuito che presenta un rapporto di trasferimento inverso molto basso ed è, quindi, conseguente il suo buon funzionamento in alta frequenza.
- B) La combinazione FET-transistor permette di ottenere una elevata impedenza di ingresso a loop aperto indispensabile per il buon funzionamento del preamplificatore di carica.
- C) L'accoppiamento in continua fra i componenti attivi permette migliori prestazioni per ciò che riguarda il rumore e, nello stesso tempo, consente risparmio di ingombro.

Fra i circuiti realizzati non esistono differenze sostanziali di configurazione, ma solo diversità di funzionamento dovuto al diverso dimensionamento dei componenti passivi. La configurazione adottata è schematicamente quella riportata in fig. 7.

Il "White Follower" è stato impiegato come stadio di uscita del preamplificatore di carica perchè permette di avere una elevata impedenza di ingresso, una bassa impedenza di uscita ed una notevole linearità combinate con la possibilità di elevato guadagno dovuto al "BOOTSTRAP" nella rete di uscita.

Nella fig. 8 e fig. 9 sono riportati gli schemi elettrici di due circuiti ritenuti più rappresentativi fra quelli realizzati (questi circuiti sono stati chiamati convenzionalmente L-3 e L-5).

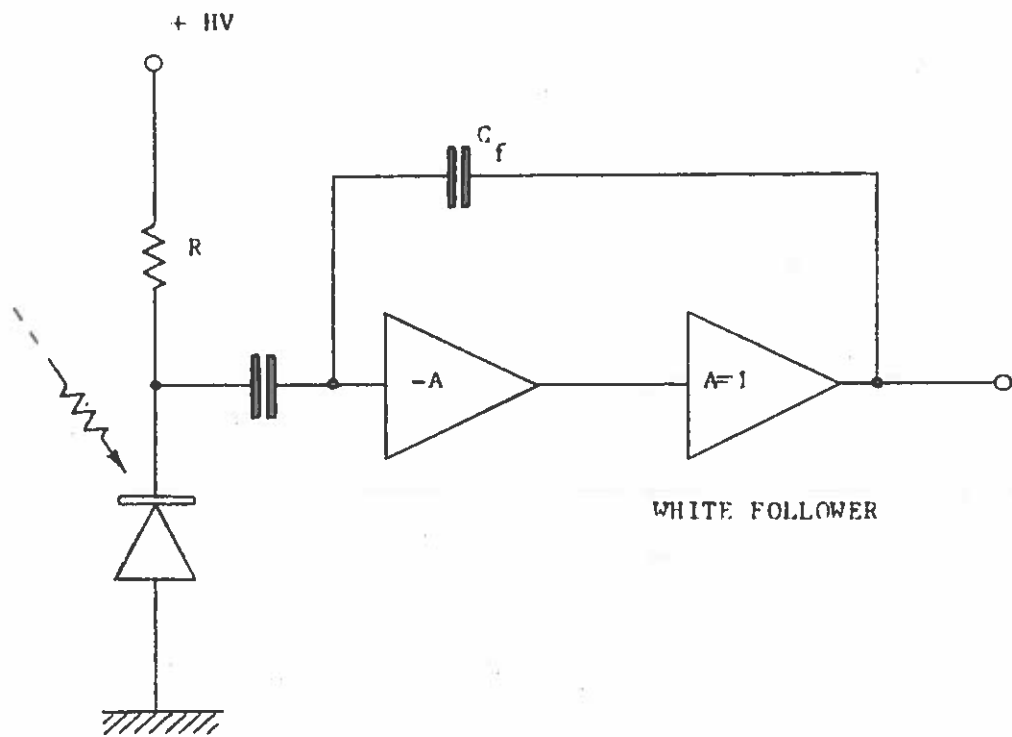
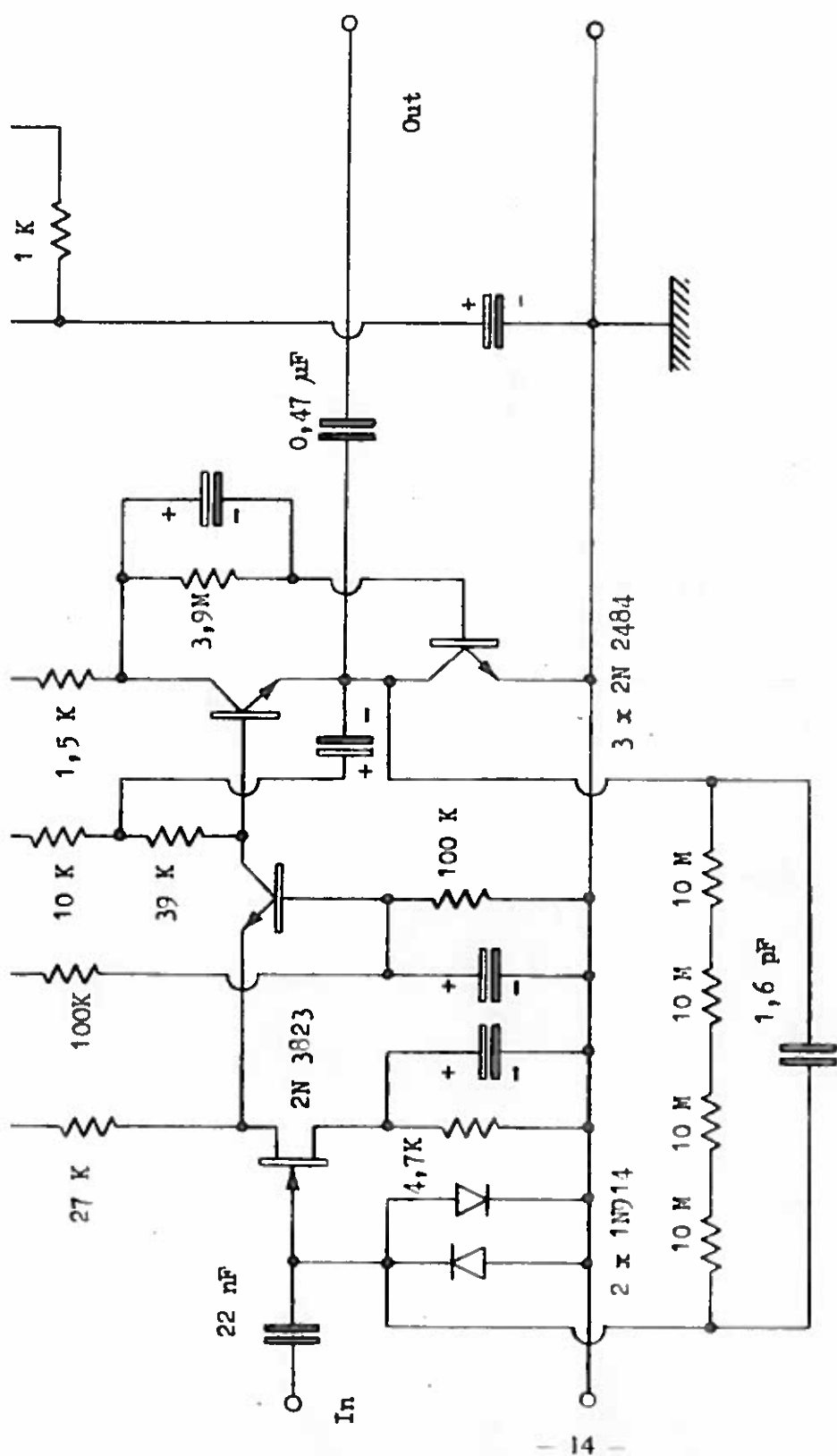
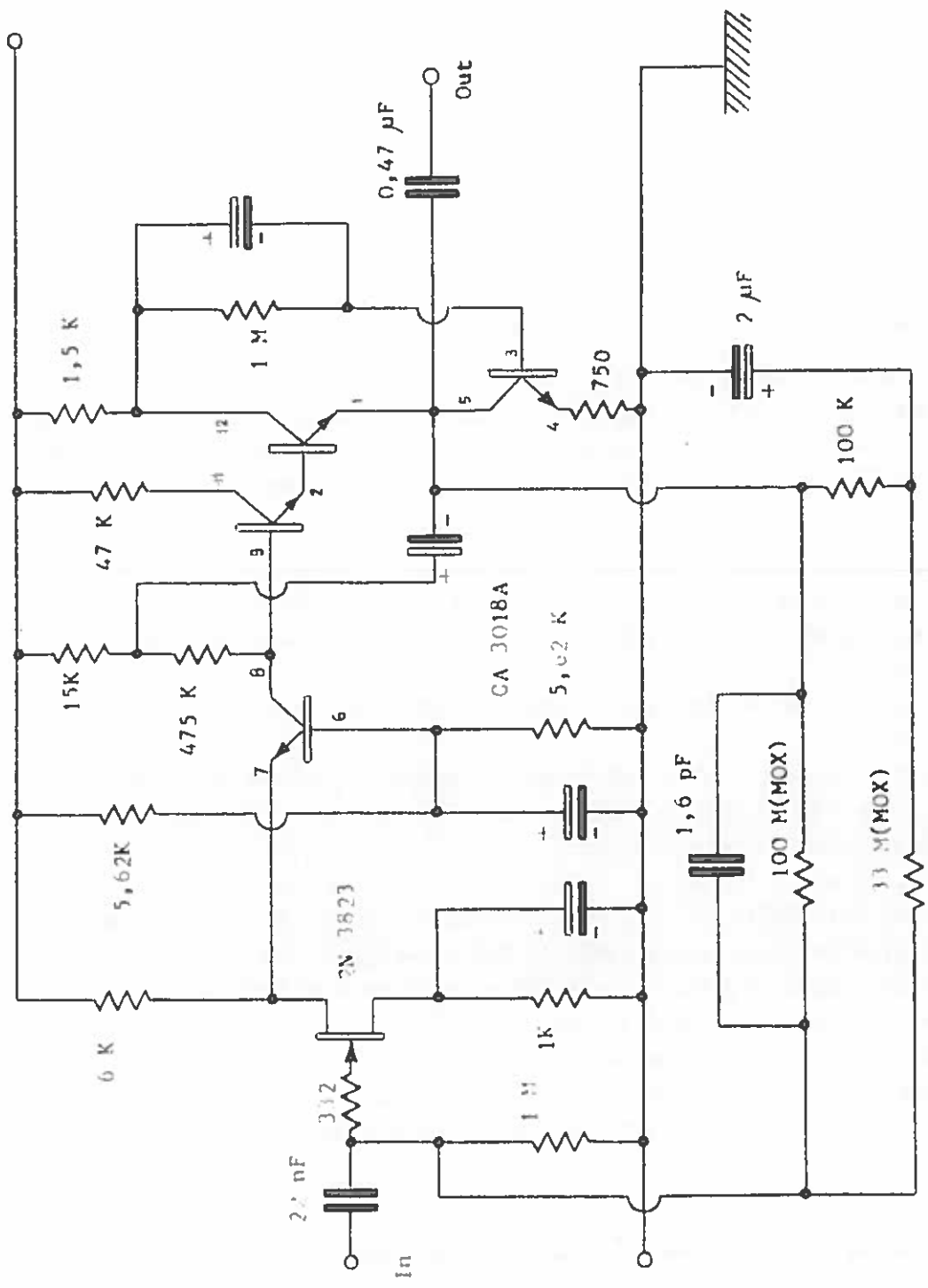


FIG. 7



* Tutti i condensatori elettrolitici sono al Tantullo da 10 μF/15 VL .
 * Tutte le resistenze sono ad impasto, il valore è espresso in Ω.

FIG. 8



Tutti i condensatori elettrolitici sono al tantalio da 10μF/25VL se non altrimenti indicato.
 Tutte le resistenze sono a film metallico, il valore è espresso in Ω.

FIG. 9

Le prestazioni tipiche dei preamplificatori realizzati sono le seguenti :

guadagno a loop aperto > 12.000

tempo di salita (10% - 90%) $\cong 200$ ns con $C_{IN} \cong 50$ pF

tempo di discesa $\cong 150$ μ s

Sono state considerate in dettaglio le seguenti caratteristiche ;

- a) sensibilità alla carica
- b) linearità
- c) rumore
- d) comportamento con la temperatura
- e) assorbimento

a) SENSIBILITA' ALLA CARICA

Sia per L-3 che per L-5 la sensibilità alla carica è dell'ordine di 25 mV/MeV misurata con rivelatori al silicio. Irradiando il rivelatore (*) con particelle α da 5.48 MeV dell'Am²⁴¹ si ha all'uscita del preamplificatore di carica un segnale di ampiezza dell'ordine di 150 mV.

b) LINEARITA'

Trattandosi di un preamplificatore di carica, e cioè di un convertitore carica-tensione, ha significato parlare della dipendenza della tensione di uscita dalla carica di ingresso.

Per valutare carica di ingresso e tensione di uscita è stata adottata la configurazione di fig. 10.

C_2 non è altro che il valore della capacità di reazione C_f riflessa all'ingresso che, per il teorema di Miller, diventa dell'ordine di $|A|C_f$. All'ingresso si ha quindi un partitore capacitivo $C_1 - C_2$ e, dato che $C_1 \ll C_2$, si ha $Q_{IN} \cong C_1 V_1 = C_2 V_2$.

Nota la tensione V_1 - che è l'ampiezza della tensione di uscita del generatore di impulsi (PPG ORTEC 419) - e nota con precisione la capacità C_1 della terminazione di carica si può calcolare la carica di ingresso Q_{IN} .

Inviando i segnali di uscita dal preamplificatore di carica all'analizzatore di ampiezza attraverso un amplificatore lineare (440A ORTEC) si ha l'ampiezza della tensione di uscita in funzione della carica di ingresso.

I risultati delle misure di linearità della tensione di uscita in funzione della carica di ingresso sono riportati - per i preamplificatori considerati - in fig. 11 e fig. 12.

(*) A barriera superficiale totalmente depleto mod. ORTEC 025 - 100

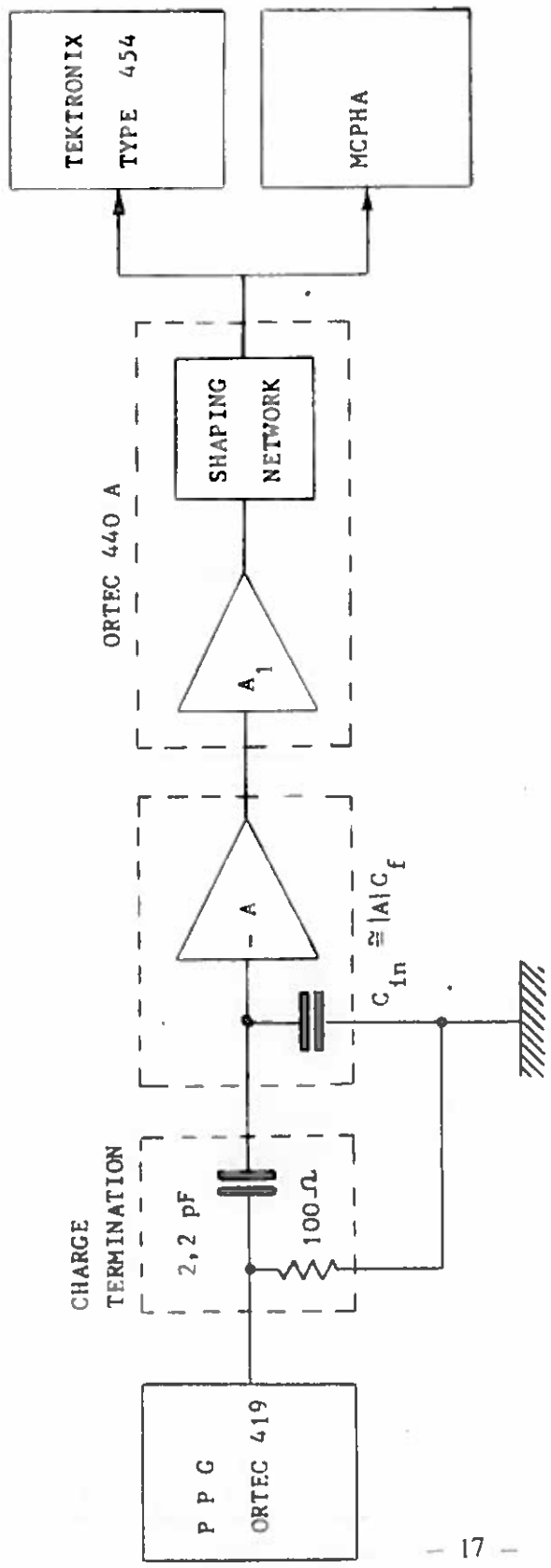


FIG. 10

Quantità proporzionale
all'ampiezza di uscita

5

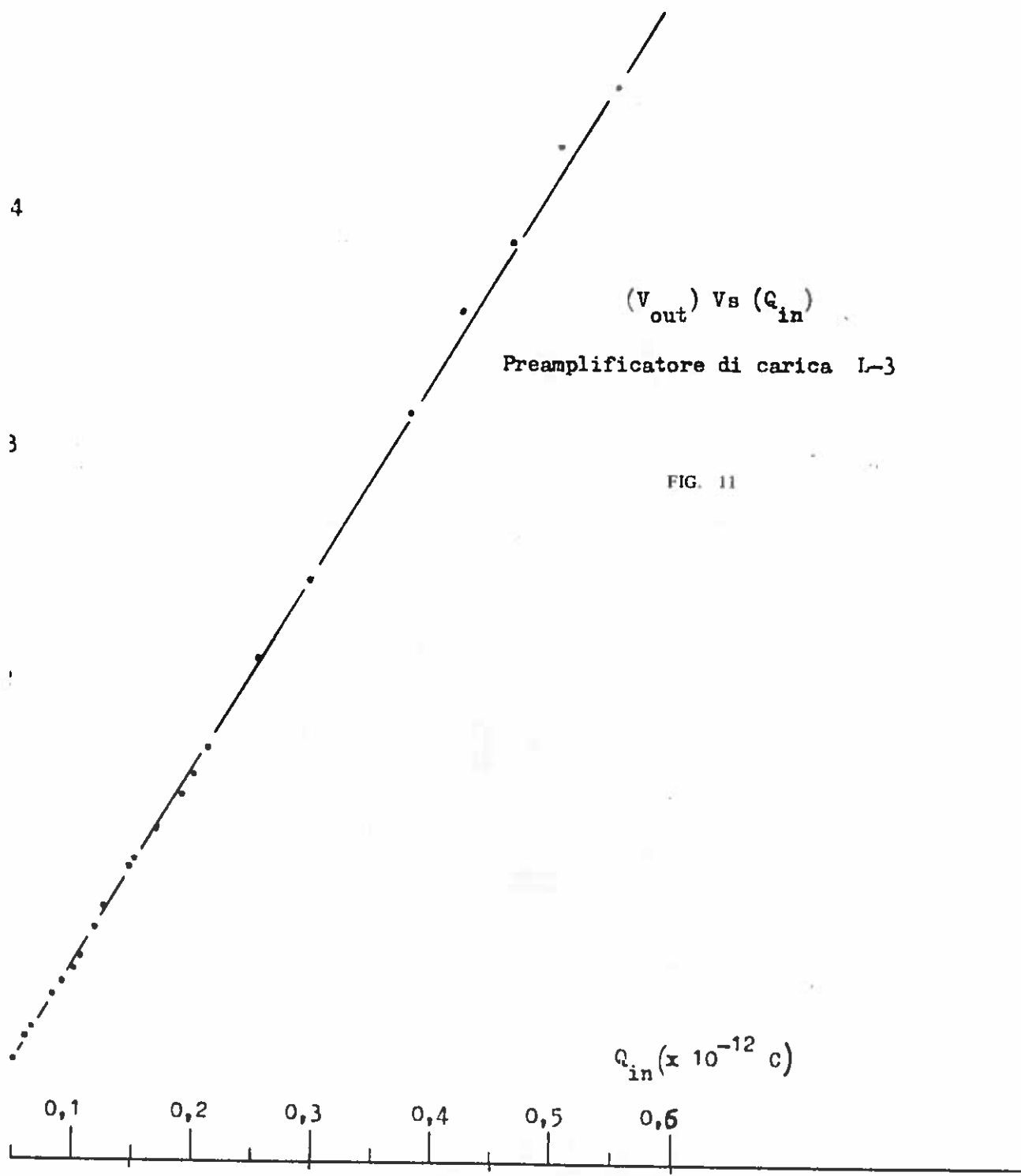
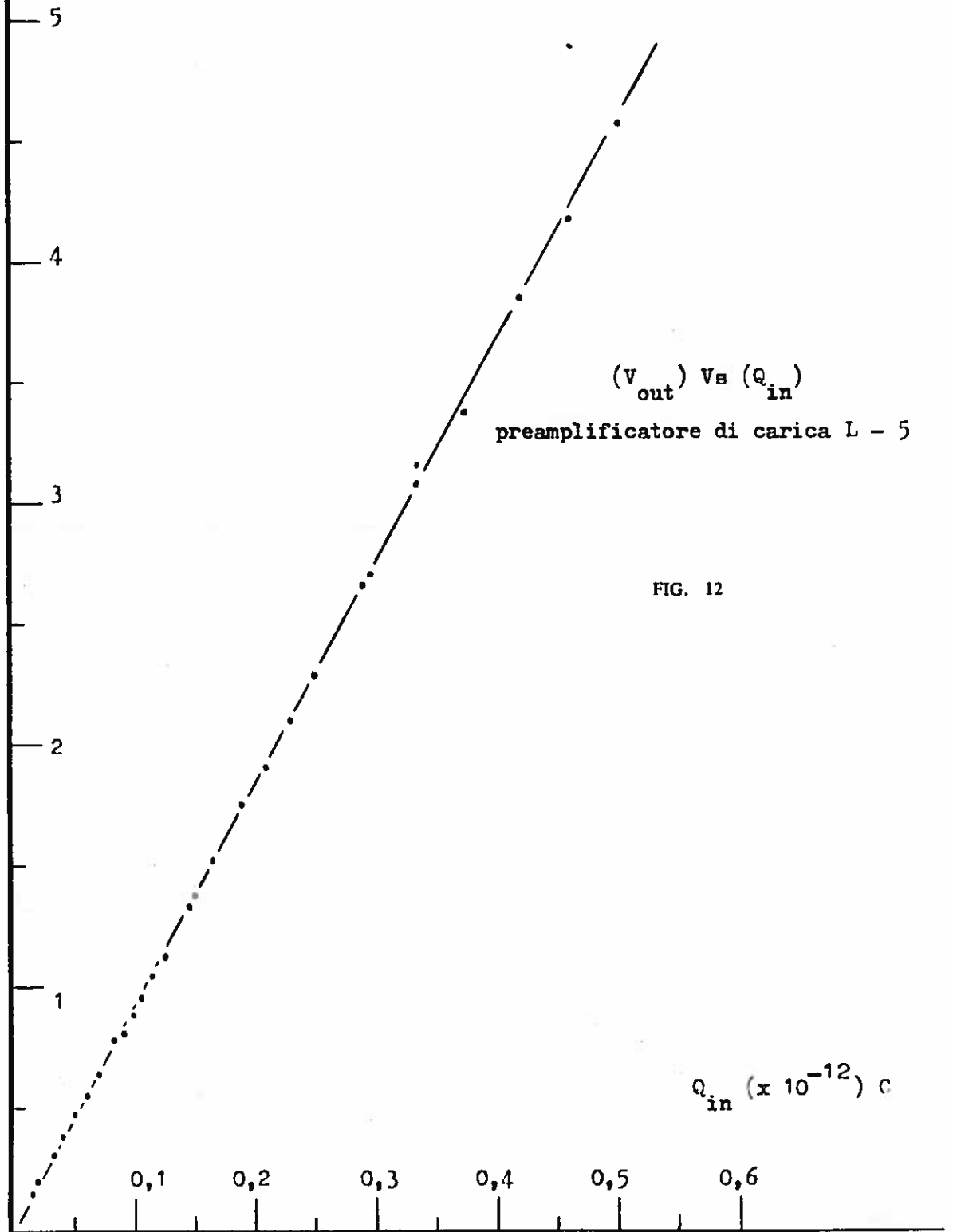


FIG. 11

Quantità proporzionale all'ampiezza
di uscita



La linearità, nell'intervallo di carica di ingresso che interessa ($2 \cdot 10^{-14} \text{C} \div 12 \cdot 10^{-14} \text{C}$), è verificata per entrambi i preamplificatori di carica L-3 ed L-5 con buona approssimazione entro gli errori di misura introdotti dall'analizzatore d'ampiezza.

) RUMORE

La configurazione adottata permette di affermare che il contributo al rumore dovuto all'elettronica è dovuto sostanzialmente allo stadio iniziale cioè al preamplificatore di carica. Il guadagno di potenza ottenibile dal preamplificatore di carica nella configurazione "cascode" è elevato per cui il rapporto S/N della catena completa (preamplificatore di carica + post-amplificatore con rete di formazione) è unicamente determinato dal primo stadio.

Sono state eseguite due tipi di misure di rumore sui preamplificatori di carica considerati.

La prima consiste nella misura della figura di rumore del preamplificatore di carica, pilotato in tensione anziché in carica, in confronto alla figura di rumore del preamplificatore di carica ORTEC 109A ottenute nelle stesse condizioni di pilotaggio.

La misura della figura di rumore NF a larga banda è stata eseguita con generatore di rumore. La fig. 13 mostra un risultato tipico: in essa è riportata la figura di rumore NF in dB per il preamplificatore L-5 ed il preamplificatore ORTEC 109A in funzione della resistenza di sorgente.

La minima figura di rumore, per entrambi i preamplificatori, è dell'ordine di 0,5 dB; per il 109A la resistenza ottima di sorgente è dell'ordine di 21,5 K Ω mentre per L-5 è dell'ordine di 46,4 K Ω .

Più significativa, agli effetti dell'impiego del preamplificatore di carica, è la misura della carica equivalente di rumore (ENC). La ENC è definitiva come quella carica che, applicata all'ingresso del preamplificatore di carica, produce all'uscita dello stesso una tensione la cui ampiezza uguaglia il valore efficace della tensione di rumore. Lo schema adottato per la misura della ENC è quello di fig. 14.

Se V_1 è l'ampiezza della tensione di uscita del generatore, la variazione di carica nella capacità della terminazione e nella capacità di ingresso del preamplificatore dovuta alla variazione della tensione di ingresso, è :

$$Q_1 = \frac{V_1 C_c \sum_k C_k}{C_c + \sum_k C_k}$$

dove C_c è la capacità della terminazione di carica $\sum_k C_k$ è la capacità totale di ingresso del preamplificatore comprendente la capacità delle connessioni, la capacità |A| C_f ecc.

Ora se $C_c \ll \sum_k C_k$ - il che avviene in realtà perchè esiste la capacità Miller |A| C_f -

\overline{NF} (dB)

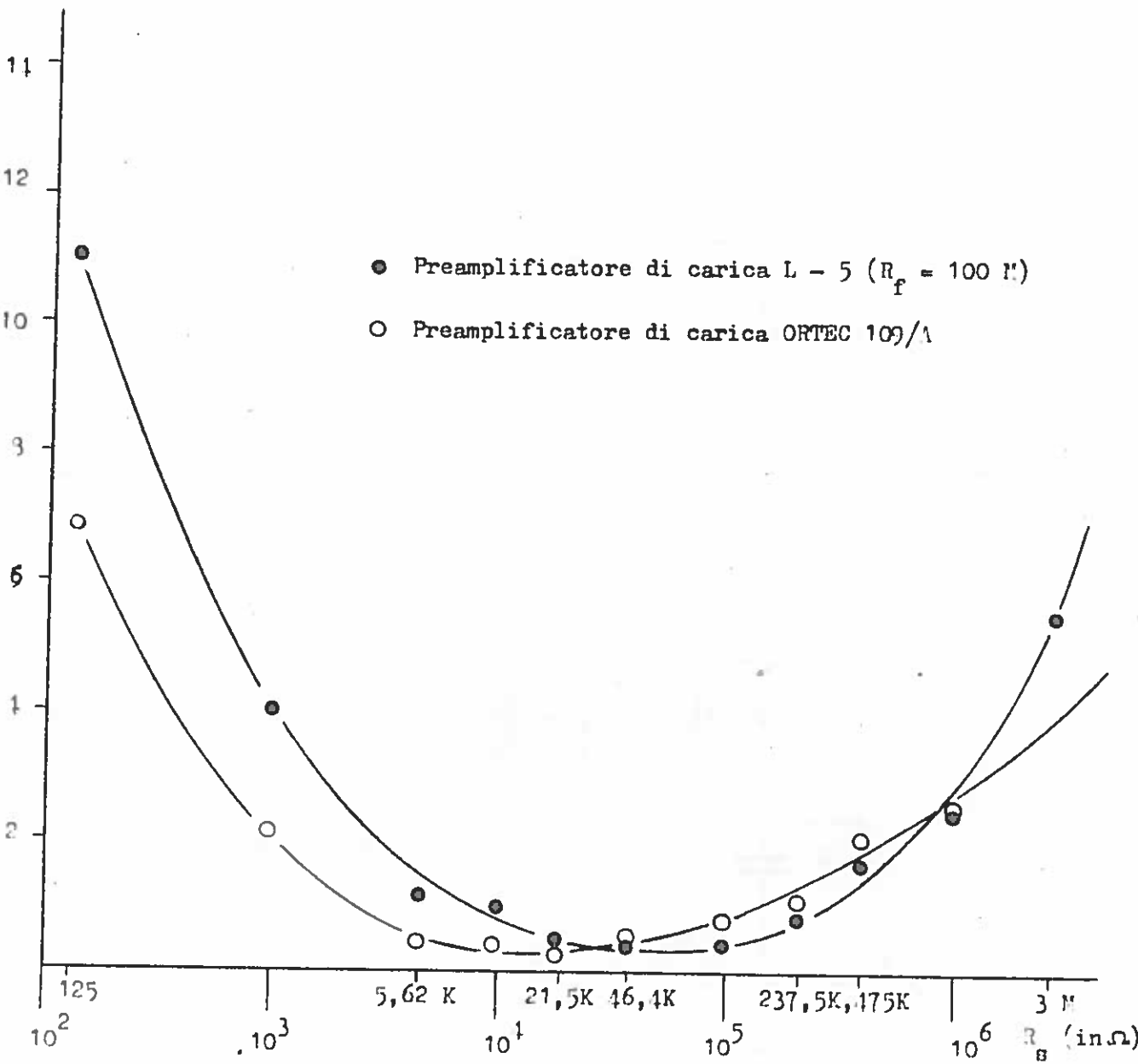


FIG. 13

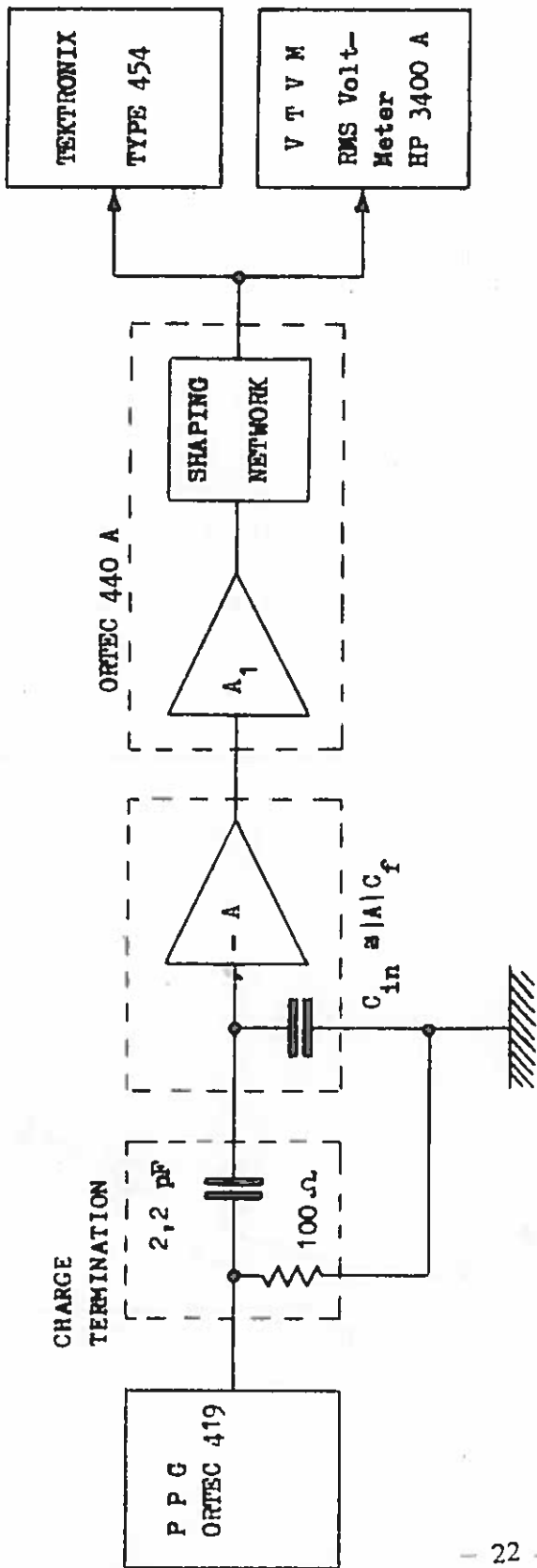


FIG. 14

si ha $Q_1 = C_1 V_1$ ed è quindi possibile conoscere la carica trasferita all'ingresso. Dalla definizione di ENC si ha :

$$ENC = \frac{V_1 C_c}{q V_o} (V_N)_{RMS}$$

dove V_o è l'ampiezza della tensione di uscita (corrispondente ad una carica di ingresso $C_c V_1$) misurata all'oscilloscopio o all'analizzatore l'ampiezza.

$(V_N)_{RMS}$ è il valore efficace della tensione di rumore all'uscita del preamplificatore con impulsatore a riposo.

V_1 e C_c sono già definite e note con precisione.

$$q = 1.6 \cdot 10^{-19} C.$$

La misura è stata eseguita introducendo l'amplificatore ORTEC 440A a filtri attivi. Come già detto la combinazione di una rete RC passa-alto ed una RC passa-basso aventi uguale costante tempo tende a ridurre il rumore sulle bande laterali della risposta del preamplificatore di carica oltre che formare l'impulso.

A seconda dei valori di costante tempo usati si hanno diverse ENC; esiste comunque un valore ottimo per un determinato preamplificatore con il quale la ENC è minima come risulta dalla fig. 15 che riporta i risultati di queste misure.

La migliore costante tempo di taglio per i tre amplificatori di carica è dell'ordine di $0,5 - 0,7 \mu s$; per i valori migliori di costante tempo si hanno le ENC riportate nella tabella I.

$$\text{Costante tempo } (RC)_{NT} = (RC)_{DIFF} \cong 0,5 \mu s$$

Preamplificatore di carica	ENC	FWHM
109A ORTEC	1300 elettroni	9,4 KeV
L-3	3200 elettroni	22,6 KeV
L-5	2000 elettroni	14,1 KeV

Tabella I

Assumendo che il rumore (ENC) del preamplificatore di carica, combinato con il rumore intrinseco del rivelatore (corrente inversa del diodo rivelatore) contribuisca allo sparpagliamento della riga di 5,47 MeV delle α dell' Am^{241} , sono state eseguite, nelle stesse condizioni di irraggiamento del rivelatore, analisi di ampiezze per il 109 ORTEC ed il preamplificatore L-5 che presenta buone caratteristiche di ru-

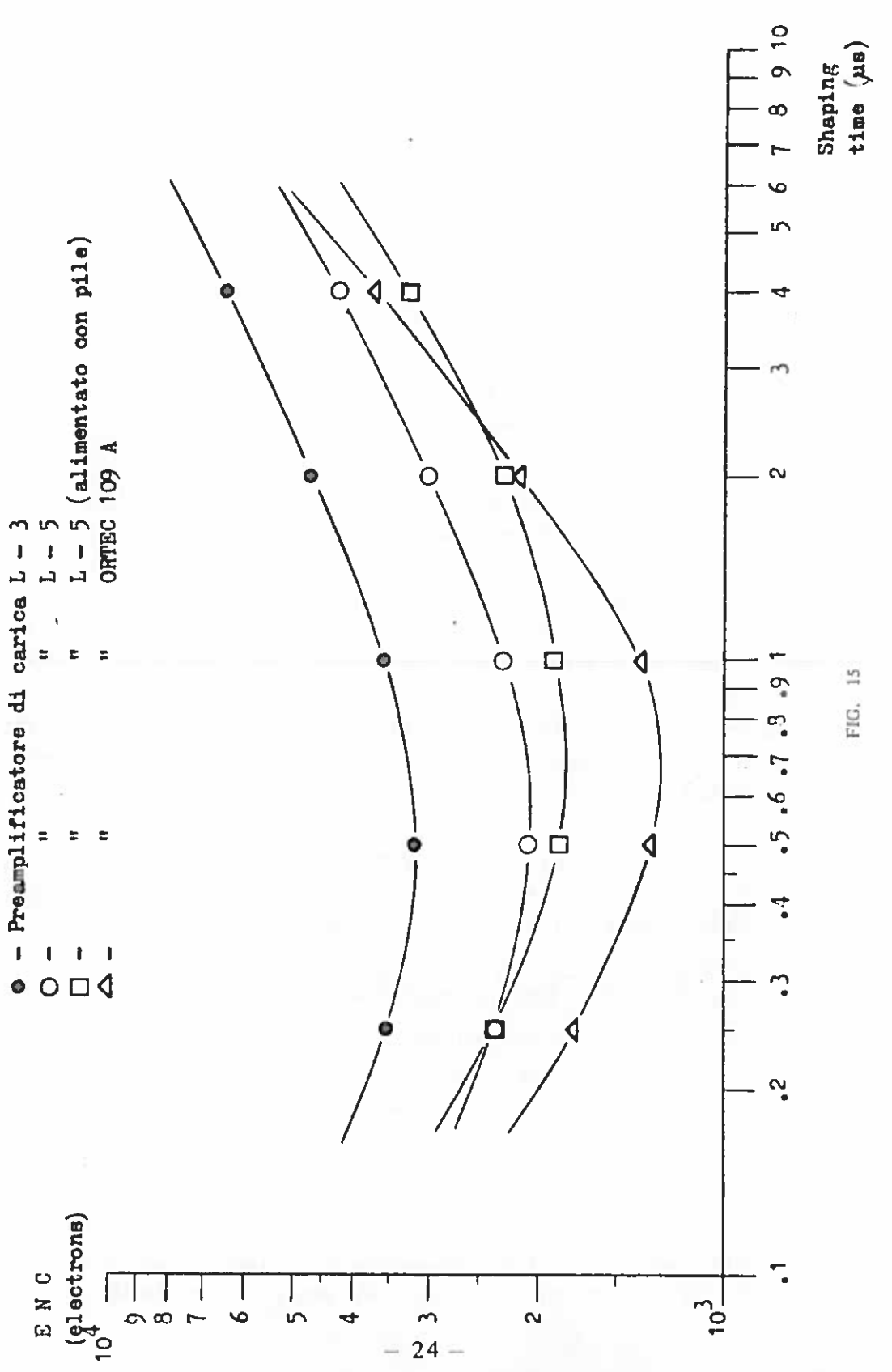


FIG. 15

more. Da queste misure – eseguite con costante tempo $(RC)_{INT} = (RC)_{DIFF} \cong 0,5\mu s$ risulta una ampiezza a mezzo massimo dell'ordine di 0,8% per il preamplificatore L-5 e dell'ordine di 0,5% per il 109A ORTEC.

d) COMPORTAMENTO CON LA TEMPERATURA

I circuiti considerati sono stati sottoposti ad escursioni termiche nell'intervallo $-30^{\circ}C - +50^{\circ}C$. Andamenti tipici delle variazioni della risposta dei preamplificatori con la temperatura sono riportati in fig. 16.

Scegliendo come riferimento $T_0 = +25^{\circ}C$ il guadagno del preamplificatore L-3 ha un coefficiente termico dell'ordine di $\pm 170 \text{ ppm}/^{\circ}C$ mentre quello di L-5 ha un coefficiente termico approssimativo di $\pm 230 \text{ ppm}/^{\circ}C$.

C'è da notare che le pendenze delle curve riportate in fig. 13 sono – per i due preamplificatori considerati – di segno opposto. Ciò è dovuto al particolare tipo di compensazione adottato; per L-3 la compensazione è stata tentata agendo sui singoli componenti mentre per L-5 la compensazione è stata operata agendo con una reazione globale sul circuito.

Resta da dire che – specie per quanto riguarda il preamplificatore di carica – le esigenze di basso rumore, basso assorbimento e stabilità termica sono in parte contrastanti per cui si è cercato di contemperare queste necessità fondamentali ai fini della ricerca e di vedere fino a qual punto potessero essere sacrificate prestazioni a basso rumore a scapito della stabilità o viceversa (l'assorbimento è un vincolo imprescindibile).

A questo proposito va sottolineato il fatto che il preamplificatore di carica L-5 presenta ottime caratteristiche di rumore rispetto ad L-3 mentre quest'ultimo ha, rispetto al primo, caratteristiche migliori per quanto riguarda la stabilità termica.

e) ASSORBIMENTO

L'assorbimento per L-3 è contenuto entro 2 mA con +12V di alimentazione per un totale di circa 24 mW di dissipazione a $T = +25^{\circ}C$ mentre per L-5 l'assorbimento è dell'ordine di 2,5 mA nelle stesse condizioni di L-3.

CARATTERISTICHE DEI POST-AMPLIFICATORI

Ai preamplificatori di carica sono connessi due post-amplificatori in tensione con reti di formazione di cui sono brevemente descritte le prestazioni.

Gli amplificatori che completano la catena lineare dell'analisi sono stati assogettati alle medesime esigenze dei preamplificatori di carica: rumore, assorbimento, linearità, stabilità termica ed impiego ridotto di componenti.

Le prestazioni dei post-amplificatori possono essere riassunte da :

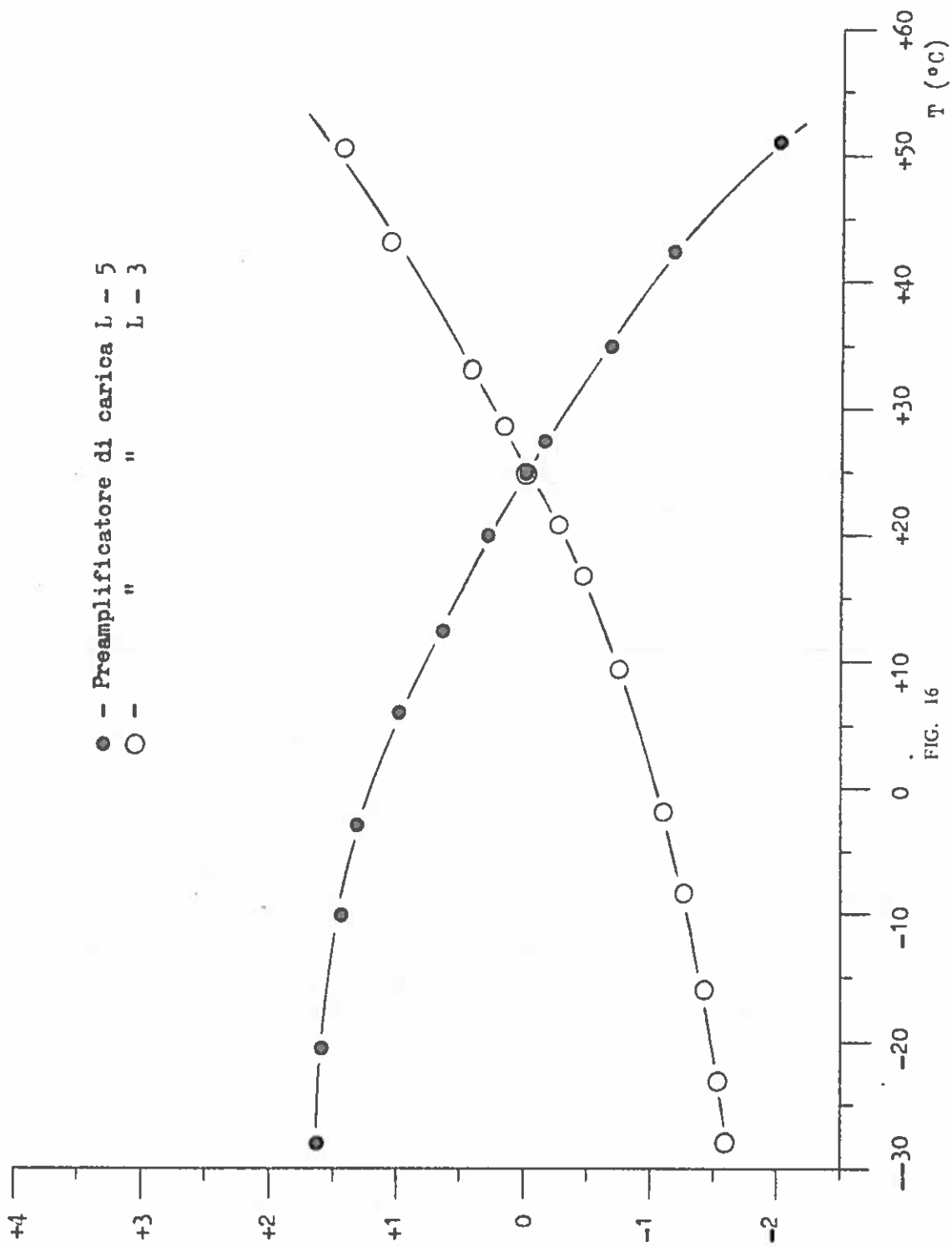


FIG. 16

- a) dinamica
- b) linearità
- c) coefficiente termico
- d) assorbimento

a) DINAMICA

La tensione all'ingresso degli amplificatori è dell'ordine di 150 mV quando il rivelatore al silicio totalmente depleto (100μ di spessore, 25 mm^2 di superficie) è irraggiato dalle α da 5,48 MeV dell' Am^{241} ; all'uscita si ha un segnale che varia – a seconda degli amplificatori – da 3V ad 8V con un guadagno complessivo che va da 20 a 55 (occorre tener presente che non vi è solo guadagno attivo dato che fra stadio e stadio sono inserite le reti passive che hanno lo scopo e di formare gli impulsi e di ridurre il rumore sulle bande laterali).

b) LINEARITA'

La linearità degli amplificatori è verificata – ne è un tipico esempio il risultato graficato in fig. 17 – entro circa lo 0,5% nel campo di dinamica di interesse.

c) COEFFICIENTE TERMICO

Assumendo come riferimento la temperatura di $+25^\circ\text{C}$ il coefficiente termico degli amplificatori realizzati è dell'ordine di $\pm 200\text{ ppm}/^\circ\text{C}$ nell'intervallo $-30^\circ\text{C} - +50^\circ\text{C}$.

d) ASSORBIMENTO

L'assorbimento varia – da amplificatore ad amplificatore – da 1,3 mA a 2,5 mA con $+12\text{V}$ di alimentazione.

Sono state eseguite misura di deriva dell'assorbimento in funzione della temperatura per un complesso costituito da preamplificatore di carica e post-amplificatore. Un risultato tipico è quello di fig. 18: la deriva è dell'ordine di $-10\% - +3\%$, rispetto all'assorbimento a $T = +25^\circ\text{C}$, nell'intervallo $-30^\circ\text{C} - +50^\circ\text{C}$.

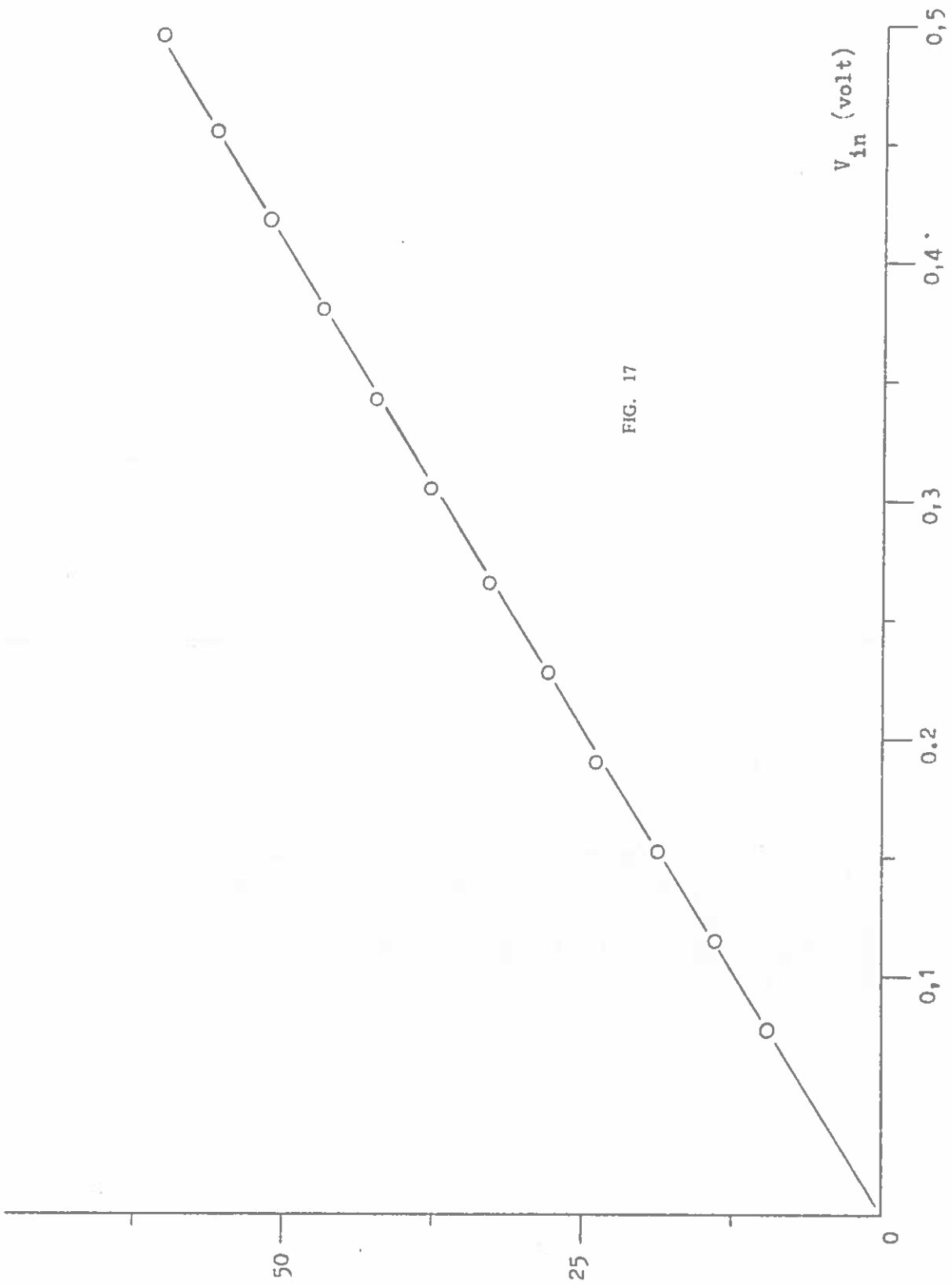


FIG. 17

Preamplificatore + Amplificatore L - 5

P(25°C)

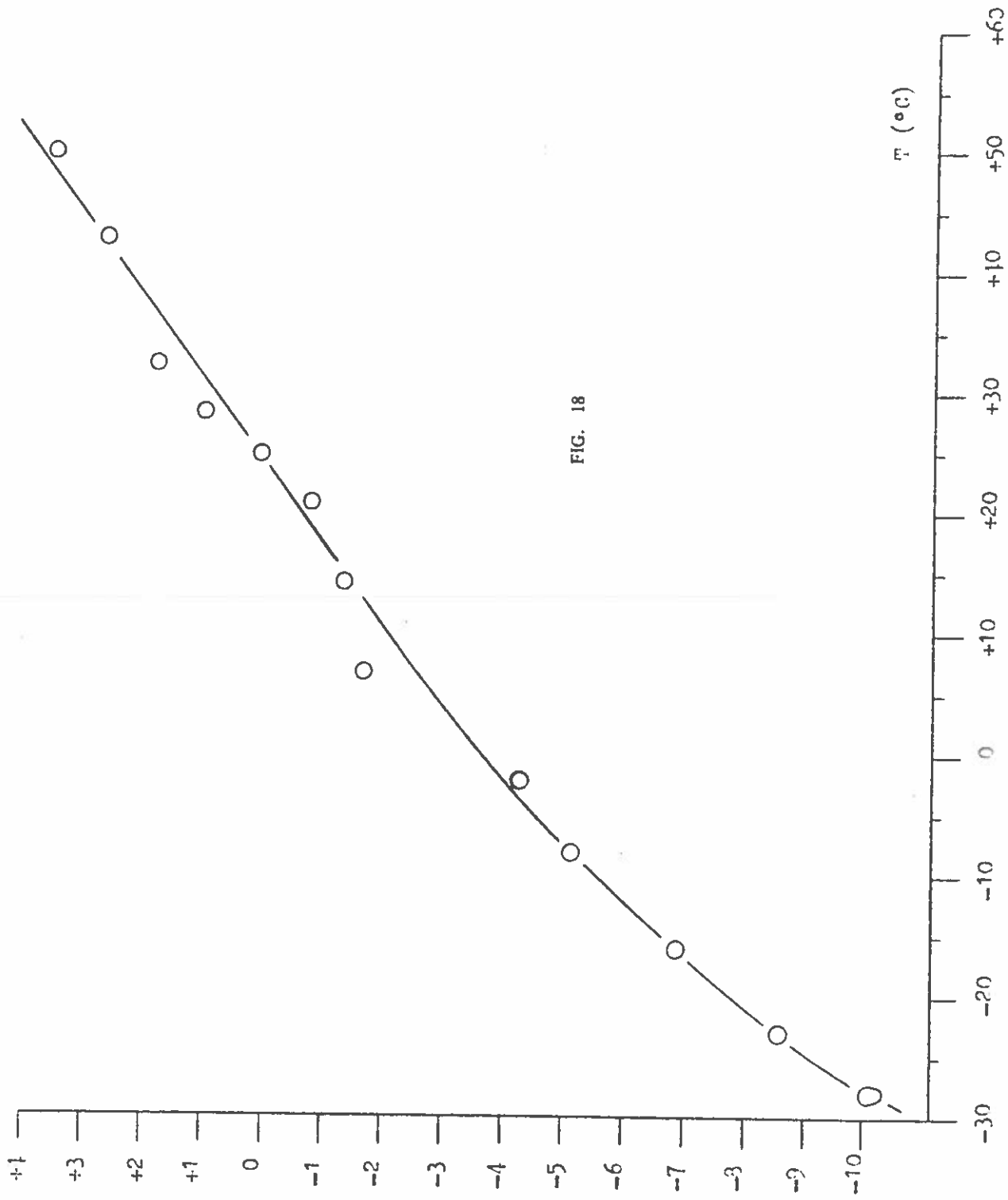


FIG. 18

BIBLIOGRAFIA

- 1) T.V. Blalock – “A low-noise CSP with a FET in the input stage”
IEEE Trans. Nucl. Sci. NS-11 (1964), 365
- 2) T.V. Blalock – “A wide band, low noise CSP”
IEEE Trans. Nucl. Sci. NS-13 (1966), 457
- 3) V. Radeka – “Field - effect - transistor: its characteristics and applications”
IEEE Trans. Nucl. Sci. NS-11 (1964), 358
- 4) B. Chirilov – “Design of low noise CSP with FETs”
Electronic dep. of the Danish Atomic energy Commission
RIS Ø (Aprile 1967)
- 5) J.R. James – “Analysis of the transistor cascode configuration”
Electronic Engineering, 32 (1960), 44-48
- 6) E. Fairstein – “Considerations in the design of pulse amplifier for use with
solid state radiation detectors”
IEEE Trans. Nucl. Sci. NS-8 (1961), 129
- 7) J.H. McQuaid – “An electron and proton spectrometer detectors system for
OGO-E satellite experiment”
IEEE Trans. Nucl. Sci. NS-13 (1966), 515
- 8) G. Bertolini, A. Coche (ed) – “Semiconductor detectors”
North Holland publ. Co. (1968)
- 9) J. Millman, C.C. Halkias – “Electronic devices and circuits”
McGraw-Hill (1967)
- 0) C.D. Todd – “Junction - Field - Effect - Transistors”
John Wiley and Sons (1968)