

LNF - 65/46  
2 Dicembre 1965

C. Dardini, A. Villalba e R. Visentin:  
CONVERTITORE TEMPO AMPIEZZA. -

(Nota interna: n. 298)

Nota Interna: n° 298  
2 Dicembre 1965

C. Dardini, A. Villalba e R. Visentin: CONVERTITORE TEMPO AMPIEZZA -

## 1. INTRODUZIONE -

Il convertitore tempo-ampiezza è uno strumento comunemente impiegato nelle misure di spettrometria di massa con particelle cariche, in generale nelle misure di tempo di volo, e nelle misure di vita media di stati instabili (vedi vita media del positronio)<sup>(1)</sup>, ove sostituisce un metodo integrale di raccolta degli eventi al metodo delle coincidenze ritardate.

In eventi di questo tipo esiste sempre un intervallo di tempo  $\Delta t$  che separa, ad esempio, gli istanti in cui una particella ha attraversato due opportuni rivelatori posti ad una distanza  $l$ , ovvero l'intervallo di tempo  $\Delta t$  che intercorre tra la creazione ed il decadimento di un determinato stato instabile.

Il convertitore tempo-ampiezza permette di stabilire una corrispondenza, che si traduce in una legge lineare, tra l'intervallo di tempo  $\Delta t$ , in misura, e l'ampiezza, in volt, di un impulso di tensione, ovvero una quantità di carica  $Q$ . Esistono diversi tipi di convertitori tempo-ampiezza, realizzati con tubi termoionici e più recentemente anche con elementi semiconduttori; la distinzione tra i vari tipi di convertitori avviene essenzialmente prendendo a termine di confronto il principio seguito nel realizzare la conversione. Per una dettagliata discussione dell'argomento si può fare riferimento all'articolo di rassegna scritto da M. Bonitz<sup>(2)</sup>, nel quale è ampiamente trattata la materia riguardante i metodi di conversione tempo-ampiezza, ed è eseguito un confronto tra il metodo delle coincidenze ritardate e quello della conversione. Nell'articolo è inoltre citata un'ampia bibliografia riguardante l'argomento dei convertitori tempo-ampiezza.

Tra i primi circuiti di conversione tempo-ampiezza realizzati interamente con semiconduttori ricordiamo il circuito di G. Culligan e N. Lipman<sup>(3)</sup>. Successivamente impiegando anche diodi ad effetto tunnel la tecnica ha permesso di produrre schemi ancora più sensibili quali, ad esempio, quelli proposti da Wiener<sup>(4)</sup>, Ophir<sup>(5)</sup>, e più recentemente da Weisberg<sup>(6)</sup>.

Quest'ultimo autore ha mostrato che impiegando particolarissimi accorgimenti nel montaggio del circuito e nella selezione dei componenti è possibile, con uno schema relativamente semplice, raggiungere tempi risolutivi di 0,225 ns nella curva di pronta risoluzione con contatori a scintillazione e sorgente di  $\text{Co}^{60}$ . In effetti, specialmente nei circuiti con transistori la selezione dei componenti può giocare un ruolo determinante nel definire le prestazioni di uno schema o nel migliorarle.

Con il nostro lavoro vogliamo proporre un circuito di conversione tempo-ampiezza realizzato con elementi a semiconduttori; in esso si impiega il metodo diretto Inizio-Fine (Start-Stop)<sup>(2)</sup> per la conversione.

Il circuito, già impiegato in misura, associa una notevole semplicità di costruzione ad una buona ripetibilità ed ad un buon tempo risolutivo intrinseco.

## 2. CARATTERISTICHE -

### Circuiti di ingresso Inizio e Fine

Impedenza d'ingresso	125 $\Omega$
Polarità del segnale di comando	negativa
Durata	$\geq 5$ ns
Soglia ( $v_1$ )	0,2 - 0,3 volt
Ampiezza max	3 volt(x)

### Circuito di Gate

Impedenza d'ingresso	125 $\Omega$
Polarità del segnale di comando	positiva
Ampiezza del segnale	min. 0,2 volt max 3 volt
Durata	$\geq 6$ ns

---

(x) - Il circuito è protetto da limitatori in ingresso. Quando essi agiscono si ha disadattamento del segnale; il segnale riflesso deve essere riassorbito dalla resistenza di adattamento del cavo all'anodo del f. m.

Impulso di uscita del convertitore

Impedenza di uscita

70  $\Omega$ 

Ampiezza

min. 1 volt (livello di zero)  
max 10 volt

Polarità

positiva

Durata

variabile 150 - 500 ns

## 3. DESCRIZIONE DEL CIRCUITO -

In fig. 1 è illustrato lo schema logico del circuito: un impulso positivo in  $E_g$  fa scattare il circuito monostabile (Gate), che predispone i due circuiti bistabili nei canali Inizio e Fine, fornendo un impulso di durata  $\Delta T_g$  (fig. 2). In questa condizione un segnale esterno negativo  $E_1$  (proveniente direttamente, ad esempio, da un F.M.), di ampiezza  $v > v_1$  ( $v_1$  soglia in  $E_1$ ) e durata  $\Delta t^{(x)}$  innesca la commutazione del bistabile Inizio, e, con essa, la carica a corrente costante del condensatore C (conversione tempo-ampiezza). Il segnale negativo in  $E_2$  (Fine) interrompe la corrente di carica di C (fig. 2). L'ampiezza del segnale di tensione  $V_C$  ai capi della capacità è allora proporzionale all'intervallo di tempo  $\Delta t$  (fig. 2), che se para il segnale in  $E_1$  da quello in  $E_2$ .

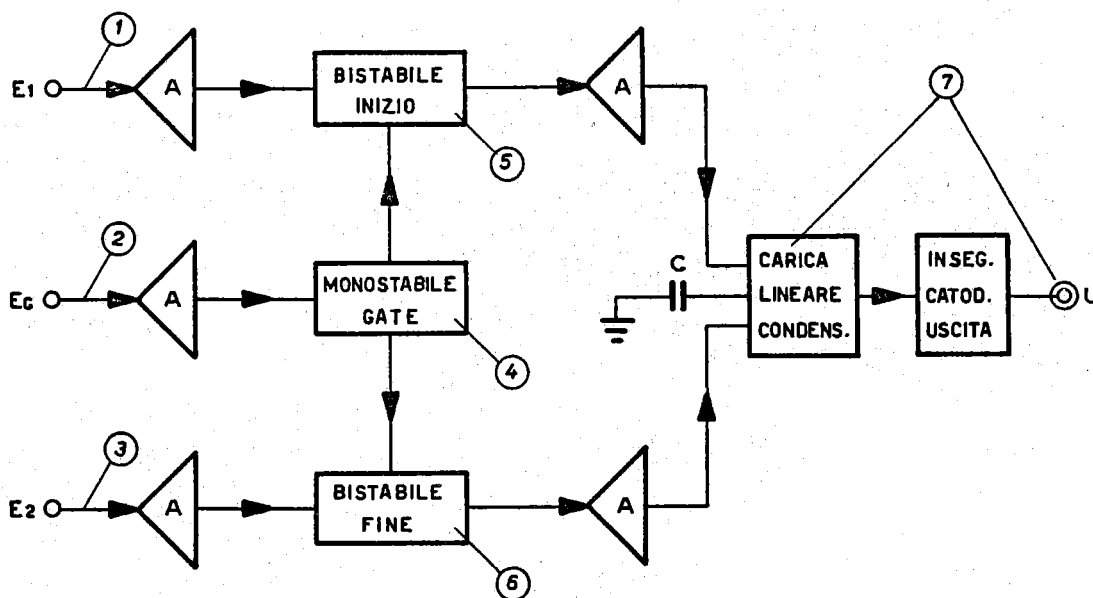


FIG. 1

(x) - Comunque il segnale di ingresso può essere di durata  $\Delta t \lesssim \frac{\Delta T_g}{2}$

Quando ha termine il segnale di Gate  $\Delta T_g$  i due bistabili vengono ricondotti nella condizione di riposo ed ha fine bruscamente il segnale d'uscita (fig. 2).

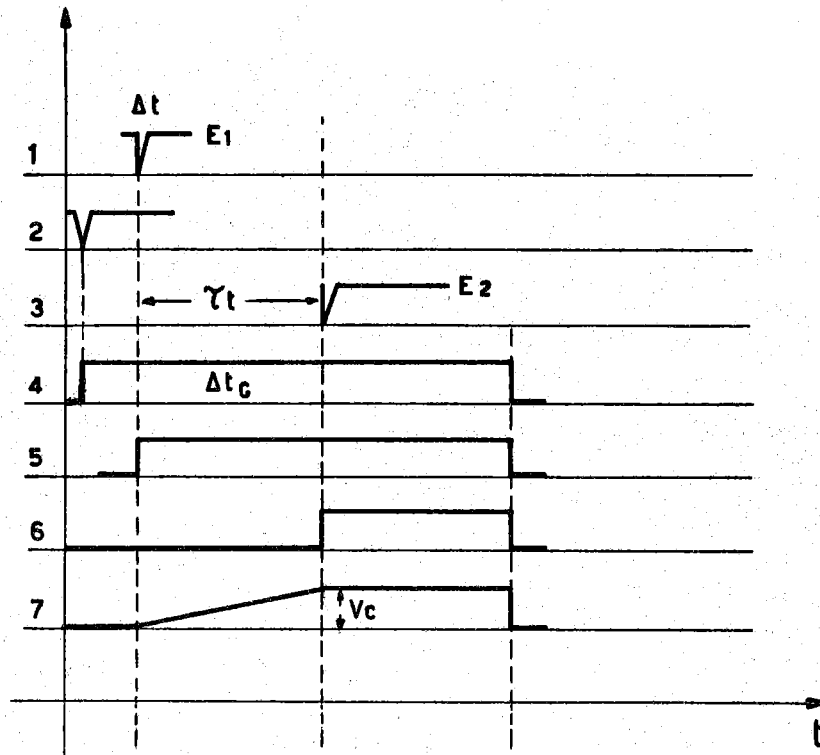


FIG. 2

Lo schema descritto presenta le seguenti proprietà operative:

a) - Il circuito può essere impiegato sia per la misura di intervalli di tempo molto brevi (nell'intervallo dei ns o frazioni di ns), che per intervalli di tempo molto lunghi (dell'ordine dei  $\mu s$ ).

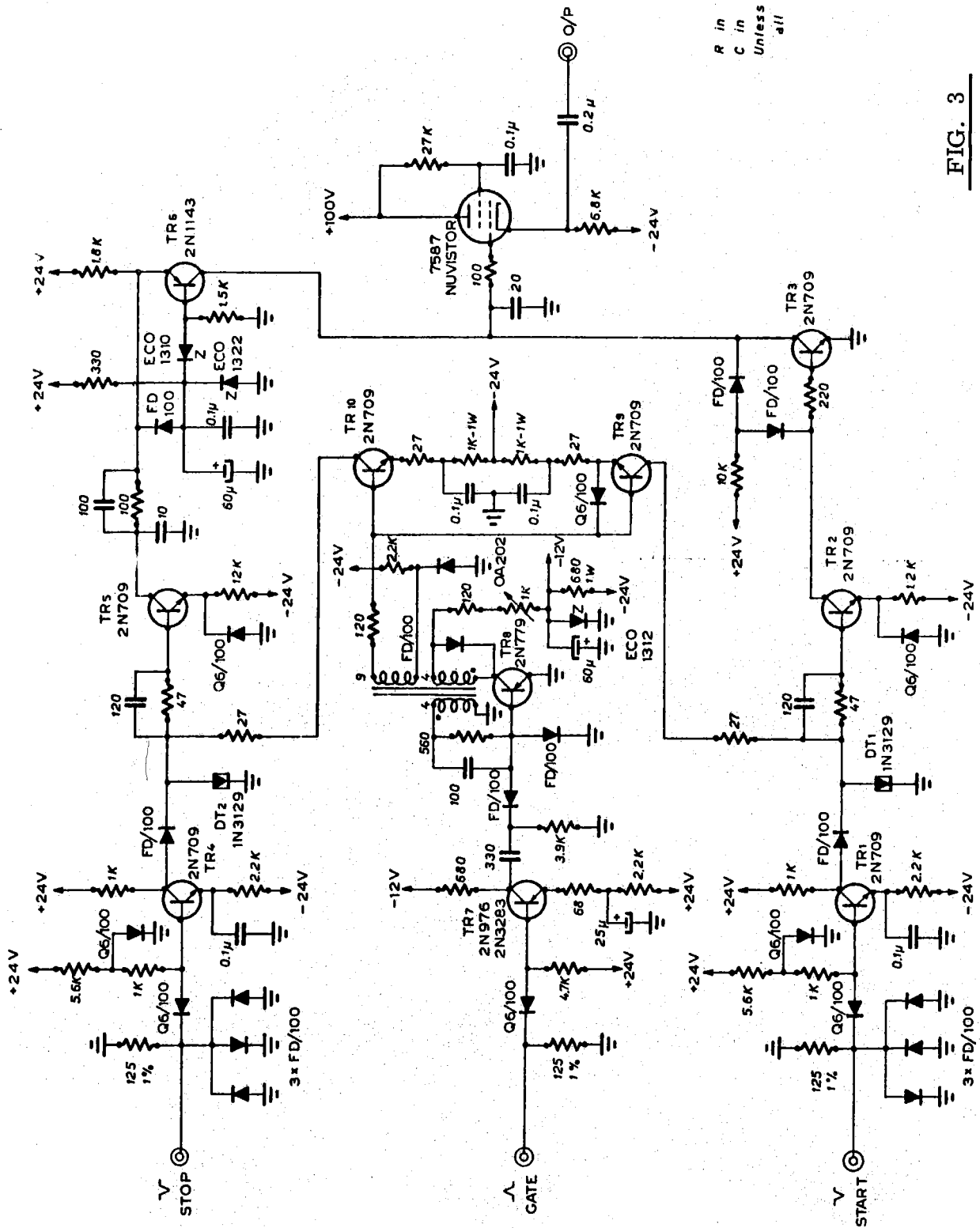
b) - Il segnale di Gate predispone i canali di ingresso alla rivelazione dei segnali in  $E_1$  ed  $E_2$ .

c) - I canali di ingresso scattano sulla prima informazione che ad essi giunge dopo il segnale di Gate e conservano tale informazione sino al termine del segnale di Gate, essendo insensibili ed altri segnali di comando.

d) - Un impulso solamente nel canale  $E_2$  (Fine) non produce segnale in uscita; un impulso solamente nel canale  $E_1$  (Inizio) produce in uscita un segnale di ampiezza  $V_{max} \sim 10$  volt.

e) - In assenza del segnale di Gate i canali di ingresso sono insensibili agli impulsi di comando, indipendentemente dall'ampiezza di questi ultimi.

f) - La durata (regolabile) del segnale di Gate è praticamente



R in Ohm  
 C in Farad  
 Unless otherwise specified  
 all resistors are 1/4W

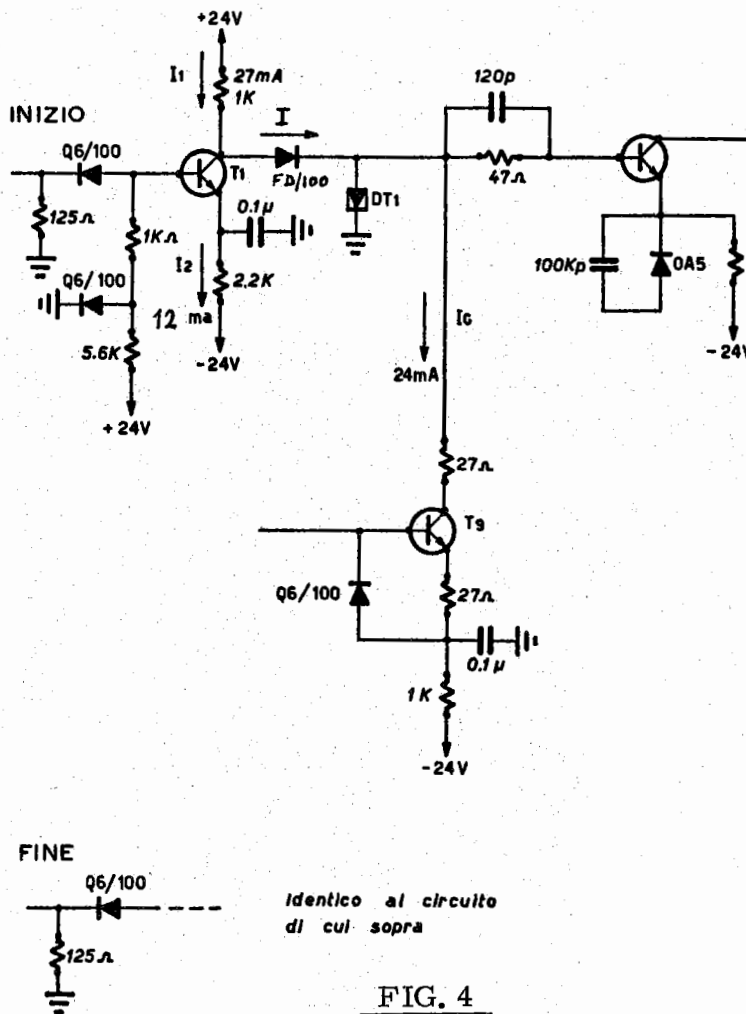
FIG. 3

uguale (fig. 1a) a quella del segnale di uscita. In tal modo è resa possibile l'analisi di ampiezza con circuiti multicanale, senza l'interposizione di circuiti allungatori ausiliari.

g) - Il tempo morto  $\tau_m$  dell'intero circuito è essenzialmente determinato dal tempo morto del monostabile di Gate, come segue dalla ispezione di fig. 2 e di fig. 3.

Nella versione attuale si è impiegato un monostabile del tipo blocking oscillator, la scelta di questo circuito non è stata tuttavia dettata da particolari esigenze o considerazioni. L'impulso di uscita del monostabile ha una durata variabile nell'intervallo 150-500 ns ed il circuito può operare ad una frequenza di ripetizione di circa 1,2 Mc/sec, quando la durata dell'impulso  $\Delta T_g = 300$  ns. Normalmente il limite nella frequenza di ripetizione delle misure è imposto dal multicanale analizzatore d'ampiezza.

Nella fig. 3 è lo schema completo del convertitore tempo-ampiezza. I canali Inizio e Fine sono identici: il transistor  $T_1$  (amplificatore, limitatore) è normalmente in conduzione (fig. 3 e 4), la sua corrente di emettitore è  $I_2 = 12$  mA.



La resistenza posta sul collettore è percorsa dalla corrente  $I_1 = 27 \text{ mA}$ ; la differenza  $I = I_1 - I_2 = 15 \text{ mA}$  fluisce nel diodo tunnel DT1 attraverso il diodo FD/100. DT1 costituisce l'elemento bistabile. In condizioni di riposo DT1 è polarizzato inverso da una corrente di intensità  $-9 \text{ mA}$  (punto A in fig. 5), perchè il transistor  $T_9$ , in conduzione, inietta in esso una corrente inversa  $I_g = -24 \text{ mA}$ . Il segnale di consenso (apertura Gate) interdice  $T_9$  ( $I_g = 0$ ) ed il diodo DT1 si viene a trovare polarizzato al livello  $+15 \text{ mA}$ , nella prima parte ascendente della sua caratteristica (fig. 5, punto B), predisposto ad una commutazione.

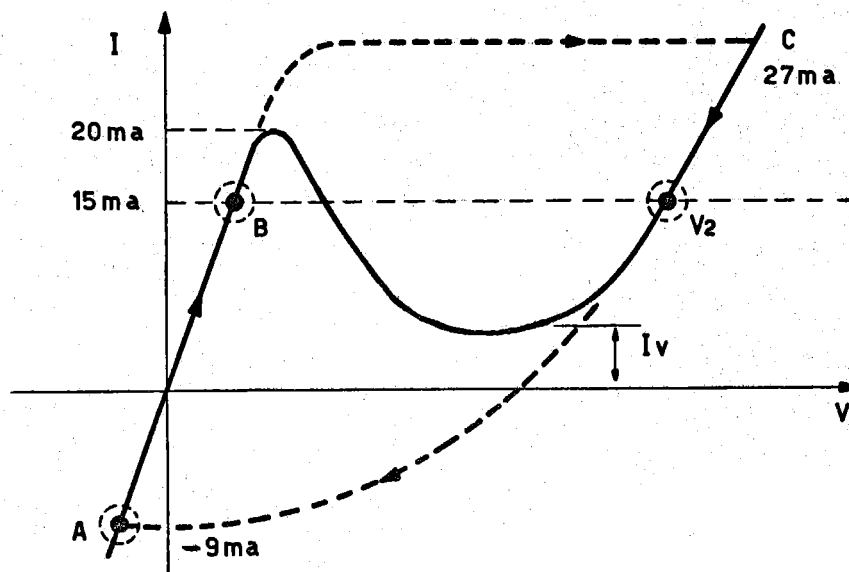


FIG. 5

Questa viene innescata da un segnale negativo di ingresso che interdice la corrente in  $T_1$ . In tale situazione la corrente  $I_2 = 12 \text{ mA}$ , normalmente condotta da  $T_1$ , viene iniettata nel diodo tunnel<sup>(x)</sup>, il quale commuta (punto C fig. 5). Al termine del segnale di comando,  $T_1$  conduce nuovamente ed il diodo tunnel si porta ad operare nel punto  $V_2$  (fig. 5) della sua caratteristica, conservando così l'informazione che ne aveva provocato la commutazione (DT1 opera da elemento bistabile). Quando ha fine l'impulso di Gate  $T_9$  conduce di nuovo e riporta DT1 nella condizione di riposo (punto A fig. 5).

Due circuiti di questo tipo (fig. 3 e 4) vengono impiegati per comandare l'inizio e la fine della carica a corrente costante di una capacità C. I transistori  $T_3$  e  $T_6$  costituiscono l'elemento circuitale per la carica lineare di C (= 20 pf).

(x) - Il collettore di  $T_1$  opera praticamente come nodo di corrente, cioè la corrente viene deviata nel ramo di DT1 senza che vi sia apprezzabile variazione della d. d. p.



$T_3$  (NPN fig. 3) opera nella configurazione con emettitore a massa,  $T_6$  (PNP) opera nella configurazione con base a massa; in condizioni di riposo la corrente di collettore di  $T_6$  è iniettata nel collettore di  $T_3$ .

L'impulso di DT1, amplificato, interdice la corrente condotta da  $T_3$ .  $T_6$  opera allora da generatore di corrente e carica linearmente la capacità C.

L'impulso di DT2, amplificato, viene inviato sotto forma di un ampio segnale di corrente nell'emettitore di  $T_6$ ; si ottiene così l'interruzione della carica di C (fig. 2 e 3).

I transistori  $T_3$  e  $T_6$  restano interdetti sino alla fine del segnale di Gate; di conseguenza la forma d'onda ai capi di C (fig. 2) è quella di un trapezio rettangolo, essendo molto grandi le resistenze in parallelo a  $C^{(x)}$  e quindi trascurabile nel tempo  $\Delta T_g$  la discesa del segnale di tensione  $V_C$ .

La scelta dello schema  $T_3$ - $T_6$ , per la carica lineare di C, è stata dettata da molte ragioni:

- a) - la buona linearità della forma d'onda  $V_C$  (vedi seguito).
- b) - la possibilità di realizzare il segnale di uscita in forma di trapezio rettangolo; il che è molto utile per l'analisi di ampiezza in qualunque caso.
- c) - la possibilità di realizzare forme d'onda lineari di rapida come lenta ascesa (mutando C).
- d) - la rapidità di recupero (tempo morto brevissimo).
- e) - la notevole ripetibilità dello schema, le cui prestazioni praticamente non dipendono dalla scelta della coppia di transistori di un determinato tipo.

Lo schema  $T_3$ - $T_6$  è simile a quello già usato impiegando tubi termoionici (pentodo + triodo)<sup>(7)</sup>, con il vantaggio, in questo caso, di poter disporre di due transistori di polarità opposta (complementari - PNP + NPN).

Esso venne utilmente impiegato e proposto da Gatti e Zaglio<sup>(8)</sup>; nel loro schema la base di  $T_6$  era connessa ai terminali di uscita di un circuito tipo "white follower".

In tal caso era necessario un ampio impulso di tensione per interdire  $T_6$ .

Nel caso attuale (fig. 3) è risultato più conveniente comandare  $T_6$  dall'emettitore con la corrente di collettore di  $T_5$ , essendo limitato il valore della corrente condotta da  $T_6$  ( $I \sim 10$  mA), e riducendo così anche il numero di componenti da impiegare.

---

(x) -  $T_3$  e  $T_6$  sono interdetti.

Il segnale di uscita viene fornito attraverso la bassa impedenza di uscita di una valvola miniatura (Nuvistor 7587) impiegata nella configurazione inseguitore catodico. L'elevata impedenza di ingresso del tubo termoionico, in parallelo a C, assicura una resistenza di valore elevato, e permette di mantenere entro limiti inapprezzabili la discesa della tensione ai capi di C.

#### 4. ANALISI DELLA FORMA D'ONDA LINEARE -

Il transistor  $T_6$  può essere assunto come generatore di corrente, determinata dalla d. d. p. (costante = 12 V) esistente ai capi della elevata resistenza posta sull'emettitore ( $1,8 \text{ K } \Omega$ ), la quale, essendo molto grande rispetto alla resistenza di ingresso di  $T_6$ , permette di minimizzare gli effetti di reazione interna, assicurando una elevata e stabile resistenza dinamica di collettore ( $r_c = 0,5 \text{ M}$ ).

Il circuito equivalente per la carica della capacità C si presenta come nella fig. 6<sup>(x)</sup>:

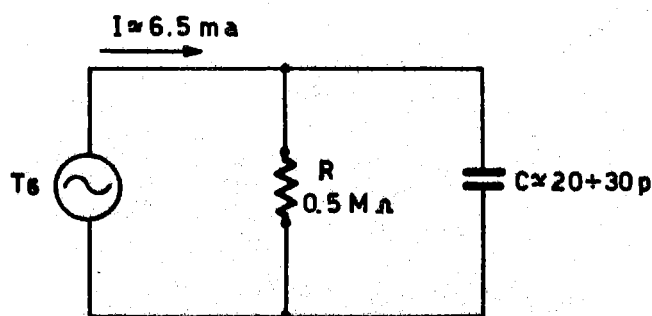


FIG. 6

da esso si computa la legge di carica di C

$$(1) \quad V_c = IR (1 - e^{-t/\tau})$$

$$(2) \quad \tau = RC \approx 15 \mu\text{S}$$

Per intervalli di tempo  $\Delta t \ll \tau$  la legge di carica di C è lineare

$$(3) \quad V_c \approx \frac{I}{C} t$$

(x) - Si trascura l'elevata resistenza di collettore del transistor  $T_3$  che nella fase descritta (carica di C) è interdotta.

10.

con una sensibilità

$$\frac{\Delta V_c}{\Delta t} \simeq 0,20 \text{ Volt/ns}$$

e con un errore di pendenza definito da (vedi anche fig. 7)

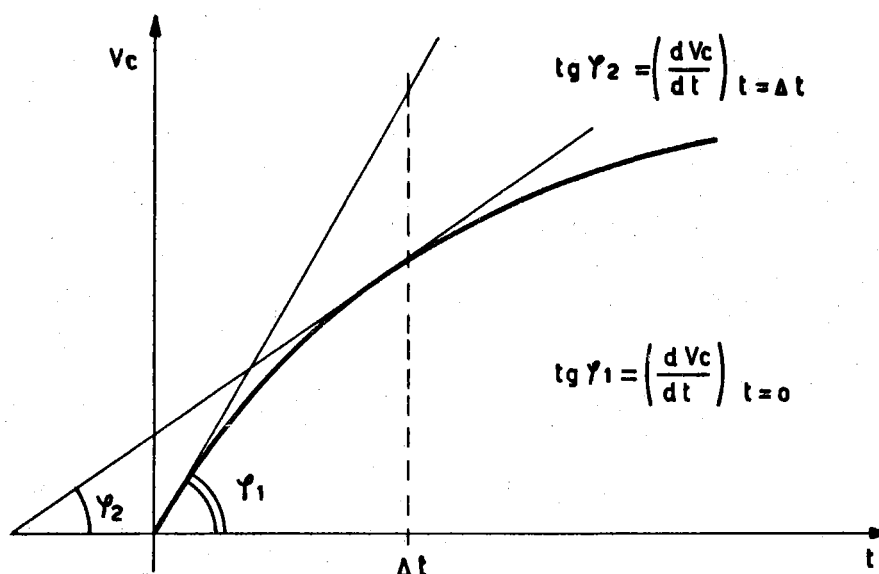


FIG. 7

$$(5) \quad \frac{\Delta p}{p} = \frac{\left(\frac{dV_c}{dt}\right)_{t=0} - \left(\frac{dV_c}{dt}\right)_{t=\Delta t}}{\left(\frac{dV_c}{dt}\right)_{t=0}}$$

per  $\Delta t = 40 \text{ ns}$  ( $\Delta V_c \simeq 9 \text{ V}$ )

$$(6) \quad \frac{\Delta p}{p} \simeq 0,3\%$$

Per concludere si può assumere che nell'intervallo di ampiezze  $1 \leq V_c \leq 8 \text{ Volt}$  la linearità del segnale di conversione sia mantenuta entro l'errore del  $0,6\%$ <sup>(x)</sup>, per intervalli temporali (si tenga conto di (4))

(x) - Valutazione per eccesso:  $2 \times 0,3\%$ .

(8)  $\Delta t \leq 100 \text{ ns}$  con la sensibilità di conversione espressa dalla (4).

## 5. MISURE

Sono state eseguite le seguenti misure:

- pronta risoluzione elettronica
- pronta risoluzione fisica
- misure di stabilità
- misura di linearità della risposta.

a) - Misura di pronta risoluzione elettronica. -

La misura è stata eseguita seguendo lo schema di fig. 8; impiegando il generatore di impulsi G41, ed inviando ai canali Inizio e Fine uno stesso impulso del generatore applicato a due cavi di differente lunghezza. Nella fig. 9 è riportato il risultato della misura: le due righe verticali corrispondono ad un intervallo temporale di 1 ns (nella scala delle ascisse 170 canali), la larghezza di ciascuna riga è di circa 4 canali. Le fluttuazioni in trinseche del convertitore sono allora  $\sim 20 \text{ ps}$ .

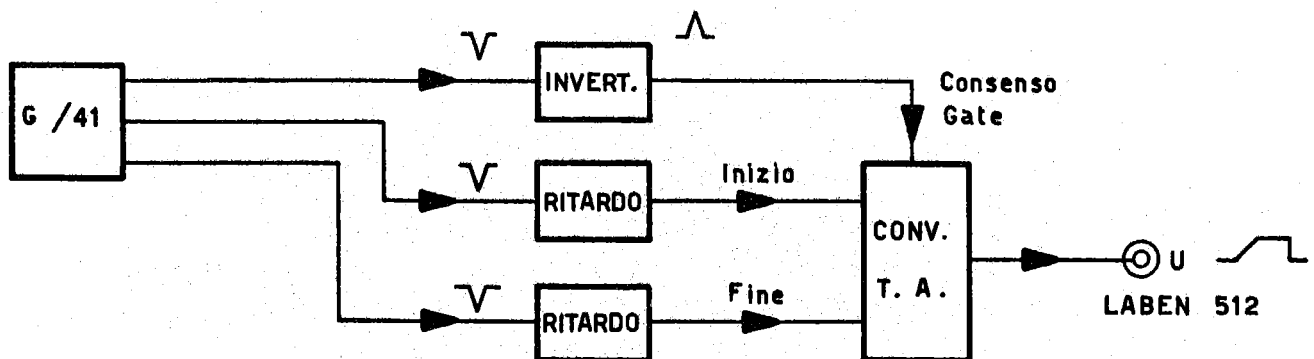


FIG. 8

La misura di pronta risoluzione, eseguita con l'impulsatore elettronico, fornisce informazione sulla ripetibilità della risposta del circuito, quando ai suoi ingressi si presenti più volte la stessa informazione; nel caso attuale essa si traduce nel costante ritardo tra i segnali e nella forma "identica" che essi conservano nelle prove ripetute.

Se si ripete la misura, secondo lo schema di fig. 8, impiegando come "impulsatore" un contatore costituito da un f. m. 56AVP munito di scintillatore, che rivela i  $\gamma$  di una sorgente di  $\text{Co}^{60}$ ; la situazione fisica resta la stessa del caso precedente per quanto riguarda il ritardo tra i due

segnali Inizio e Fine<sup>(x)</sup>, mentre è attualmente differente se si considera la forma dei segnali. Infatti il convertitore viene comandato con segnali "uguali" nei due canali "Inizio e Fine", ma di ampiezza "non costante", perchè il f. m. emette in uscita uno spettro d'ampiezza. In questo caso al multicanale si registra una curva a campana (di forma gaussiana) la cui larghezza totale, misurata a metà altezza è  $\sim 0,12$  ns. Questa misura fornisce informazioni sulle migliori prestazioni che si possono ottenere dal circuito, quando i segnali ai due canali di ingresso, pur appartenendo ad uno spettro di ampiezza, sono tra loro uguali.

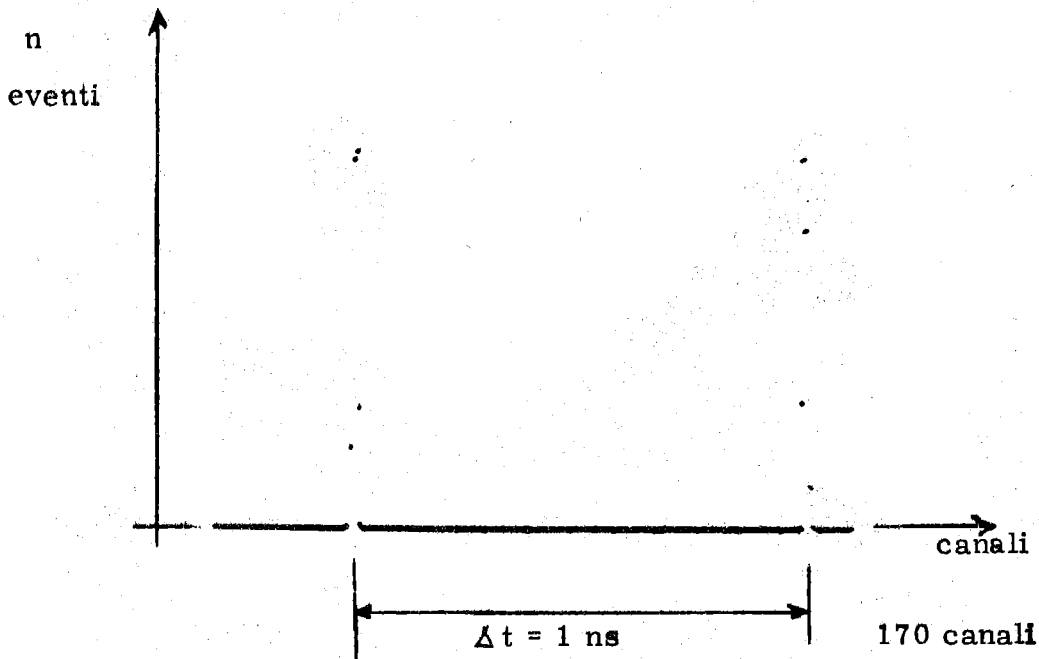


FIG. 9

b) - Misura di pronta risoluzione fisica. -

Lo schema del dispositivo è in fig. 10. I due fotomoltiplicatori 56 AVP, muniti di due scintillatori  $4 \times 4$  cm<sup>2</sup> rivelano i  $\gamma$  del decadimento del Co<sup>60</sup>.

Un circuito di coincidenza stabilisce il segnale di consenso Gate, il segnale di uscita del convertitore viene analizzato in ampiezza impiegando il Laben 512 canali. Il risultato della misura è illustrato nella fig. 11: in essa è rappresentata la distribuzione delle ampiezze e quindi dei ritardi.

Nella scala delle ascisse la sensibilità è di 0,125 ns/canale, e la larghezza della curva misurata a metà altezza corrisponde ad un intervallo di tempo di 0,74 ns.

(x) - L'impulso del f. m. viene diviso ed inviato con due cavi di lunghezza differente agli ingressi del circuito.

Condizioni operative: tensione di lavoro dei f. m. 2000 volt<sup>(x)</sup>.

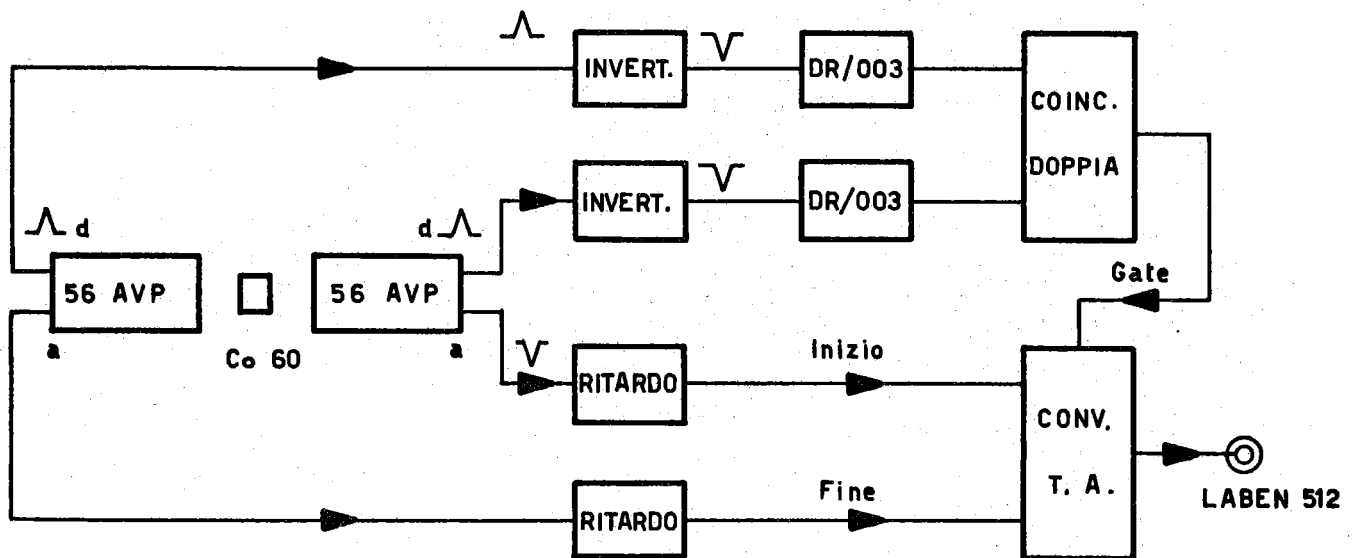


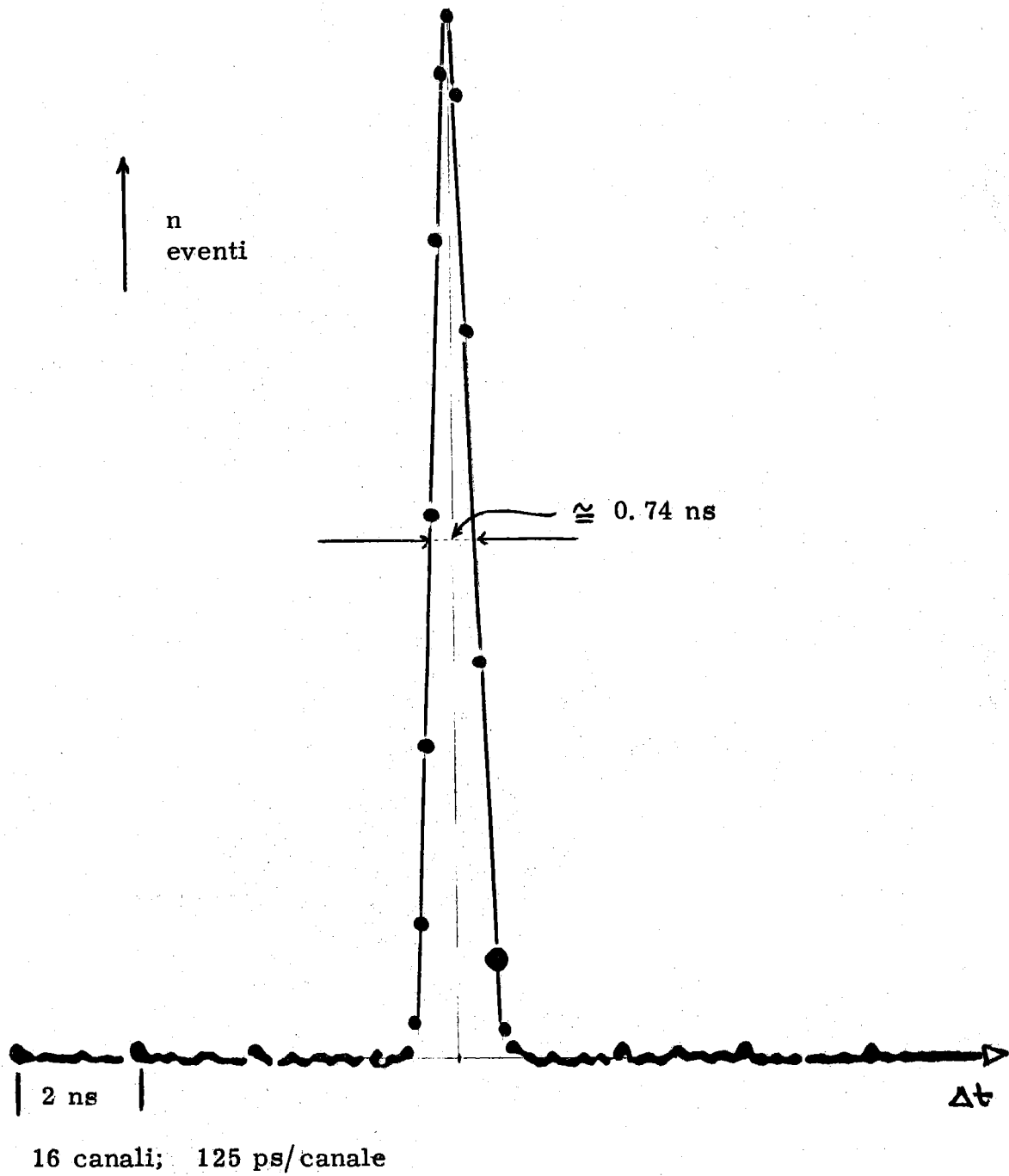
FIG. 10

In questa situazione, che è quella che si verifica in una misura si hanno due cause, che si combinano a diminuire la risoluzione del sistema nella misura di tempo:

- a) - le fluttuazioni temporali proprie dell'apparato rivelatore (i due f. m.) le quali, comunque, si possono ridurre a valori dell'ordine di  $0,1 \pm 0,15$  ns operando a tensioni di alimentazione elevate e stabilendo le migliori condizioni operative per le tensioni degli elettrodi di focalizzazione, ed impiegando eventualmente circuiti di zero crossing ecc. ecc.
- b) - la non correlazione delle ampiezze dei segnali di ingresso ai canali Inizio e Fine. E' questa in effetti la causa principale dell'allargamento della curva di pronta risoluzione, in quanto i tempi di commutazione dei circuiti di ingresso (transistori  $T_1$ ,  $T_4$  + diodi DT1, DT2) dipendono dalla intensità di corrente del segnale di comando, o, in altri termini, dalla quantità di carica iniettata nella base dei transistori  $T_1$ ,  $T_4$ .

In effetti, come ci dimostrano le prove eseguite con un solo f.m. si può migliorare molto la sensibilità di una misura se si opera sui segnali dei f. m. in modo che essi iniettino, ad ogni evento da analizzare, in  $T_1$  e  $T_4$  la stessa quantità di carica nello stesso intervallo di tempo (formazione degli impulsi).

(x) - Nella misura non si sono impiegati particolari accorgimenti nello stabilire la tensione di lavoro dei f. m., e le tensioni dei vari elettrodi (polarizzazione ecc), nè sono stati impiegati circuiti formatori di segnale (zero crossing ecc.)



Curva di pronta risoluzione fisica con  $\text{Co}^{60}$ .

FIG. 11

## c) - Misure di stabilità rispetto alla temperatura. -

Le misure sono state eseguite con costante di conversione di 50ps/canale; per variazioni della temperatura ambiente da 25°C a 55°C si è rilevato uno spostamento sulla conversione<sup>(x)</sup> di  $\sim 10\text{ps}/^\circ\text{C}^{(x)}$ .

## d) - Misure di linearità. -

La misura di linearità è stata eseguita secondo lo schema di fig. 8, impiegando un ritardo variabile nel canale di stop ed un f. m. 56AVP, munito di scintillatore e sorgente di  $\text{Co}^{60}$ , come impulsatore. I punti della retta di fig. 12 sono stati ottenuti registrando la posizione del picco della distribuzione degli eventi al multicanale laben 512, in corrispondenza a ciascun ritardo tra i due canali.

## CONSIDERAZIONI FINALI -

Riducendo opportunamente la durata del segnale di Gate a  $\Delta T_g = 100\text{-}50\text{ ns}$  (univibratore rapido) si possono ripetere le misure di intervallo di tempo a frequenze dell'ordine di 5-10 Mc/sec.

Tuttavia, in queste condizioni (elevata frequenza), non è possibile operare con analizzatori d'ampiezza multicanale, i quali richiedono durate degli impulsi da analizzare di  $0,5\ \mu\text{s}$  e più.

Il circuito può essere impiegato come elemento di decisione logica: il segnale di uscita del convertitore viene analizzato in ampiezza da un discriminatore monocanale rapido con "soglia" e "finestra" variabili. In queste condizioni operative il circuito può essere, ad esempio, impiegato per selezionare i tempi di volo compresi entro un intervallo temporale assegnato (effetto della soglia e della finestra di discriminazione).

Il ritardo complessivo del convertitore + discriminatore è contenibile entro limiti per cui  $\tau_c \approx 70\text{ ns}$ , ancora compatibili in quelle tecniche di misura ove si impieghino camere a scintilla.

---

(x) - In fig. 3 si noterà sulla base di  $T_6$  la disposizione dei due diodi Zener, impiegati in modo da stabilizzare la tensione alla base di  $T_6$  rispetto alle variazioni di temperatura.



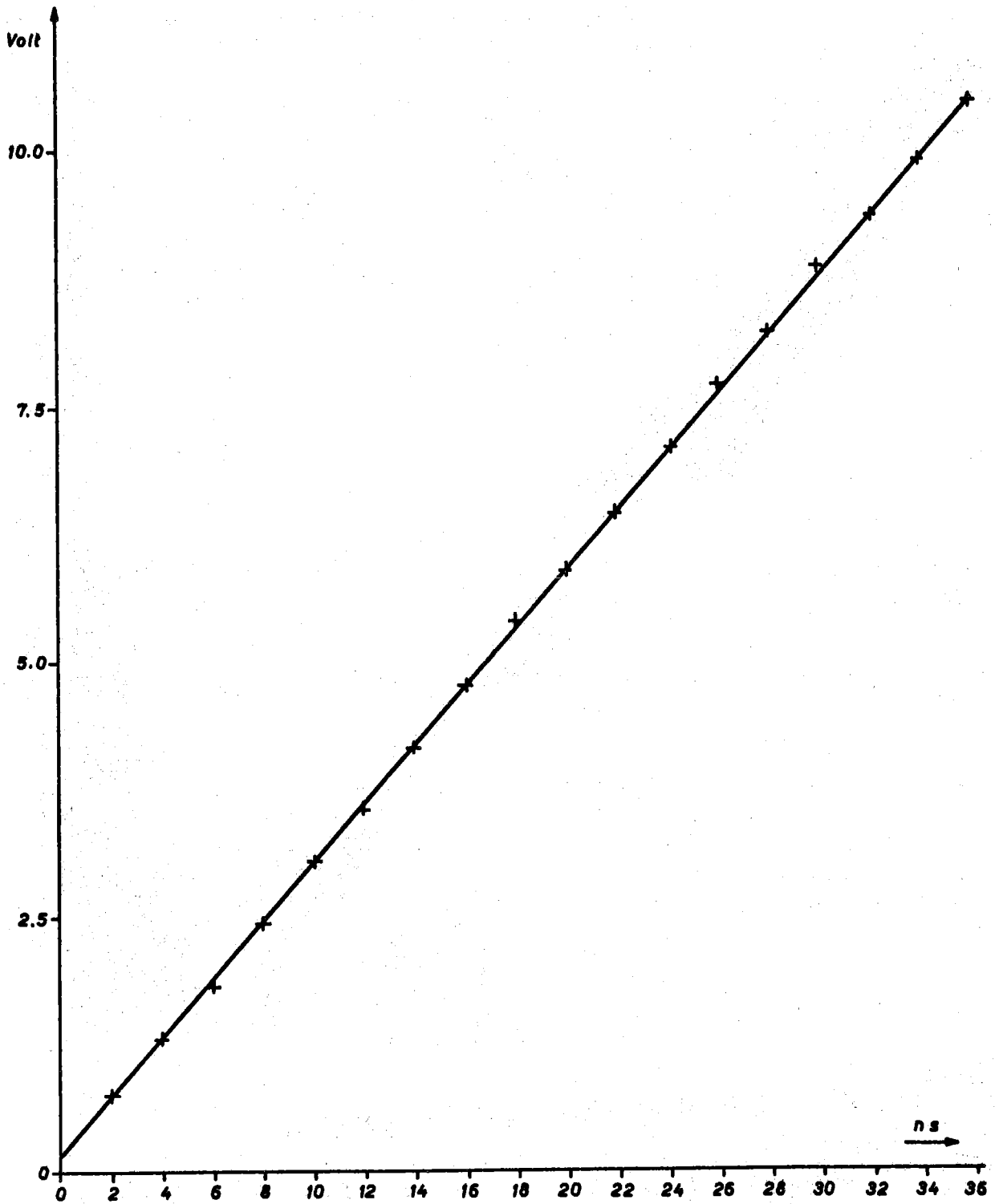


FIG. 12



Nella fig. 14 è riportata la registrazione degli eventi quali si presenta al multicanale. In fig. 15 è infine illustrato, su scala espansa, l'andamento esponenziale del tratto discendente della curva di fig. 13.

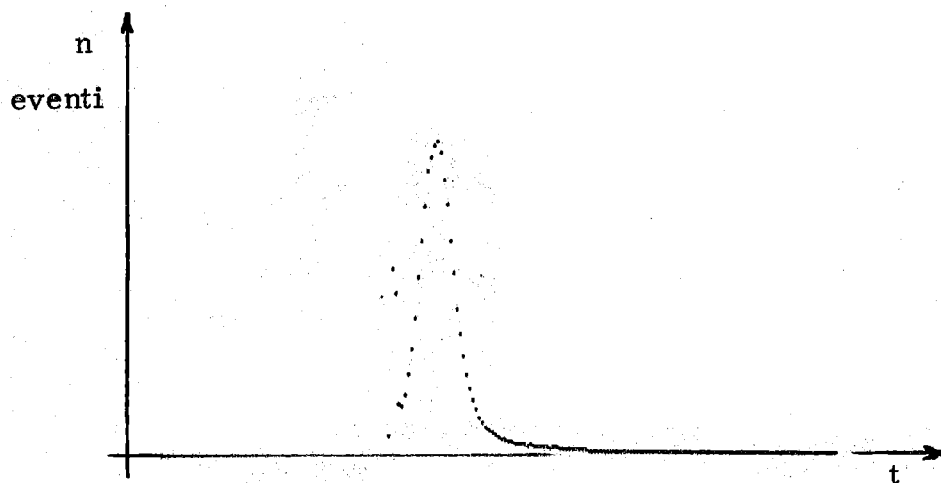
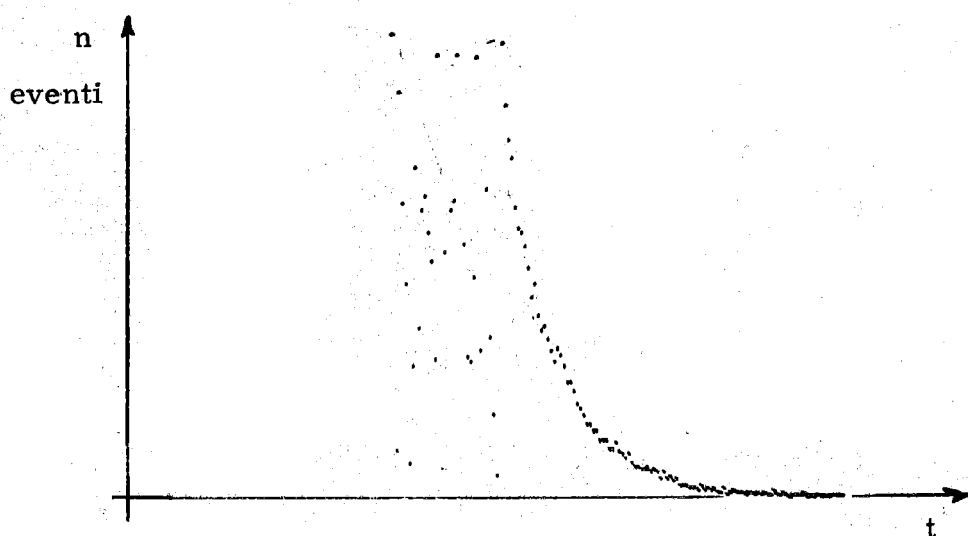


FIG. 14



Particolare della discesa esponenziale della curva di fig. 13 su scala dei tempo molto espansa.

FIG. 15

## RINGRAZIAMENTI -

Desideriamo ringraziare il dott. Iaci ed il dott. Lo Savio (Università di Catania) per il loro contributo alle misure di taratura e messa a punto del circuito.

Un particolare ringraziamento al prof. I. F. Quercia per il costante incoraggiamento durante il nostro lavoro.

## BIBLIOGRAFIA -

- (1) - J. Bell, S. J. Tao and J. H. Green, Nucl. Instr. and Meth. 35, 213 (1965);  
- I. F. Quercia et al. : Positron annihilation conference, Wayne State University, Detroit, July 1965.
- (2) - M. Bonitz: Nucl. Instr. and Meth. 22, 238 (1963).
- (3) - G. Culligan and N. Lipman, Rev. Sci. Inst. 31, 209 (1960).
- (4) - L. Wieher: Nucl. Instr. Meth. 24, 269 (1963).
- (5) - D. Ophir, Nucl. Instr. and Meth. 28, 237 (1964).
- (6) - H. Weisberg: Nucl. Instr. and Meth. 32, 133 (1965).
- (7) - M. Soldi: Elementi di tecnica delle forme d'onda (Libreria editrice universitaria Levrotto e Bella, Torino).
- (8) - E. Gatti and E. Zaglio: Conf. on Nucl. Electronics, Belgrade 1961, NE/63.