

Laboratori Nazionali di Frascati

LNF-63/75 (1963)

M. Coli, G. Mazza, E. Pennacchio; DIGITALIZZATORE DI AMPIEZZA PER IMPULSI INFERIORI A 30 ns DI DURATA.

Estratto da: Rendiconti della LXIV riunione annuale AEI, Stresa 1963.



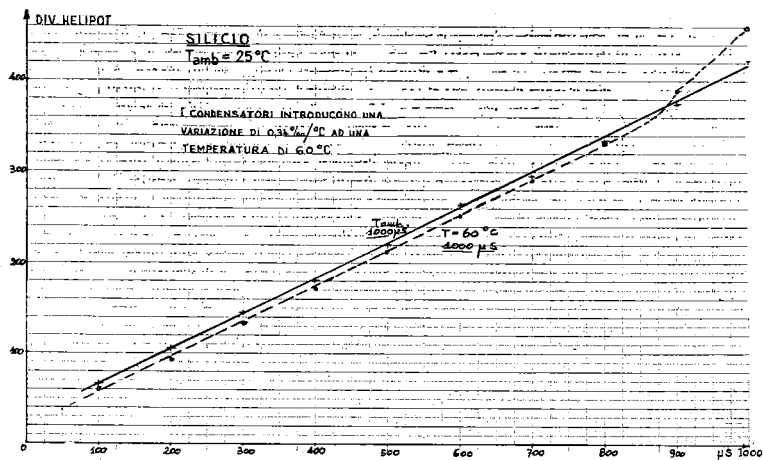
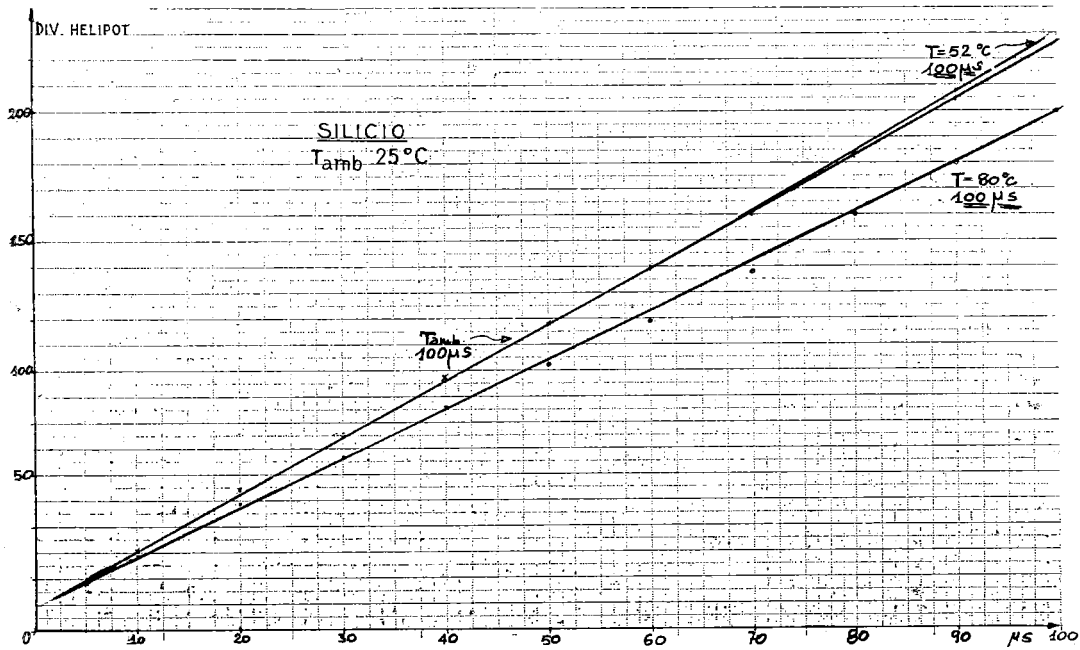
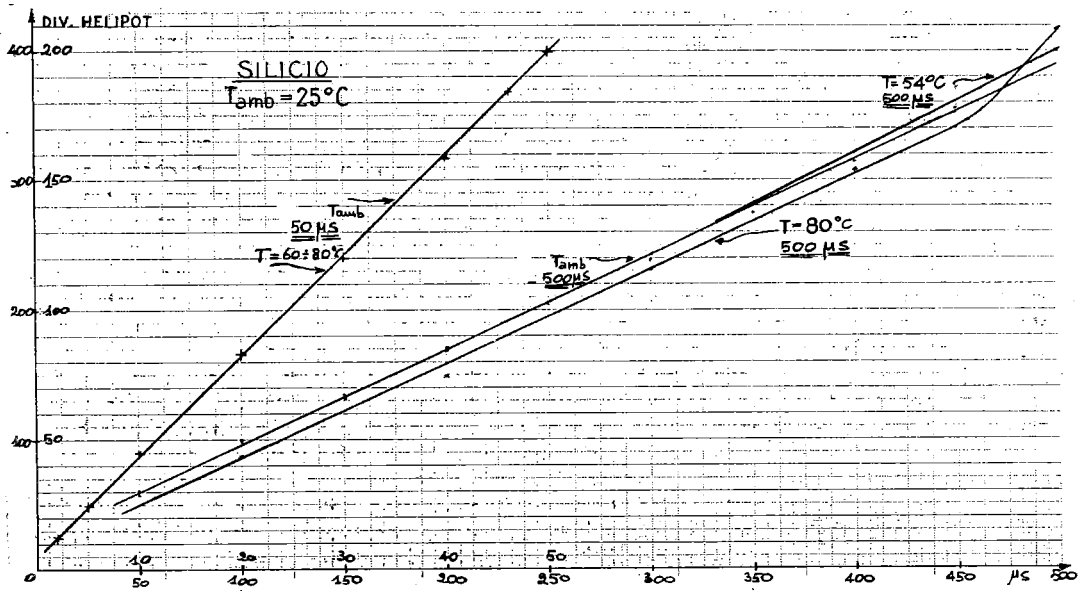


Fig. 2. - Diagrammi della  $\tau_u$  in funzione dell'ampiezza dell'impulso applicato  $v_i$ ,  $\tau_u = F(v_i)$ , per la versione del circuito con transistori al Ge.

più lunghi ( $\sim 1$  ms) per ampiezze di ingresso intorno a 20 V.

Il circuito nelle sue linee di principio, è un circuito analizzatore del tipo Wilkinson. Il circuito è stato studiato per essere applicato agli esperimenti in cui le frequenze di affollamento non siano elevate, e per impulsi estremamente brevi quali quelli dai fotomoltiplicatori, ossia per esperimenti tipicamente da svolgersi intorno ad un elettrosincrotrone.

## 2. - IL CIRCUITO.

Esso può essere suddiviso nei seguenti circuiti singoli con funzioni semplici: circuito formatore d'ingresso, circuito allungatore, circuito di scarica lineare, circuito di disaccoppiamento e discriminazione, formatore dell'impulso di porta, oscillatore, formatore finale.

Il circuito compare nella fig. 1.

Il formatore d'ingresso è il circuito di un integratore con formazione a cavo sull'emettitore. L'impulso d'ingresso di polarità negativa viene applicato al cavo formatore aperto all'estremo *B* attraverso l'emettitore del

corrente di collettore, causate dalle variazioni di  $V_{BE}$  [1] dovute alla temperatura ( $\sim 2,5$  mV/°C) facendo circolare oltre il 90% della corrente di polarizzazione nel transistor complementare. È evidente come in tal caso la variazione di corrente di collettore, risulta, per ogni grado di temperatura:

$$\Delta I_C \approx \frac{V_{BE}}{R_E} 0,1 \text{ (A/}^\circ\text{C)}$$

Con i valori in circuito  $\Delta I_C = 50 \times 10^{-9}$  A, ossia per tempi di conversione di  $\sim 1$  ms (con condensatore del valore di  $0,1 \mu\text{F}$ ) la  $I_C$  rappresenta 2,5 parti su  $10^6$ , assolutamente trascurabile. Altra ragione è che anche con piccolissime correnti differenziali di scarica costante l'impedenza di collettore rimane molto elevata perché relativamente elevato è il grado di compensazione delle resistenze differenziali di singoli collettori.

Usando transistori al Si, di  $\alpha$  elevato anche a bassissime correnti, sono stati ottenuti facilmente elevati rapporti massimo/minimo tempo di conversione.

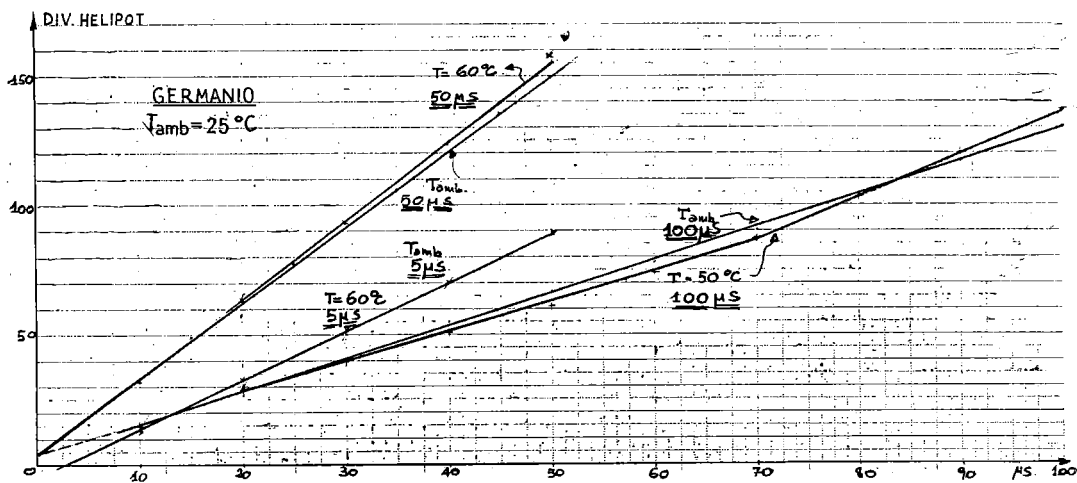


Fig. 3. - Diagrammi della  $\tau_u$  in funzione dell'ampiezza dell'impulso applicato  $v_i$ ,  $\tau_u = F(v_i)$ , per la versione del circuito con transistori al Si.

transistore  $T_1$ . La tensione di collettore sale con costante di integrazione pari al prodotto del carico di collettore per la capacità parallela a  $T_1$  e dell'ordine di 100 ns. L'impulso dello stesso segno, riflesso dall'estremità *B* del cavo, spegne il transistore e fa nuovamente scendere la tensione di collettore. L'ampiezza dell'impulso ottenuto sul collettore è proporzionale all'ampiezza dell'impulso di ingresso secondo la costante  $1/A$ ; la sua durata è pari al doppio del tempo di percorrenza del cavo ( $\sim 100$  ns). Un successivo stadio di amplificazione di guadagno  $A$  fornisce l'impulso al circuito allungatore.

Questo è costituito classicamente da una capacità caricata di picco attraverso un diodo. Il circuito di potenza che fornisce la corrente di carica (su impedenza inferiore a  $10 \Omega$ ) è costituito da due transistori di opposta polarità che rimangono alternativamente accesi eliminando l'effetto dell'aumento di impedenza per il transistore in spegnimento. Ciò permette un pilotaggio del diodo di carica, perfettamente fedele all'impulso d'ingresso.

Il circuito di scarica lineare è un generatore di corrente (di impedenza dell'ordine dei  $M\Omega$ ) realizzato polarizzando con base a massa due transistori. Il circuito è costituito da due transistori di opposta polarità per due fondamentali ragioni: il circuito ad altissima stabilità di temperatura è compensato per le variazioni di

Il circuito di disaccoppiamento è costituito da un transistore ad emitter follower ad altissima impedenza di ingresso (intorno ai  $300 \text{ k}\Omega$ ). Questa infatti costituisce il carico fisso in parallelo al condensatore allungatore e deve essere sufficientemente elevata per non compromettere la linearità. Con l'impedenza in circuito la linearità della scarica a dente di sega ai capi del condensatore, è migliore dell'1%. Il transistore è polarizzato con correnti dell'ordine di  $10^{-4}$  A ed è tipicamente un tipo al Si a basso rumore ed  $\alpha$  elevata per bassi valori di corrente. L'impedenza di uscita è inferiore a  $2 \text{ k}\Omega$ .

In uscita un diodo a spegnere taglia il segnale dando un impulso formato di ampiezza costante pari alla tensione del ginocchio di conduzione diretta.

Attraverso un circuito di disaccoppiamento ad emitter follower l'impulso formato viene presentato ad un circuito di discriminazione a diodo tunnel [2]. Il diodo tunnel è stato scelto quale discriminatore per la costanza della sua soglia al variare della temperatura. Il circuito di ingresso al discriminatore è stato studiato in modo che si abbia il minimo di dispersione di corrente di segnale. Il tunnel è da  $2 \text{ mA}$  ed è normalmente polarizzato in condizioni statiche con una corrente di  $0,7 \text{ mA}$ .

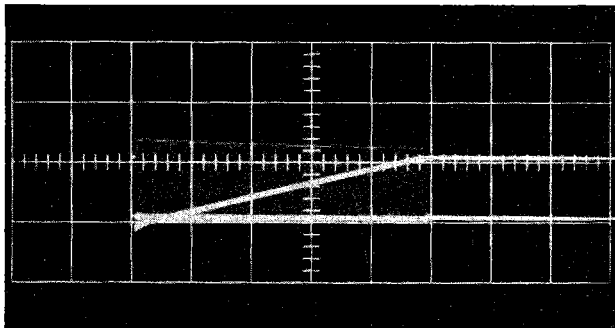
Il formatore dell'impulso di porta è un amplificatore a saturare del segnale discriminato dal diodo tunnel. Il transistore impiegato (2 N 976) è fra i più rapidi della polarità desiderata. In uscita si ottiene un impulso di

tempo di salita di 7 ns mentre il tempo di discesa varia da 8 a 12 ns a seconda della durata dell'impulso di comando.

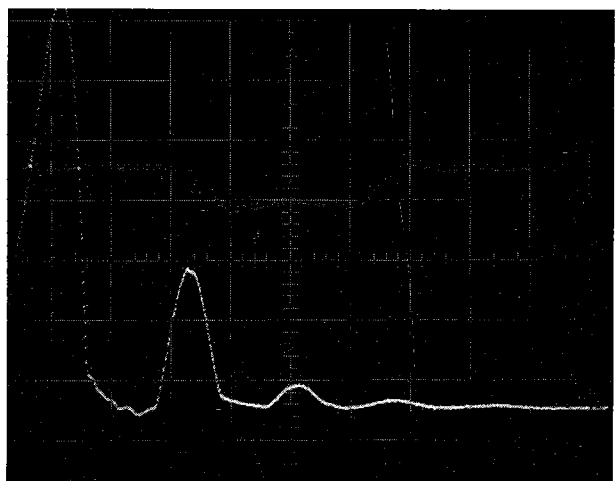
L'impulso porta comanda di base un oscillatore a 25 MHz con reazione fra collettore ed emettitore attraverso l'emitter follower di disaccoppiamento di uscita. La reazione è fornita da un circuito accordato ad elevato valore di Q. Ciò assicura una maggiore costanza della frequenza al variare della temperatura essendo questa dipendente dalla variazione dei componenti cir-

L'unico transistor al Ge impiegato è quello del generatore di porta (2 N 976) che lavora d'altra parte come transistor di commutazione, quindi non molto soggetto ad instabilità di temperatura, ed è insostituibile per ragioni di rapidità, almeno che non si voglia rinunciare ai transistori al Si per l'oscillatore ed il formatore di uscita.

Particolarmente curata è stata la scelta dei condensatori stabili con la temperatura. Sono stati scelti condensatori in polietilene, e per quelli usati (tipo MIAL 2,5%



a)



b)

Fig. 4.

a) Durata 50  $\mu$ s - Pacchetto d'impulsi di uscita e dente di sega:

Orizz. 10  $\mu$ s/cm  
Vert. 5 V/cm

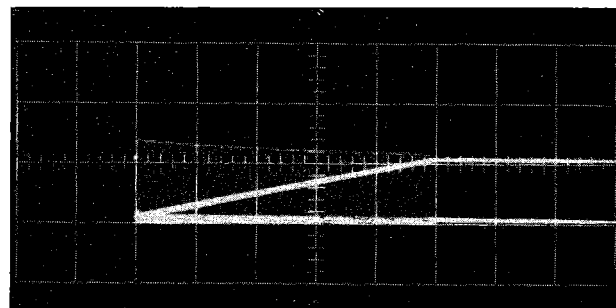
b) Durata 50  $\mu$ s - Impulso minimo di ingresso = 75 mV, e impulsi di uscita:

Orizz. { sopra 10 ns/cm  
          sotto 20 ns/cm  
Vert. { sopra 0,1 V/cm  
          sotto 1 V/cm

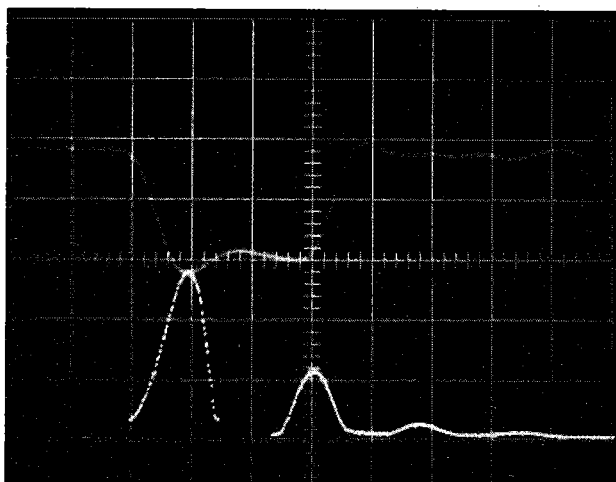
cuitali di reazione e meno dal circuito dell'amplificatore. La tensione picco picco dell'oscillatore è dell'ordine di 0,2 V prevedendo un certo spostamento del punto di lavoro dovuto alla temperatura.

3. - REALIZZAZIONE E RISULTATI.

Tutti i transistori impiegati nel circuito sono stati scelti al Si e sono del tipo Mesa o Planare. Il transistor p-n-p al Si è il 2 N 1132 che ha corrente inversa di saturazione  $I_{CB0}$  a temperatura ambiente intorno agli 80 nA. I transistori n-p-n 2 N 2049 planari hanno  $I_{CB0}$  oltre 10 volte inferiore e figura di rumore estremamente bassa: essi sono il tipo più adatto per la realizzazione di stadi ad alta impedenza di ingresso [3]. Il coefficiente di amplificazione di corrente per correnti di 0,1 mA è ancora superiore a 60.



a)



b)

Fig. 5.

a) Durata di 100  $\mu$ s - Pacchetto d'impulsi di uscita e dente di sega:

Orizz. 20  $\mu$ s/cm  
Vert. 5 V/cm

b) Durata 100  $\mu$ s - Impulso minimo = 200 mV, ed impulsi di uscita:

Orizz. { sopra 10 ns/cm  
          sotto 20 ns/cm  
Vert. { sopra 0,1 V/cm  
          sotto 2 V/cm

750 V), per la durata di 1 ms si è misurato un fattore di stabilità di  $0,34^{\circ}/_{00}/^{\circ}$ C per il valore assoluto di 82 000 pF e per una variazione di temperatura da 25 a 60  $^{\circ}$ C. Si noti che tale fattore di stabilità incide per il 50% sulla stabilità totale del circuito ( $0,85^{\circ}/_{00}/^{\circ}$ C), mentre incide, supposto ancora dello stesso valore, per l'80% sul fattore di stabilità totale per conversione con tempo massimo di 500  $\mu$ s ( $0,46^{\circ}/_{00}/^{\circ}$ C).

I risultati compaiono nella fig. 2 e nella fig. 3. In esse compaiono i diagrammi di linearità a diverse temperature, ossia i grafici della  $\tau_u = F(v_i)$ , dove  $\tau_u$  è la durata dell'impulso in uscita e  $v_i$  è la tensione in ingresso.

La  $\tau_u$  è misurata in  $\mu$ s invece che in numero d'impulsi di digitalizzazione come dovrebbe essere, per semplicità di misura. La  $v_i$  è ottenuta da un generatore di impulsi rapidi SELO MOD CNRN G41 con un cavo formatore da 30 ns, ed è riportata in divisioni HELIPOT

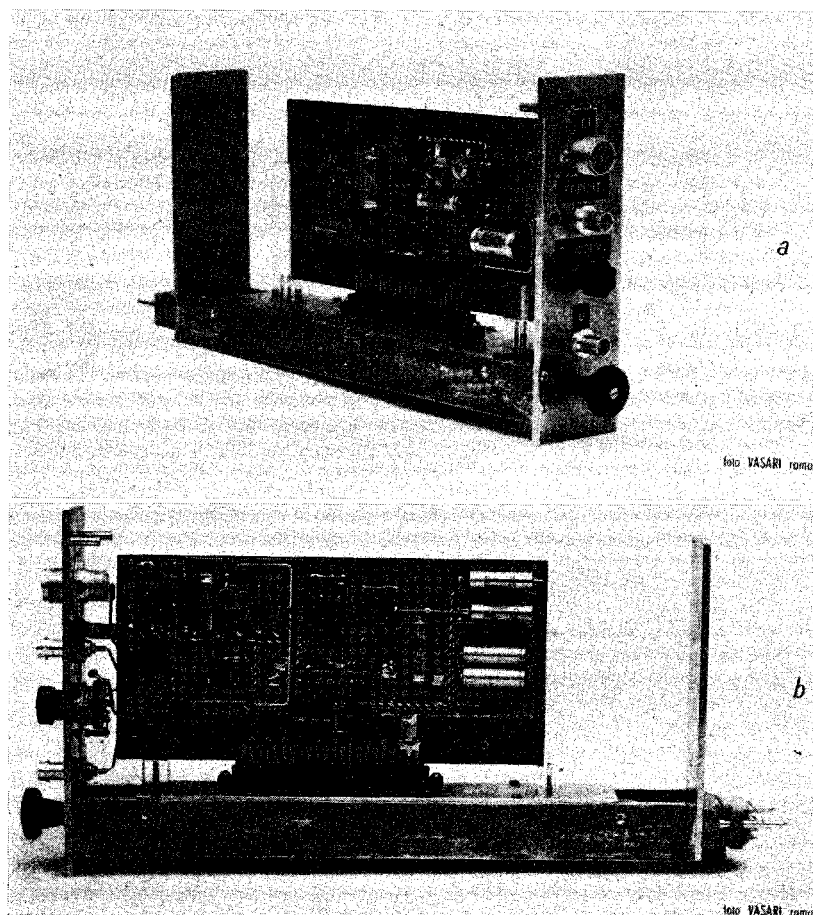


Fig. 6. - Fotografia della realizzazione definitiva del digitalizzatore.

(10.000 div = 50 V). Il fattore di stabilità è stato calcolato per tensioni di ingresso costanti con la formula:

$$F = \frac{\Delta\tau_u/\tau_u}{\Delta T} \quad \begin{array}{l} [\Delta\tau_u] = \mu s \\ [\tau_u] = \mu s \\ [\Delta T] = ^\circ C \end{array}$$

e compare per le diverse durate nelle figure suddette.

L'influenza della variazione del valore della capacità di scarica lineare al variare della temperatura risulta chiaramente dai digrammi per le durate sopra indicate, essendo le curve a temperature diverse quasi perfettamente parallele.

Gli altri componenti circuitali, ivi compresi quelli delle polarizzazioni, sono del tutto di tipo normale anche se di tolleranza 10%.

TABELLA I.

Tipo di Trans.	Valore di capacità (pF)	Durata ( $\mu s$ )	F 50 °C	F 80 °C	Note
Si	700	50	—	—	I condensatori variano di 0,34°/00/°C ad una T = 60 °C.
Si	1.500	100	0,395°/00/°C	2,1°/00/°C	
Si	10.000	500	0,4°/00/°C	0,45°/00/°C	La 1000 $\mu s$ è stata effettuata ad una T = 60 °C con F = 0,85°/00/°C.
Si	82.000	1 000	0,85°/00/°C	—	
Ge	—	5	—	—	Per 500 $\mu s$ la risposta è abbastanza buona fino a 300 $\mu s$ . Dopo si ha un sensibile innalzamento della curva.
Ge	700	50	0,8°/00/°C	—	
Ge	1.500	100	1,68°/00/°C	—	
Ge	10.000	500	5,5°/00/°C	—	
Ge	—	—	—	—	

Nelle figure 4 e 5 compaiono le forme d'onda al minimo ed al massimo della tensione di uscita per due durate tipiche dell'unità, sia del dente di sega ai capi del condensatore allungatore, sia del pacchetto di oscillazione di uscita.

#### 4. - CONCLUSIONI.

I risultati per una serie di prove eseguite con transistori al Si e transistori al Ge, con le relative modifiche circuitali che compaiono nella fig. 1, sono mostrati nella tabella 1.

I fattori  $F$  conglobano gli errori di misura. L'asse dei tempi dell'oscilloscopio di misura è stata antecedentemente tarata con marker estremamente preciso.

I risultati per la versione con transistori al Si sono quasi al limite dei coefficienti di stabilità degli elementi circuitali passivi. Un tale successo è fondamentalmente da attribuirsi al modo con cui è stato circuitalmente

realizzato il generatore di corrente costante, nonché al fatto che la durata del dente di sega di scarica lineare viene letta dal discriminatore attraverso soltanto degli emitter follower, circuiti di per sé ad ottima stabilità di temperatura.

Nella fig. 6 compare il circuito quale esso si presenta nella realizzazione definitiva.

#### BIBLIOGRAFIA

- [1] *Philips Electronic Application Bulletin*. Vol. 17, n. 4, pag. 161.
- [2] C. INFANTE and F. PANDARESE: *Tunnel diode as a threshold device, theory and application*. Lab. Naz. di Frascati, LNF-61/17.
- [3] *Transistor A.C. and D.C. amplifiers with high input impedance*: R. D. Middlebrook and C. A. Meand. Semiconductor products, Marzo 1959.
- [4] LARRY-BLASER: *Design of low noise, high input impedance amplifiers*. S.G.S. B.A.S./14-2. Ottobre 1962.