

Laboratori Nazionali di Frascati

LNF-60/56 (5.12.60)

A. Sanò: CIRCUITI DI MEMORIA A NUCLEI FERROMAGNETICI
(Tesi di Laurea).

Estratto dalla: Tesi di Laurea.

Nota Interna: n° 60
5 Dicembre 1960

Sanò A.: CIRCUITI DI MEMORIA A NUCLEI FERROMAGNETICI. (Tesi di Laurea).

Introduzione

Nella prima parte di questa tesi sono introdotti i nuclei di ferrite come elementi di memoria nei circuiti e lettronici. Sono portati alcuni esempi di applicazioni e sono studiate alcune loro proprietà.

Nella seconda parte sono descritti due circuiti rea lizzati per studiare le caratteristiche ed i vantaggi rispetto agli analoghi con valvole.

Nella terza parte è descritto un gruppo di circuiti avente lo scopo di dare la presentazione oscilloscopica del contenuto della memoria dell'analizzatore a venti canali PHALCO (1) dei Laboratori del CNEN di Frascati.

(1) - Pulse Height Analyzer employng Line Coding - Bibl.51.

I N D I C E

CAPITOLO I

§ - 1 I nuclei ferromagnetici	Pag.	1
§ - 2 Circuiti con nuclei ferromagnetici .	'	2
§ - 3 Le matrici	'	4
§ - 4 Il tempo di inversione	'	15
§ - 5 Il numero di spire in un avvolgimento	'	21

CAPITOLO II

§ - 1 Un circuito demoltiplicatore con nuclei ferromagnetici	'	23
§ - 2 Passaggio del codice binario a quello decimale	'	41
§ - 3 Shift register	'	43

CAPITOLO III

§ - 1 Il generatore di gradini	'	49
§ - 2 Multivibratore	'	52
§ - 3 Discriminatore	'	53
§ - 4 Univibratori e convertitore	'	54
§ - 5 Prove	'	55
§ - 6 Circuito demoltiplicatore	'	56
Appendice	'	58
Bibliografia	'	60

CAPITOLO I

1 - I nuclei ferromagnetici.

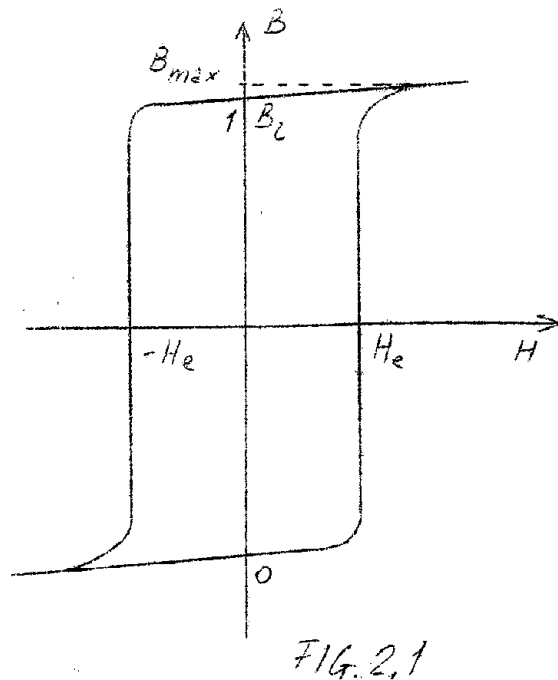
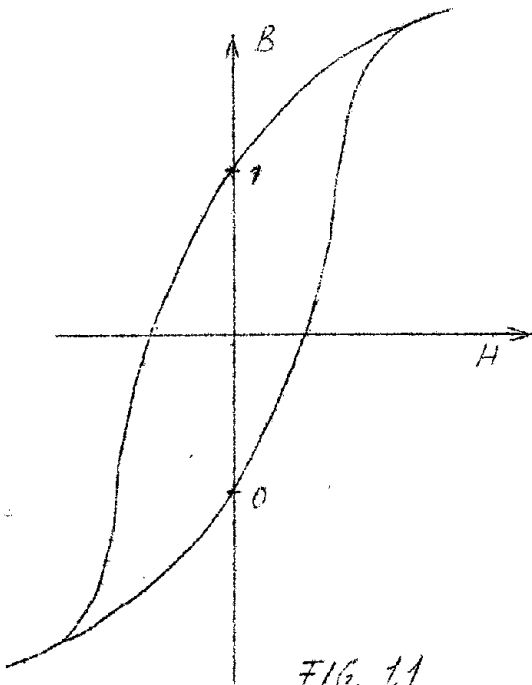
I nuclei ferromagnetici sono adoperati nei circuiti di memoria come elementi bistabili. I due stati in cui essi possono trovarsi sono caratterizzati dai due diversi valori della magnetizzazione residua (fig. 1.1).

La stabilità di questi stati senza nessun consumo di energia rappresenta il principale vantaggio dei nuclei rispetto agli altri elementi bistabili realizzati con valvole.

Inoltre la possibilità di realizzare i nuclei in dimensioni molto ridotte ed il loro basso costo hanno contribuito ad allargare notevolmente il loro campo di applicazione.

Sebbene la loro caratteristica fondamentale sia la possibilità di ricordare una informazione (che consiste in una combinazione di stati 1-0) per un tempo indefinitamente lungo, i nuclei sono anche impiegati in circuiti operazionali come i circuiti di somma, i circuiti di coincidenza, anticoincidenza ecc.

Tutte queste applicazioni, però, si sono avute dopo



che si è riusciti a rendere il ciclo d'isteresi molto vicino ad un rettangolo (fig. 2.1). La rettangolarità infatti oltre ad aumentare la stabilità degli stati 1 e 0, rende più discontinua di dipendenza dell'induzione magnetica dal

campo magnetico. Quest'ultimo fatto permette di avere degli impulsi indotti nel cambiamento di stato più ampi (1), e, principalmente, rende ben netti i ginocchi del ciclo.

Quando saranno esaminati i vari circuiti con i nuclei si vedrà la grande importanza dell'ultima proprietà.

Per rettangolarizzare il ciclo di isteresi sono stati fatti diversi studi sulle sostanze ferromagnetiche. I migliori risultati si sono ottenuti con delle leghe magnetiche (contenenti Fe e Ni) e con dei miscugli (Ferroxcube) di ossidi di ferro (ferriti) trattati opportunamente. I nuclei perciò si distinguono per la loro costruzione in due tipi diversi.

Un primo tipo è ottenuto avvolgendo intorno ad una bobina isolante un nastro molto sottile (circa 25 μ) della lega magnetica. Questo procedimento è seguito per rendere minime le perdite dovute alle correnti parassite.

Il secondo tipo che è anche il più diffuso è formato da ferriti magnetiche ridotte in polvere, mescolate a sostanze leganti, compresse in forme toroidali, e portate ad alte temperature. Il procedimento è analogo a quello seguito nell'industria ceramica. Le correnti parassite sono anche ora molto deboli e si raggiungono valori per la resistività di 10^6 ohm cm. Il minor costo e la maggiore rapidità di questi nuclei li rendono più convenienti di quelli realizzati con leghe.

Le ferriti possono essere raggruppate nella formula $M Fe_2O_4$ dove con M si intende un metallo bivalente (Ni, Fe, Mn, Mg, Zn). Ne esistono perciò di diversi tipi. Quelle usate nei circuiti di memoria sono le ferriti di magnesio e manganese (Ferroxcube 6). Con esse si raggiunge per il rapporto (fig. 2.1) B_r/B_{max} (rapporto di rettangolarità) un valore maggiore di 0,9.

2 - Alcuni circuiti con nuclei ferromagnetici.

Una delle prime applicazioni dei nuclei come elementi di memoria è la seguente (2): (1950)

I due nuclei (fig. 3.1) siano nello stato zero di figura 2.1. Supponiamo che nell'avvolgimento I_1 del nucleo 1 arrivi un impulso di corrente che crei un campo magnetico tale da far passare il nucleo nello stato uno. Mandiamo nell'avvolgimento I_2 un impulso di segno opposto al prece-

(1) Gli impulsi sono presi da un avvolgimento fatto intorno al nucleo.

(2) Bibl. 48.

dente che riporti il nucleo 1 nello stato zero.

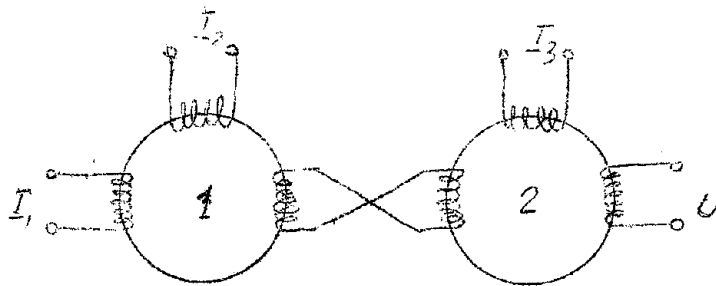


FIG. 3.1

Il cambiamento di stato uno - zero determina una tensione indotta nell'avvolgimento comune ai due nuclei. Supponiamo che la corrente circolante in questo avvolgimento riporti il nucleo 2 nello stato uno. Mandiamo, dopo l'impulso in I_2 , un impulso in I_3 che riporti il nucleo 2 nello stato zero. La tensione indotta, nel cambiamento di stato uno-zero del nucleo 2, nell'avvolgimento comune ai due nuclei, riporta il nucleo 1 nello stato uno. Inoltre contemporaneamente si ha un impulso nell'avvolgimento U di uscita. Se non ci fosse stato il primo impulso nell'avvolgimento I_1 , non ci sarebbe stata nessuna tensione indotta in U .

Da questo esempio si vede che un nucleo ferromagnetico in condizioni stazionarie non rivela all'esterno il suo stato. Per conoscere la sua situazione bisogna creare nel nucleo un campo magnetico che lo riporti in uno stato di riferimento (impulso in I_2). Osservando se si ha o no una tensione indotta in un avvolgimento, si risale allo stato precedentemente occupato. A questo punto però la lettura ha perturbato la situazione del nucleo ed è perciò necessario riportare tutto alle condizioni di partenza (impulso in I_3).

Oltre a quello descritto esistono, come si è già accennato, molti altri circuiti con i nuclei ferromagnetici.

Un circuito di coincidenza può basarsi sulla somma di correnti in un avvolgimento del nucleo. Solo se la corrente totale è maggiore di quella corrispondente al campo H_c di fig. 2.1 il nucleo cambierà stato e darà una tensione indotta in un avvolgimento secondario.

Un circuito di anticoincidenza può essere realizzato facendo in modo che i due impulsi che devono anticoincidere creino nel nucleo dei campi magnetici eguali o di segno opposto.

Anche un discriminatore può essere costruito con nuclei ferromagnetici. Basta far passare in un avvolgimento

di un nucleo una corrente costante che crei un certo campo magnetico $-H$. Solo se, in un secondo avvolgimento, arriva un impulso di corrente che crei un campo $H + H_0$, il nucleo cambia stato. Variando la corrente di polarizzazione si varia la soglia del discriminatore.

I nuclei possono essere anche disposti in modo da formare una linea di ritardo. Un circuito di questo tipo (shift register) sarà esaminato in dettaglio nel cap. II.

Altre operazioni possono essere eseguite sfruttando opportunamente gli impulsi indotti nei cambiamenti di stato.

Le principali applicazioni dei nuclei però si hanno nei circuiti di memoria. Nel parag. 3 ne è esaminato uno dei più importanti: le matrici. In tale occasione sono anche messe in rilievo alcune proprietà dei nuclei.

3 - Le matrici.

Una memoria magnetica realizzata mediante una matrice permette non solo di immagazzinare delle informazioni, ma anche di distribuirle in diversi contatori. In tal modo viene ricordato oltre che un numero anche un indirizzo. Per poter far ciò si segue un principio di funzionamento del tutto caratteristico di questo sistema di memoria.

La registrazione di una informazione avviene con il metodo delle correnti coincidenti, che sfrutta, oltre alla magnetizzazione residua dei nuclei ferromagnetici, la forma rettangolare del loro ciclo d'isteresi. A differenza di altri circuiti con nuclei ferromagnetici la rettangolarità del ciclo d'isteresi è ora essenziale per il corretto funzionamento.

Nella fig. 4.1 è rappresentata una matrice (1) con nove nuclei; è anche indicato un ciclo d'isteresi ideale. Supponiamo che tutti i nuclei della figura si trovino nello stato zero. H_0 è il campo magnetico (forza coercitiva) che fa cambiare il loro stato. Indichiamo con I_0 la corrente necessaria a creare tale campo magnetico. Inviando una corrente pari ad $I_0/2$ contemporaneamente in due fili, uno orizzontale (asse x) ed uno verticale (asse y) della matrice, il solo nucleo attraversato da tutti e due i fili sarà sottoposto ad un campo magnetico H_0 , mentre gli altri nuclei appartenenti alla stessa riga ed alla stessa

(1) - Il nome di matrice è dovuto alla particolare disposizione dei nuclei.

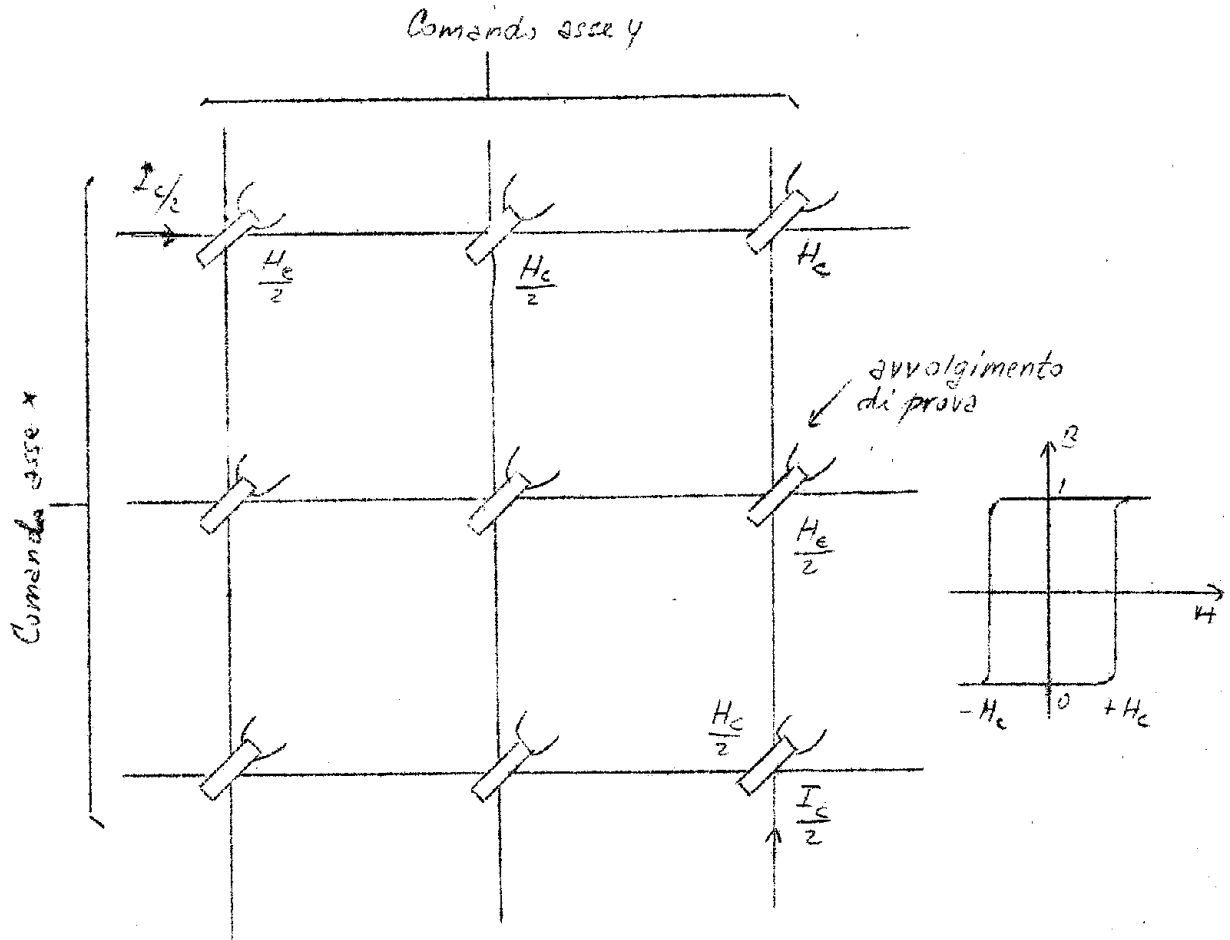


FIG. 4.1

colonna sentiranno un campo magnetico pari ad $H_c/2$.

Solo un nucleo della matrice (nucleo selezionato) perciò cambierà stato, passando da zero, ad uno, gli altri resteranno nello stato zero. Nella fig. il nucleo selezionato è quello in alto a destra. I nuclei attraversati dalla corrente $I_c/2$ si dicono semi-selezionati. Al termine di questa operazione detta di 'scrittura' c'è una informazione contenuta in un determinato indirizzo (nucleo selezionato). Se ora si vuol conoscere il contenuto della memoria, questa è l'operazione detta di 'lettura', si inviano in tutti i fili del comando orizzontale (asse x) e verticale (asse y) delle correnti che creano in tutti i nuclei un campo magnetico pari a $-H_c$. Guardando ai capi dell'avvolgimento di prova di ogni nucleo si potranno riconoscere, dalla tensione indotta nel passaggio uno - zero, l'informazione e l'indirizzo in cui era scritta. Procedendo in questo modo si ha l'inconveniente di cancellare ogni cosa durante l'operazione di lettura. Se un dato dovrà ancora essere sfruttato, è necessario che dopo la lettura ci sia una nuova scrittura nella memoria.

In pratica, e cioè nella maggior parte degli usi che si fanno di una matrice, l'indirizzo è noto, quello che si vuol conoscere è invece il suo contenuto. Perciò si usa come avvolgimento di prova un unico filo che attraversa tutti i nuclei (fig. 5.1). Per la lettura si invia una corrente pari a $-I_c/2$ nel solo indirizzo da esaminare. Il filo di prova segue le diagonali della matrice per rendere minimi gli effetti di accoppiamento elettromagnetico ed elettrostatico con gli altri fili. Inoltre esso attraversa due nuclei semi-selezionati successivi in direzioni opposte e ciò è importante al fine di eliminare i disturbi dovuti alla forma non rettangolare del ciclo d'isteresi.

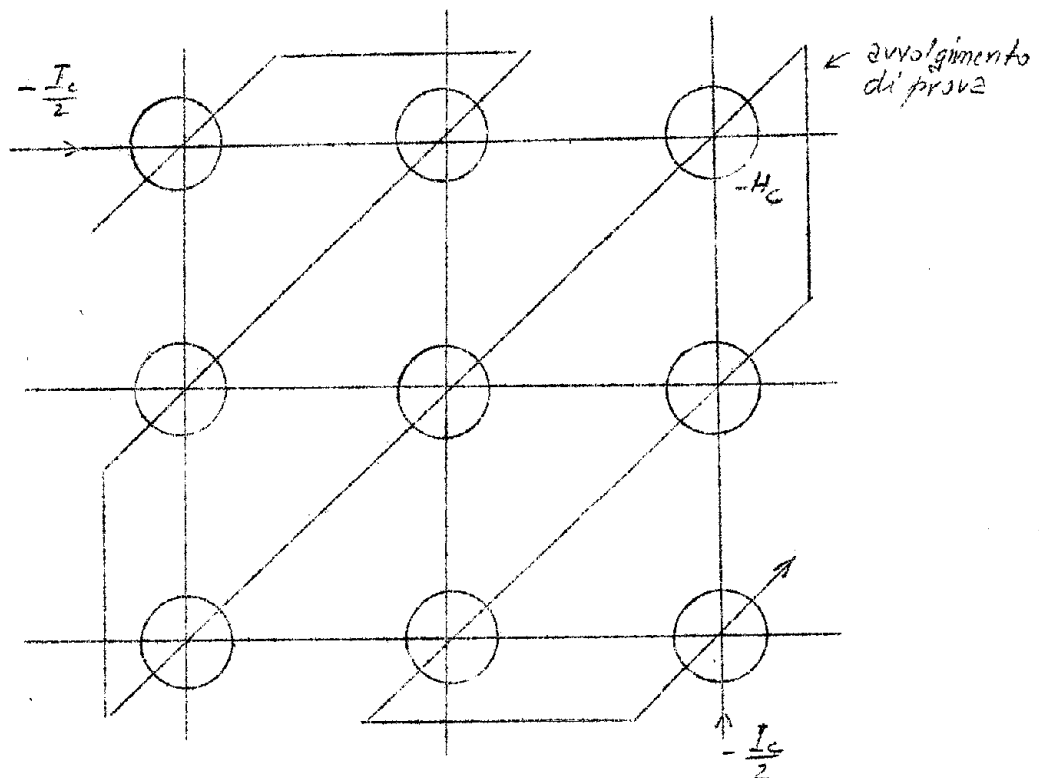


FIG. 5.1

Metodi di lettura e scrittura.

Nella fig. 6.1 sono elencati tre diversi metodi di lettura e scrittura. Il primo, (a), è quello già considerato. Non è segnato negli schemi della figura l'avvolgimento di prova.

Il nuovo filo che vi compare è un quarto avvolgimento, detto di inibizione, ed è indicato con la lettera Z. Nello schema (a), per la lettura del nucleo in alto a destra si mandano le correnti $-I_c/2$ nei due fili che si incrociano in questo nucleo; nell'avvolgimento Z non passa

nessuna corrente. Per la scrittura nello stesso nucleo, si mandano correnti $+ I_c/2$ negli stessi fili x e y e nessuna corrente in Z se si vuole scrivere 1 ($Z = 0$ per 1) oppure una corrente pari a $- I_c/2$ in Z se si vuole scrivere zero ($Z = - I_c/2$ per 0). L'effetto della corrente in Z è infatti quello di ridurre il campo magnetico nel nucleo da H_c ad $H_c/2$.

I metodi (b) e (c) richiedono sia nella lettura che nella scrittura correnti in un unico verso.

LETTURA

SCRITTURA

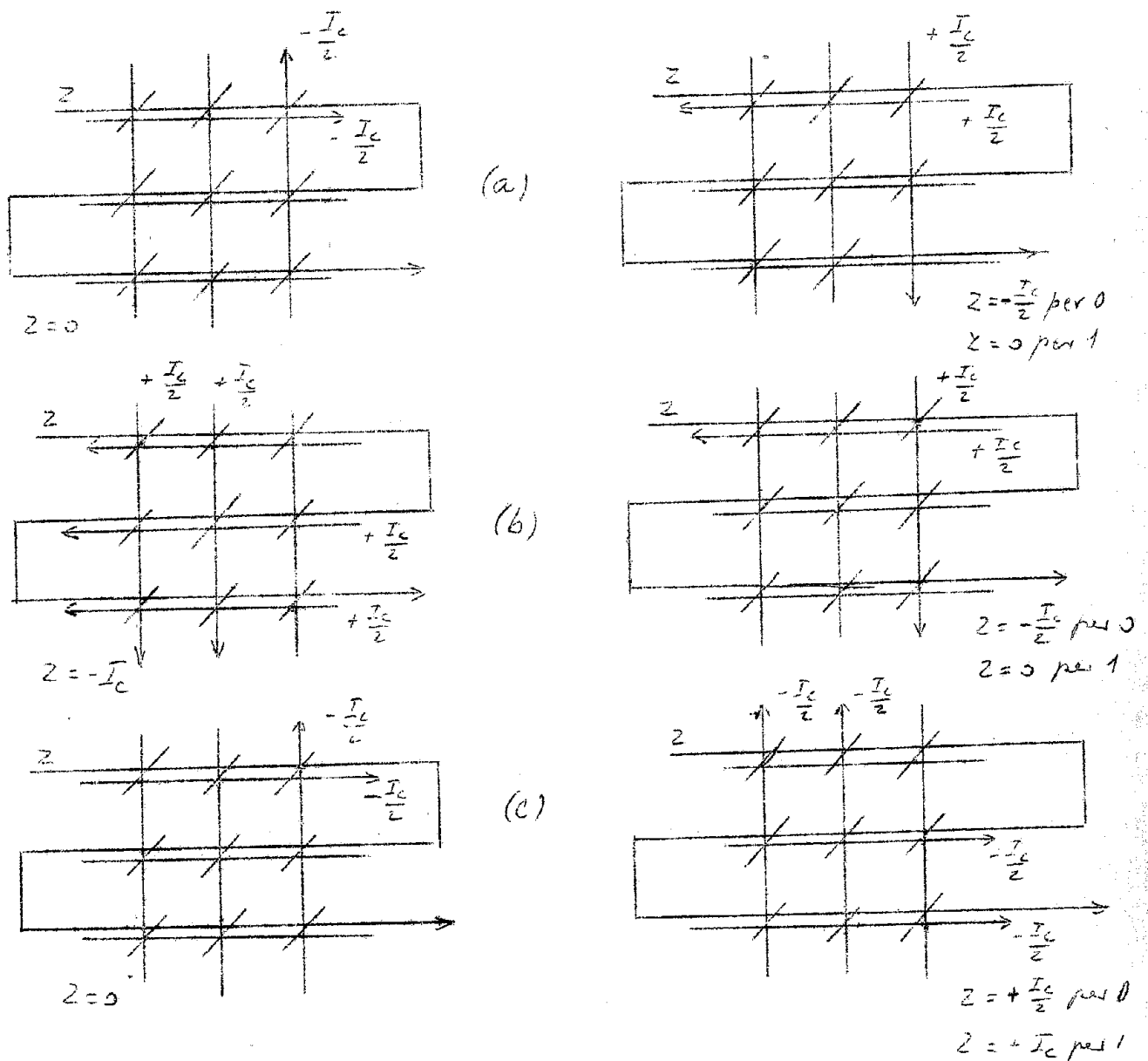


FIG. 6.1

Questo fatto però contrariamente a quanto si potrebbe pensare, complica il comando della memoria. Una caratteristica comune a tutti i metodi descritti è la presenza di quattro nuclei semi-selezionati in ogni operazione. Dal ciclo d'isteresi ideale di fig. 4.1 si vede che una semi-selezione non comporta alcuna variazione di flusso e quindi non c'è nessuna tensione indotta nell'avvolgimento di prova dovuta a questi nuclei. In pratica la non perfetta rettangolarità del ciclo di isteresi introduce dei disturbi con le semi-selezioni.

Ciclo d'isteresi.

La fig. 7.1 rappresenta un ciclo d'isteresi come è in pratica nei nuclei magnetici dei circuiti di memoria. Si vede come un campo magnetico pari a $\pm H_c/2$ comporti una variazione di flusso sia nella posizione zero che uno. Inoltre, un nucleo nello stato uno, in seguito all'applicazione di un campo pari a $-H_c/2$, non riprende la posizio

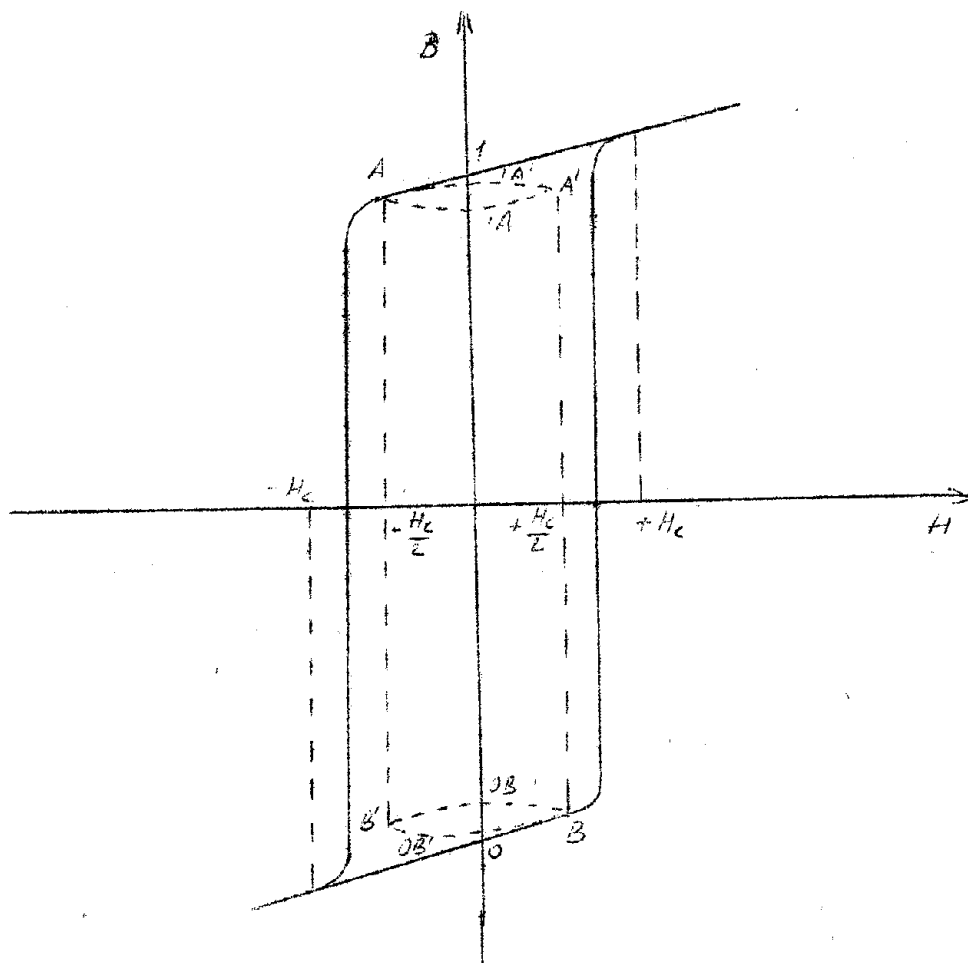


FIG. 7.1

ne di partenza alla fine dell'impulso, ma descrive un piccolo ciclo come indicato in figura. La nuova posizione occupata è indicata con $1A$. Il ciclo $A, 1A, A', 1A'$ è descritto se a partire dallo stato $1A$ sono applicati al nucleo campi magnetici pari a $\pm H_c/2$. Gli stati $1A$ ed $1A'$ e analogamente OB ed OB' sono detti stati perturbati. Dalla figura 7.1 si vede che il segnale indotto nel passaggio uno - zero, o il disturbo per una semi selezione sono diversi a seconda che il nucleo occupi lo stato 1 o $1A'$.

Quando questo fatto può portare ad un funzionamento non corretto del circuito, (è il caso delle matrici ad un gran numero di nuclei) dopo ogni operazione di lettura o di scrittura si applica un campo magnetico di semi selezione che porti il nucleo nello stato perturbato $1A$ o $1B$.

Metodi di lettura e scrittura con rapporto di selezione 3/1.

Nei circuiti esaminati il rapporto tra la corrente nei nuclei selezionati ed in quelli semi-selezionati è di $2/1$. Per diminuire il disturbo introdotto dai nuclei semi-selezionati si sono trovati dei metodi in cui il rapporto delle correnti è $3/1$. In fig. 8.1 ne sono schematizzati due esempi. Nel primo, (a), oltre alle due correnti $+ I_c/2$ che selezionano il nucleo in alto a destra, vengono inviate contemporaneamente negli altri fili di comando x e y delle correnti pari a $- I_c/6$.

Accanto ad ogni nucleo sono segnati, i campi magnetici. Per la lettura si invertono tutte le correnti.

Nel secondo schema, (b), si ha bisogno di un altro avvolgimento. Il nucleo da selezionare è sempre quello in alto a destra. Le correnti nei fili che lo attraversano sono $2/3 I_c$ (asse x), $2/3 I_c$ (asse y) e $- 1/3 I_c$ (terzo avvolgimento).

Anche qui per la lettura si invertono tutte le correnti.

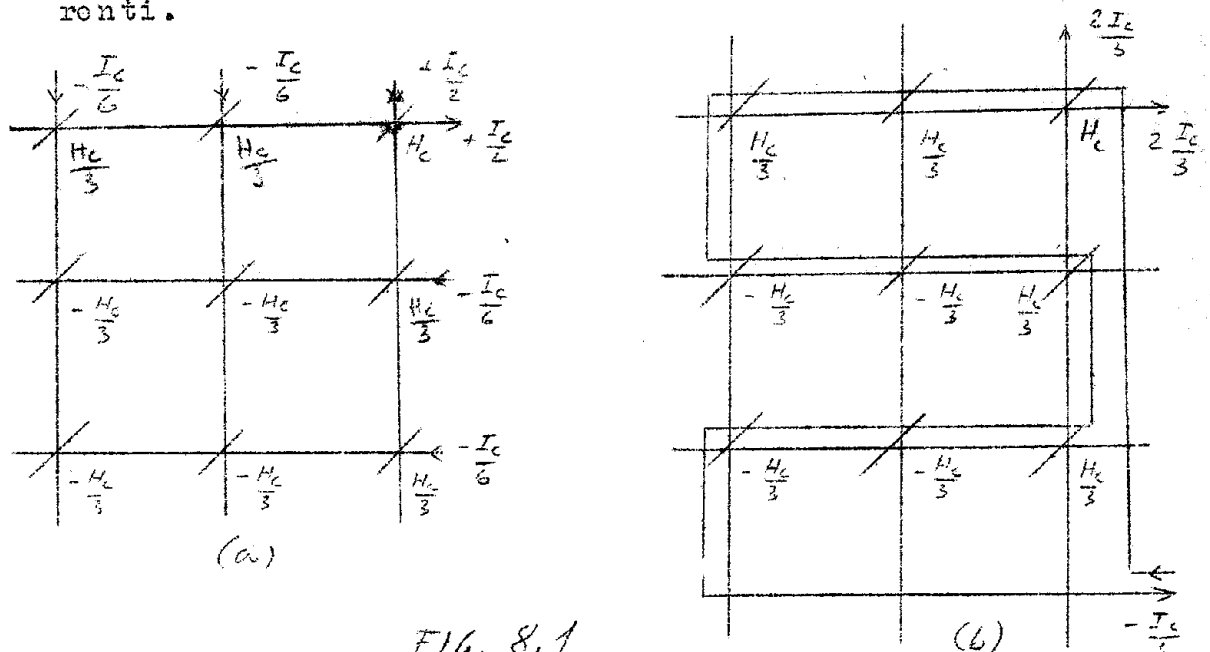


FIG. 8.1

Nella figura non sono stati segnati nè l'avvolgimento di prova nè quello di inibizione. Siccome la riduzione dei disturbi comporta una notevole complicazione nei circuiti di comando, si preferisce non ricorrere ai metodi con rapporto 3/1, ad eccezione di quei casi in cui i disturbi nell'avvolgimento di prova sono dello stesso ordine di grandezza del segnale.

Memoria a tre dimensioni.

Si è visto come in una matrice si può scrivere una informazione in diversi indirizzi. In generale si ha anche bisogno di scrivere più informazioni in uno stesso indirizzo. La memoria è formata in questo caso da più matrici disposte come indicato in fig. 9.1. Ogni indirizzo corrisponde ad una colonna di nuclei. I circuiti di scrittura e lettura sono comuni a tutte le matrici, gli avvolgimenti di prova sono uno per piano. La fig. 10.1 mostra come avviene la selezione di un nucleo.

Ciclo lettura - scrittura.

Ammettiamo di seguire il metodo (a) di fig. 6.1. La prima operazione che si compie su un dato indirizzo è la lettura.

Le informazioni che provengono dalla matrice sono utilizzate in un determinato intervallo di tempo (tempo di 'strobe') scelto in base all'andamento del rapporto segnale-disturbo.

Le informazioni cancellate dalla memoria con la lettura vengono riscritte subito dopo l'utilizzazione. È necessario che ci sia una memoria temporanea che ricordi il contenuto dell'indirizzo esaminato nell'intervallo di tempo tra l'impulso di lettura e quello di scrittura. Durante quest'ultimo c'è un impulso di corrente nell'avvolgimento Z dei piani in cui si deve scrivere zero. Dopo la scrittura l'impulso in Z c'è in tutti i piani ed ha il compito di portare tutti i nuclei negli stati perturbati (fig. 7.1). In questo stesso tempo si possono far funzionare quei circuiti che selezionano l'indirizzo successivo. La fig. 11.1 fa vedere l'ordine con cui si susseguono le operazioni descritte.

Generatori di corrente.

Il tipo di generatore adoperato dipende dal metodo di lettura-scrittura scelto. Per esempio, se si ha bisogno di corrente nei due versi nello stesso filo si preferisce adoperare dei trasformatori che hanno anche il vantaggio di fornire le correnti abbastanza alte necessarie per creare il campo magnetico $1/2 H_c$. È importante conoscere l'andamento del rapporto segnale disturbo nell'avvolgimento di prova in funzione della forma ed ampiezza dell'impulso di corrente di comando. Tenute presente l'andamento dell'av-

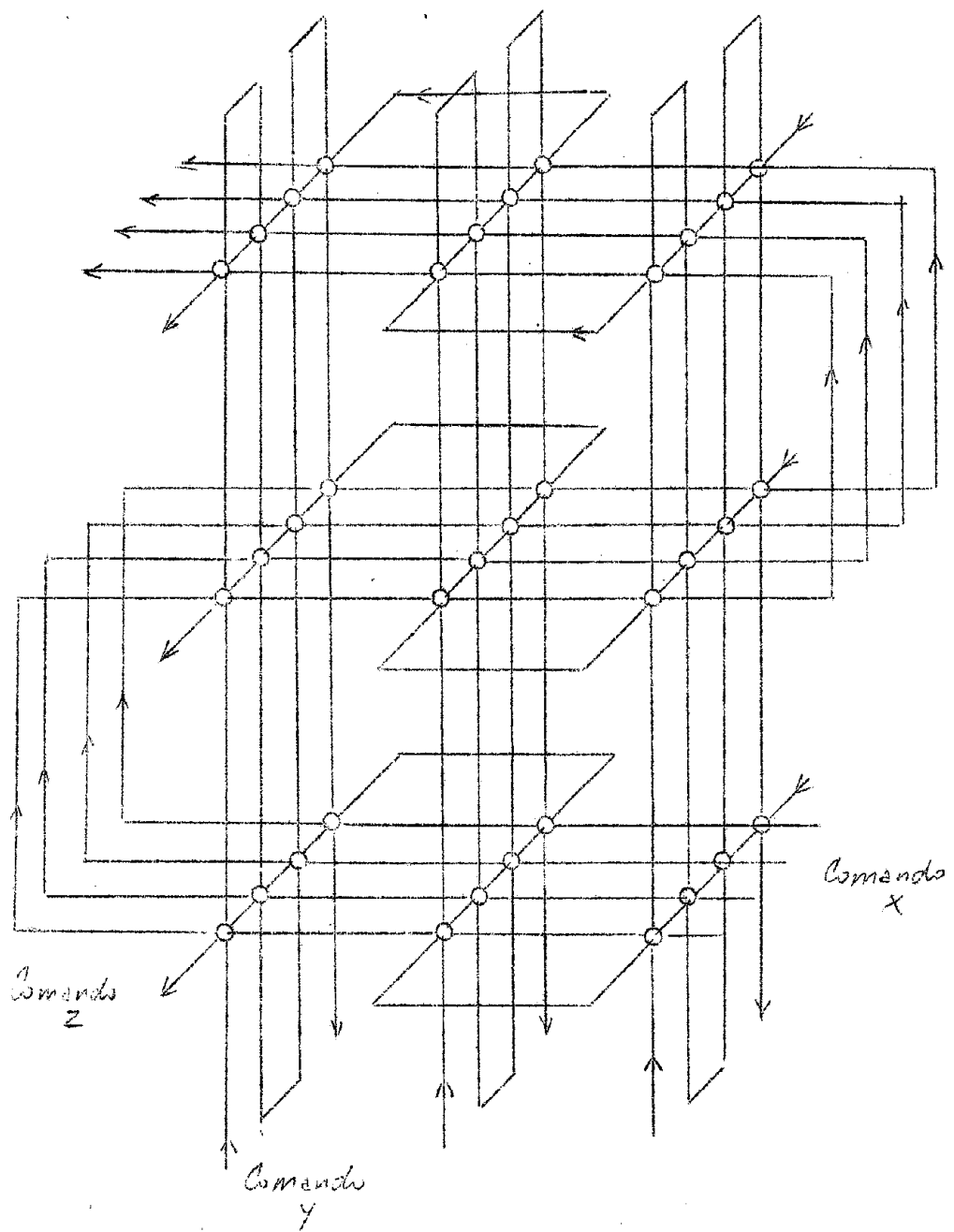


FIG. 9.1

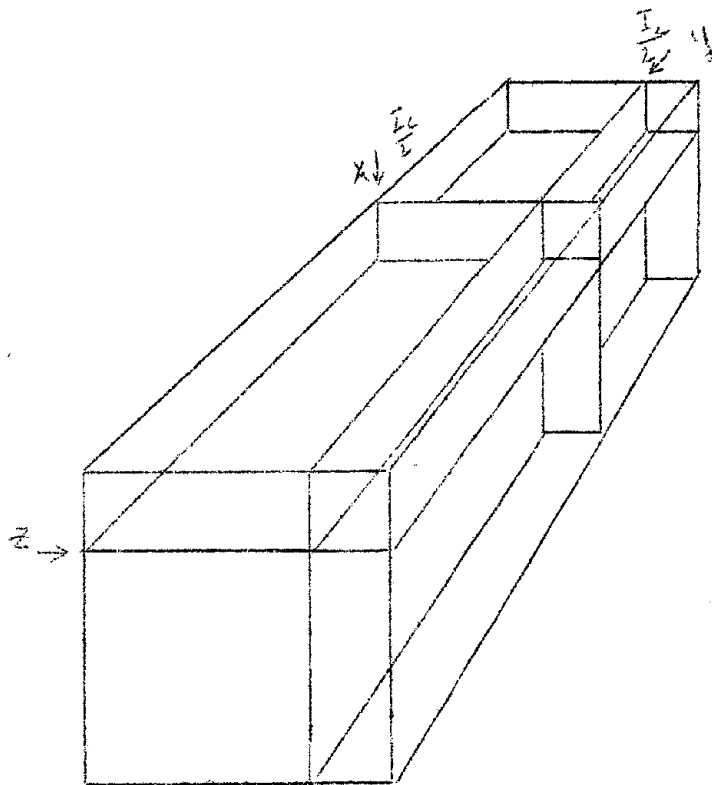


FIG. 10.1

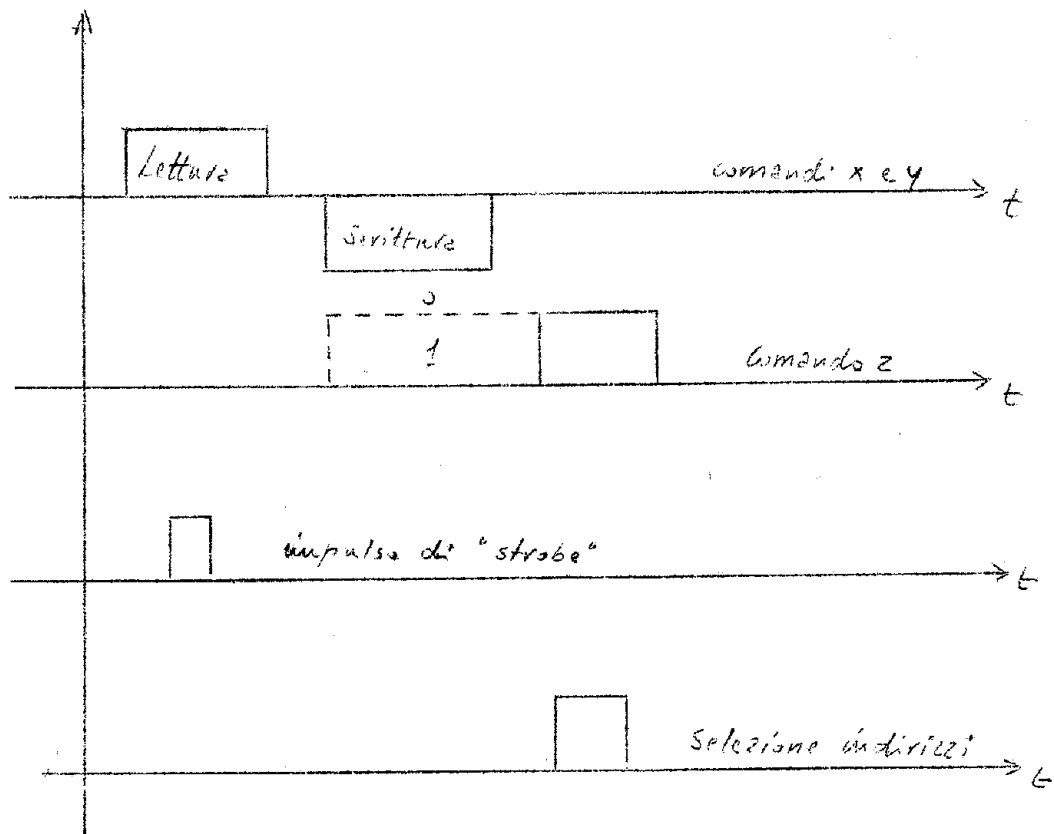
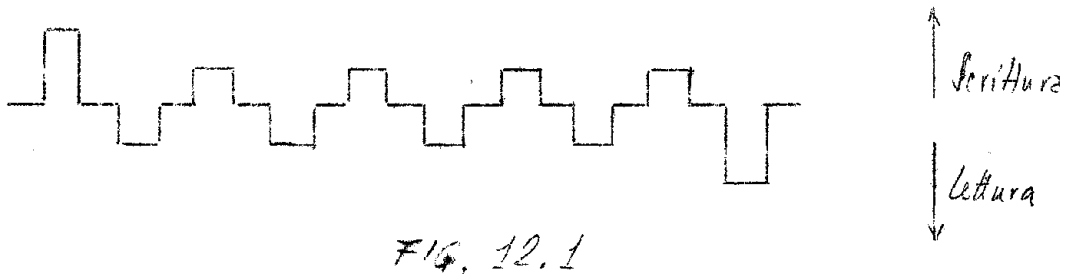


FIG. 11.1

volgimento di prova, quello che interessa è il rapporto.

$$\frac{S}{\sum_n (D_{2n} - D_{2n-1})}$$

con S = ampiezza del segnale in un determinato istante, $D_{2n} - D_{2n-1}$ = differenza dei disturbi della ennesima coppia di nuclei semi-selezionati attraversata dal filo di prova. Per conoscere questo rapporto si sottopone il nucleo ad una serie di impulsi come indicato in fig. 12.1 e si osserva la



risposta del nucleo al decimo segnale. Questa risposta sarà la più piccola in quanto si trova dopo una serie di disturbi (vedi fig. 7.1). Come disturbi si considerano quello corrispondente al secondo segnale (disturbo più grande) e quelli dell'ottavo e nono (la loro differenza è dovuta alla mancanza di simmetria nel ciclo d'isteresi). In figura 13.1 sono riportati questi quattro segnali.

Da questo studio si ricava il valore ottimo per la

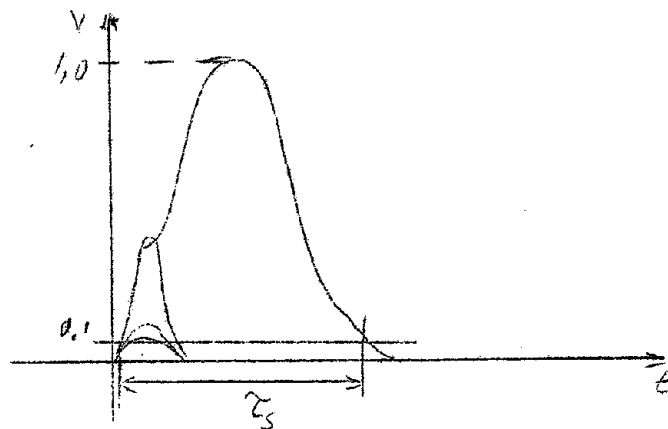


FIG. 13.1

corrente di comando, per il tempo di salita dell'impulso di comando ed inoltre si sceglie il tempo di strobe, com-

preso tra 0 e τ_s in cui è massimo il rapporto segnale-disturbo.

Da questo studio si è trovato un risultato del tutto generale riguardante il tempo di salita del comando. Quanto più rapida è la salita, tanto migliore è il rapporto segnale disturbo. La durata del disturbo è infatti legata al tempo di salita (durata = due volte la salita), in quanto all'inizio dell'impulso un nucleo si comporta come un trasformatore lineare. La durata del segnale dipende invece, oltre che dal tempo di salita, da quello necessario affinché i magnetini elementari si orientino. Questo ultimo tempo è caratteristico del materiale ferromagnetico, e della corrente massima di comando.

Velocità di funzionamento di una matrice.

La durata di un ciclo lettura-scrittura (vedi figura 11.1) di una matrice dipende da diversi fattori quali la natura dei nuclei ferromagnetici, il loro numero, la logica secondo cui funziona la matrice.

La natura dei nuclei interviene per il tempo necessario per l'inversione della magnetizzazione residua (tempo di switching). Detto τ_s questo tempo vale la relazione:

$$(H_m - H_0) \tau_s = S \quad (1.1) \quad (*)$$

dove S è una costante, H_m è il campo magnetico applicato al nucleo ed H_0 è il campo magnetico con cui comincia la inversione della magnetizzazione. Il massimo valore per H_m è

$$H_m = 2 H_0 \quad (2.1)$$

Da (1.1) e (2.1) si ricava per il valore minimo del tempo di switching:

$$\tau_{s \min.} = \frac{S}{H_0} \quad (3.1)$$

Per ricavare la massima frequenza a cui può lavorare la matrice, supponiamo che un ciclo comporti due soli impulsi, uno di lettura ed uno di scrittura. La durata t di ognuno di questi dev'essere maggiore del tempo τ_s di inversione della magnetizzazione. Prendiamo

$$t = 1,5 \tau_s \quad (4.1)$$

(*) - Questa espressione sarà giustificata nel par. 4.

La durata T del ciclo sarà anche maggiore del doppio della durata di ogni impulso. Supponiamo

$$T = 2,5 t \quad (5.1)$$

Si ottiene per la frequenza massima

$$F_{\max} = 1/T = \frac{H}{4 S} \quad (6.1)$$

Prendendo $S \approx 1$, come è stato trovato (^o) per le ferriti di magnesio manganese si ha

$$F_{\max} = 0,25 H_0 \approx 0,25 H_c \text{ sec}^{-1} \quad (7.1)$$

In quanto H_0 è molto vicino alla forza coercitiva. Per un valore di H_c di circa 1 oersted, come è per alcune ferriti si ha

$$F_{\max} \approx 250 \text{ Kc/sec} \quad (8.1)$$

In pratica le frequenze sono più basse. Si è trovato (+) come valore ottimo

$$F_{\text{opt}} = 0,12 H_c \text{ sec}^{-1} \quad (9.1)$$

che corrisponde, per $H_c = 1$ oersted, a 120 Kc/sec.

Se si considerano poi quei casi in cui si ha bisogno dell'impulso di ritorno allo stato perturbato, oppure tra l'impulso di lettura e quello di scrittura c'è bisogno di un intervallo di tempo per l'utilizzazione della informazione, la frequenza scende sino a 50, 60 Kc/sec.

Anche il numero di nuclei influenza la velocità di funzionamento. Basta pensare che quando i nuclei sono molto numerosi (caso dei piani con 128 x 128 nuclei o più) tutti i circuiti, di comando, di prova e di inibizione si comportano da linee a costanti concentrate e ritardano i segnali di frazioni non trascurabili di tutto il ciclo lettura-scrittura. Inoltre i tempi di salita dei comandi vengono aumentati da questo effetto ed il rapporto segnale-disturbo diventa molto basso.

Circuito di selezione degli indirizzi.

Il compito di questo circuito è di fare in modo che gli impulsi di comando giungano all'indirizzo giusto. Un circuito di questo tipo è indicato in fig. 14.1. I flip-flop comandano dei generatori di corrente, indicati con G , che creano un campo pari a $-H_c$ nei nuclei. Questi sono rappresentati nella figura con linee orizzontali. I trattini obliqui agli incroci con i fili provenienti dai generatori, indicano la presenza, di un avvolgimento. Le due diver

(^o) - Bibl. 52 e 64.

(+) - Bibl. 63

se inclinazioni dei trattini indicano i due diversi sensi degli avvolgimenti. Questi sono combinati in modo che qualsiasi sia la combinazione dei tre flip-flop c'è sempre un solo nucleo che non è attraversato da corrente. Se si co-

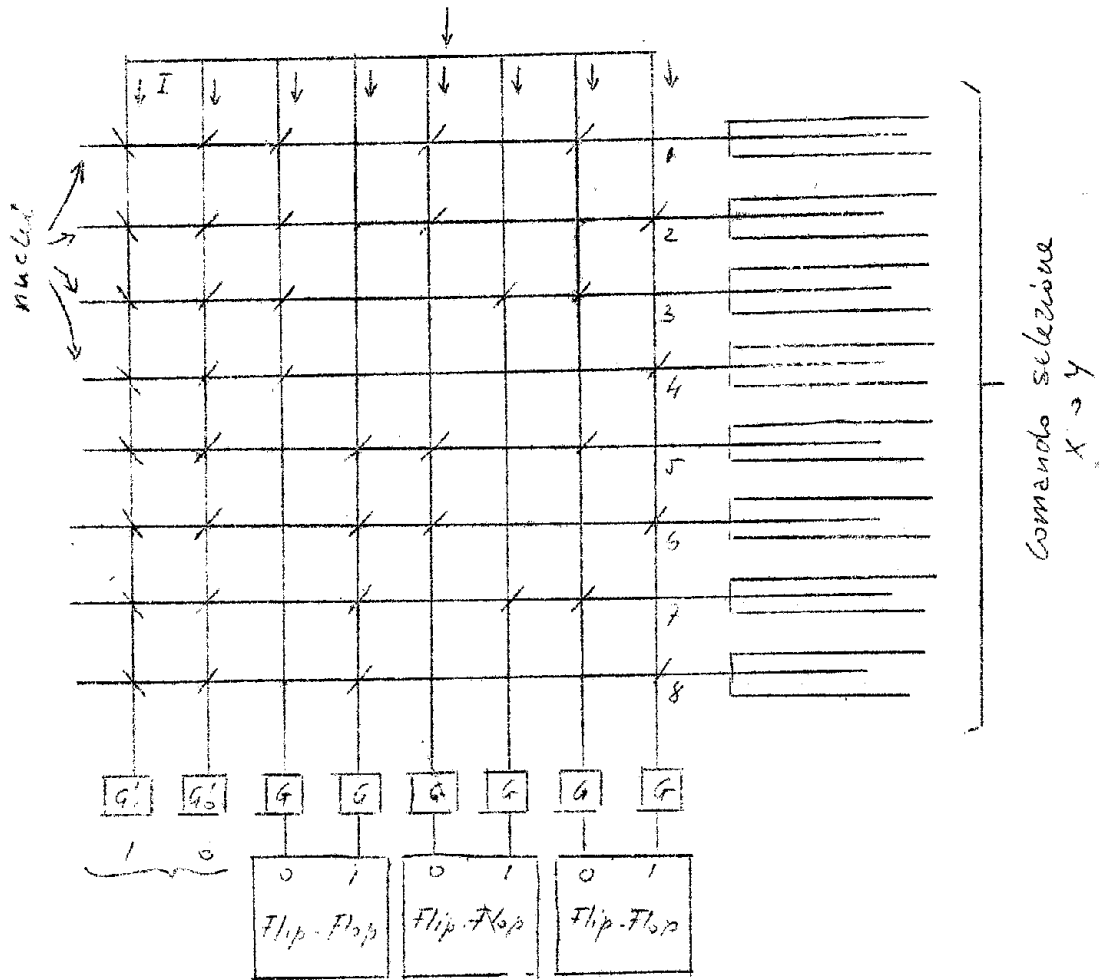


FIG. 14.1

manda contemporaneamente ai flip-flop un generatore (G_1^1) che crea intorno ad ogni nucleo un campo magnetico H_0 , il solo nucleo non comandato dai generatori G , passerà nello stato 1, comandato, con la tensione indotta in un avvolgimento secondario, la selezione dell'indirizzo (ad esempio l'apertura di un gate). Il riporto a zero del nucleo viene fatto mediante il generatore G_0^1 . Per la selezione lungo l'asse y è necessario un altro circuito di questo tipo.

Un altro metodo di selezione si può avere usando due trochotron, uno per l'asse x e l'altro per l'asse y .

Memoria temporanea.

È il circuito che ricorda il contenuto dell'indirizzo

zo selezionato nel periodo dopo la lettura, quando è stata cancellata ogni informazione. Può essere realizzato con flip-flop che riproducono con il loro stato il contenuto dell'indirizzo. Nella memoria temporanea possono essere eseguite le operazioni sui dati di un indirizzo.

È questo circuito che comanda la scrittura nella memoria.

4 - Il tempo di inversione (Tempo di switching)

Nei materiali ferromagnetici, in assenza di campi magnetici, si è osservata l'esistenza di piccole zone in cui tutti gli spin degli elettroni sono paralleli tra di loro. Queste regioni, che sono saturate dal punto di vista magnetico, sono dette domini ed hanno ognuna un proprio valore per l'induzione magnetica B . Tra i domini ci sono delle zone in cui gli spin degli elettroni variano gradualmente, passando da un dominio all'altro. Queste sono le pareti dei domini.

Quando all'esterno è applicato un campo magnetico quei domini che hanno il vettore B parallelo al campo si ingrandiscono a spese di tutti gli altri. Man mano che gli spin si orientano le pareti si spostano. Oppure può succedere che l'orientamento sia contemporaneo per tutti gli spin del dominio ed allora si parla di rotazione del dominio.

Questi sono i fenomeni che avvengono in un nucleo di ferrite durante il cambiamento di stato.

In fig. 15.1 è riportato l'impulso indotto, in questo periodo, in un avvolgimento secondario.

Si definisce come tempo di inversione, τ_s , l'intervallo di tempo che intercorre tra i due valori pari a $0,1 V_m$.

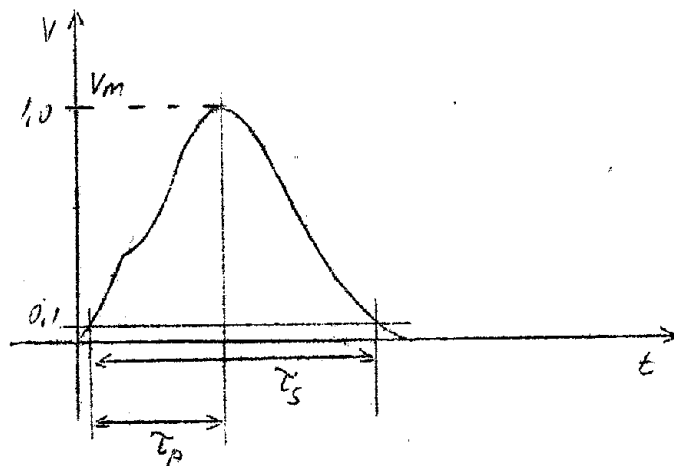


FIG. 15.1

L'andamento della tensione indotta è spiegato dal diverso comportamento dei domini magnetici durante il crescere del campo magnetico esterno H . Nella fig. 16.1, che si riferisce ad una curva di prima magnetizzazione, sono distinte tre zone relative a tre tipi di trasformazioni a cui sono soggetti i domini.

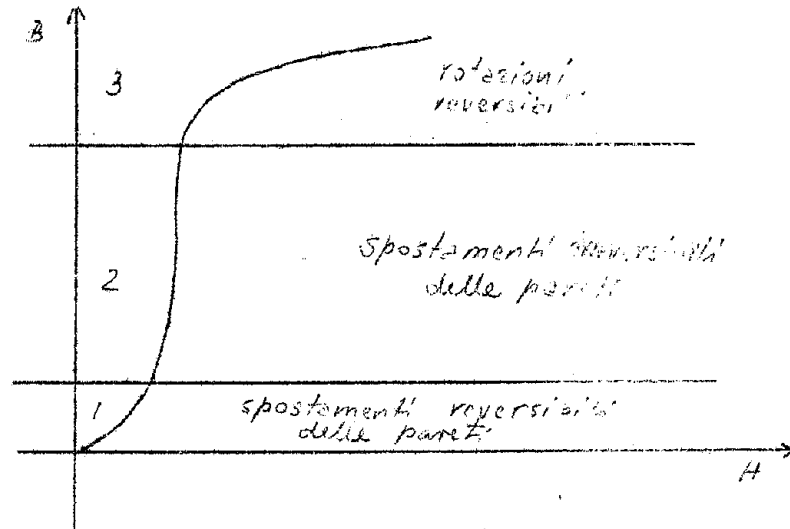


FIG. 16.1

La prima parte riguarda gli spostamenti reversibili delle pareti dei domini. A questa prima trasformazione è dovuta la salita iniziale della tensione indotta. Nelle matrici gli spostamenti reversibili sono i responsabili dei disturbi nei nuclei semi-selezionati. (Il nucleo si comporta come trasformatore lineare).

Gli spostamenti irreversibili della seconda zona sono quelli che determinano l'inversione della magnetizzazione e quindi la seconda salita della tensione indotta.

Il tempo di inversione dipende dalla velocità con cui si muovono le pareti dei domini. Riferendosi alle pareti che si trovano tra due domini con i vettori B a 180° e limitandosi a campi magnetici deboli, l'equazione del moto dell'unità di area delle pareti è

$$m_w \ddot{z} + \beta \dot{z} + \alpha z = 2 I_s H \quad (10.1)$$

Questa equazione, valida per piccoli spostamenti, è simile a quella del moto di un oscillatore armonico.

m_w è la massa dell'unità di area, β è un coefficiente di viscosità ed α un coefficiente di elasticità. I_s è la magnetizzazione di saturazione, e $2 I_s H$ rappresenta la pressione sulla parete.

Il parametro β tiene conto della perdita di energia durante il moto di una parete. Al valore di β contri-

buiscono due termini di cui uno, β_e , è dovuto alle correnti parassite e l'altro, β_r , è un termine di rilassamento (°).

Valo la relazione:

$$\beta = \beta_e + \beta_r \quad (12.1)$$

Il parametro α dipende dalla struttura del materiale e tiene conto delle imperfezioni presenti in esso. Infatti queste irregolarità del materiale fanno sì che durante il moto un parete passi attraverso diverse posizioni corrispondenti a dei massimi di energia come indicato in fig. 17.1 (+).

Nei piccoli spostamenti da una posizione di equilibrio $-\alpha z$ rappresenta la forza di richiamo verso quella posizione. Se ci si riferisce al moto di una parete, sempre a $\pm 80^\circ$, in presenza di un campo magnetico sufficientemente alto da farle compiere uno spostamento relativamente grande, l'effetto delle imperfezioni non è più rappresentabile col termine αz , in quanto gli spostamenti sono irreversibili. Per tenerne conto si immagina che il campo magnetico applicato non sia H , ma $(H-H_0)$ in cui H_0 è vicino alla forza coercitiva.

Se si suppone la velocità delle pareti costante, il termine $m_w \ddot{z}$ scompare e la (10.1) si trasforma in

$$\beta \dot{z} = 2 I_s (H - H_0) \quad (13.1)$$

Questa relazione vale, come si è detto, per campi magnetici grandi e per le pareti a 180° .

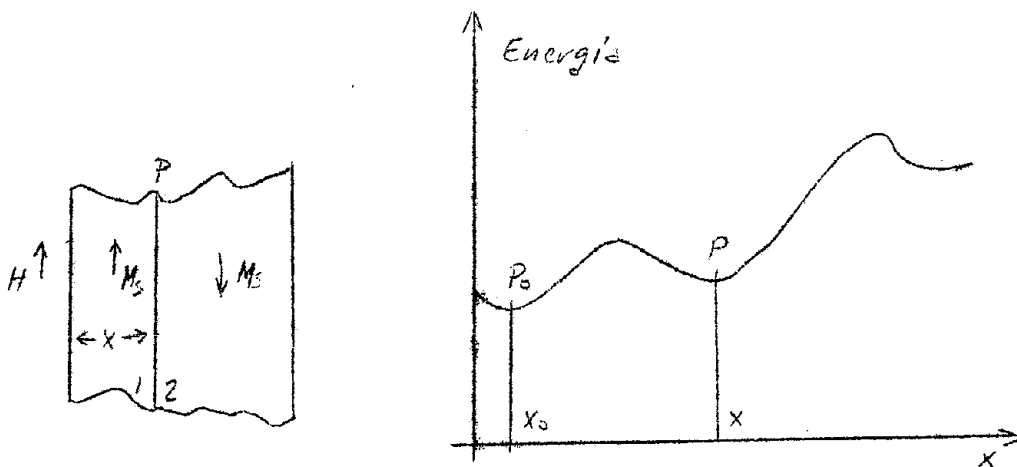


FIG. 17.1

(°) Bibl. 41.

(+) Questo è il fenomeno che spiega l'effetto Barkhausen.

Dalla (13.1) si vede che H_0 è quel campo magnetico per cui la velocità \dot{z} è nulla.

Per ricavare il tempo di inversione dalla (13.1) diciamo d la distanza tra le pareti dei domini, si ha

$$\tau_s = \frac{\beta d}{2(H_m - H_0) I_S} \quad (14.1)$$

Si preferisce scrivere questa relazione nella forma più semplice

$$(H_m - H_0) \tau_s = S \quad (15.1)$$

S è detto coefficiente di inversione, è proporzionale alla distanza d tra le pareti dei domini, è legato al coefficiente di viscosità β ($^\circ$) ed è quindi fortemente dipendente dalle proprietà fisiche del materiale.

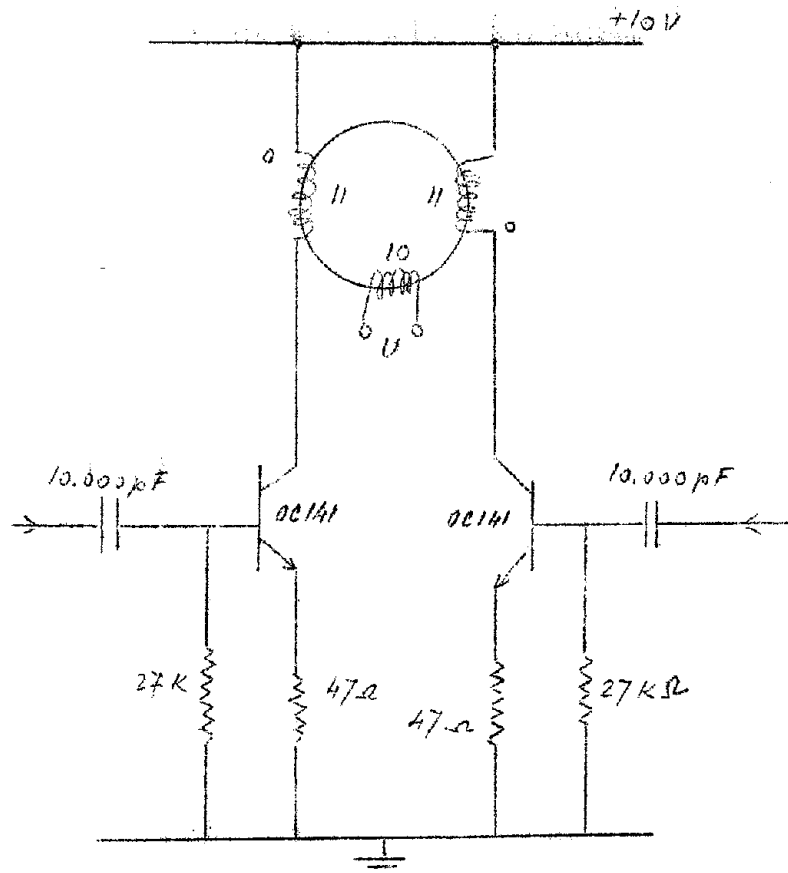


FIG. 18.1

($^\circ$) Questo fatto ha portato (Bibl.41) a considerare, in base alla (12.1), S come somma dei due termini: $S = S_e + S_r$. Si è anche mostrato che per le ferriti $S_e \ll S_r$.

Per verificare sperimentalmente la (15.1) si è montato il semplice circuito di figura (18.1). I due transistori comandati da due diversi generatori di impulsi creano nel nucleo alternativamente un campo magnetico $+H$ e $-H$. Si è variato H e si è seguita la corrispondente variazione di τ_s .

Gli impulsi con cui si sono comandati i transistori avevano un tempo di salita di 50 nsec. ed una durata di 5 microsec, sufficientemente lunga rispetto al tempo di inversione.

Il grafico 1 è fatto riportando $1/\tau_s$ in funzione di H . La curva ottenuta approssima abbastanza bene una retta per campi H maggiori di 1,1 oersted. La deviazione per campi deboli è prevista in quanto in tal caso non è più valida la (13.1).

Dal grafico si può ricavare il valore di S . Si ha

$$S = \frac{\Delta(H_m)}{\Delta(1/\tau_s)} = 0,6 \text{ oersted } \mu\text{sec} (^{\circ})$$

L'errore su S è stato calcolato mediante le curve di minima e massima pendenza. Si è avuto: $S_{\min} = 0,5$ oersted μsec ; $S_{\max} = 0,8$ oersted μsec .

Dal grafico si può calcolare anche il valore di H_0 . Alla intersezione della retta con l'asse orizzontale si ha il punto corrispondente a $\tau_s = \infty$ e quindi dalla (15.1) in quel punto si ha $H = H_0$. Il valore di H_0 trovato è di 0,68 oersted con

$$H_{0\max} = 0,86 \text{ oersted}; H_{0\min} = 0,35 \text{ oersted}$$

Nelle foto che seguono sono riportati gli impulsi indotti in corrispondenza a due diversi campi magnetici.

La prima foto si riferisce ad un campo di $\sim 2,2$ oersted ed il tempo di inversione è di 0,4 μsec , la seconda ad un campo di $\sim 1,4$ oersted ed il tempo di inversione è di 0,9 μsec .

Insieme con i segnali sono fotografati i disturbi ottenuti comandando i transistori con la successione di impulsi indicata in fig. 19.1.

Il grafico 2 si riferisce a $1/\tau_p$ in funzione di

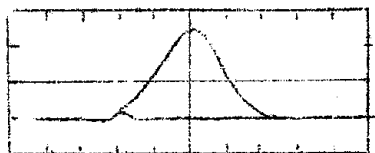


Foto 1.1

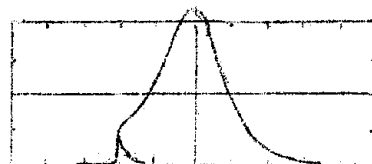


Foto 2.1

asse x = 0,1 $\mu\text{s/div}$ asse y = 2 V/div asse x = 0,2 $\mu\text{s/div}$ asse y = 0,5 V/div .

($^{\circ}$) - S si può pensare come l'incremento da aggiungere ad H_0 per ottenere un campo magnetico che inverte la magnetizzazione in 1 μsec .

H, mentre il grafico 3 si riferisce a V_m . (vedi fig. 15,1)

TABELLA

Misure fatte su un nucleo 56 591 38/6B1

Corrente nelle 11 spire mA	τ_s microsec		τ_p microsec		V_m Volt	
		$\Delta\tau_s$		$\Delta\tau_p$		ΔV_m
40	1,2	0,1	0,5	0,1	1,3	
50	0,9	0,1	0,45	0,05	2,2	0,1
60	0,65	0,05	0,35	0,05	3,0	0,1
70	0,50	0,05	0,30	0,05	4,0	0,1
80	0,40	0,05	0,22	0,05	5,0	0,1
90	0,35	0,05	0,19	0,01	5,6	0,1
100	0,30	0,01	0,15	0,01	6,0	0,1

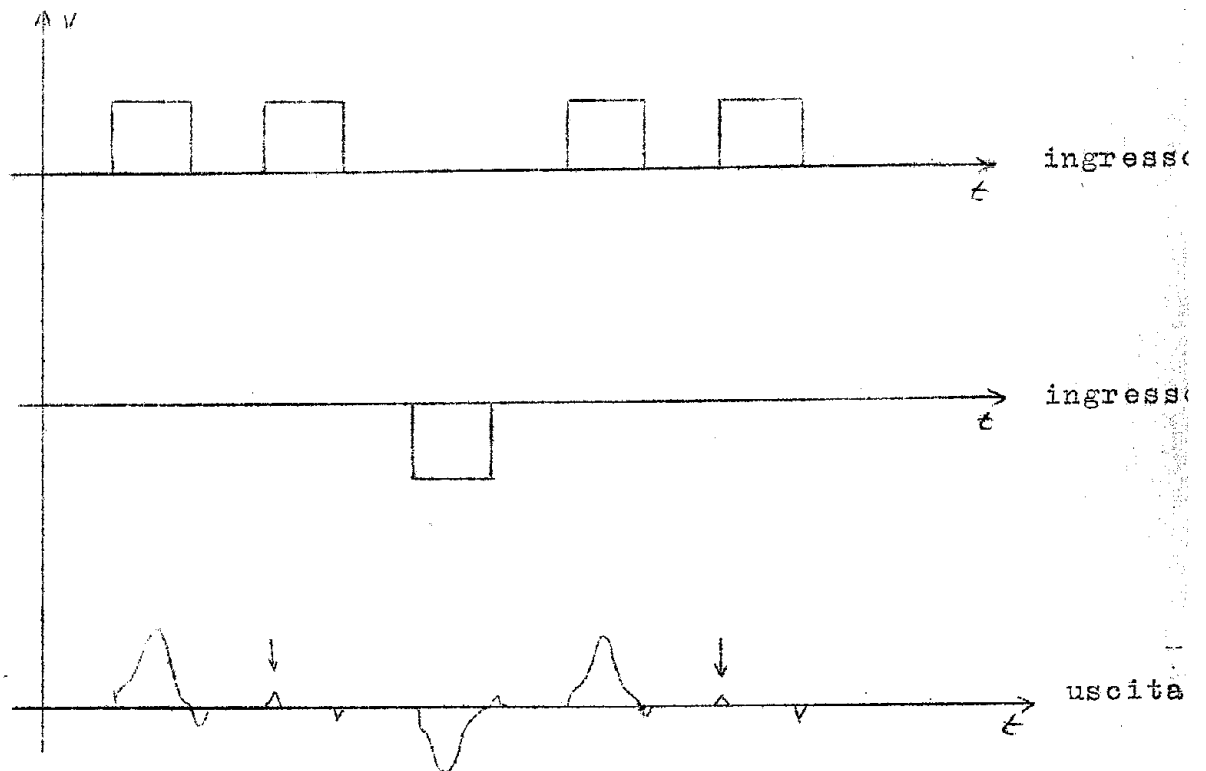


FIG. 19.1

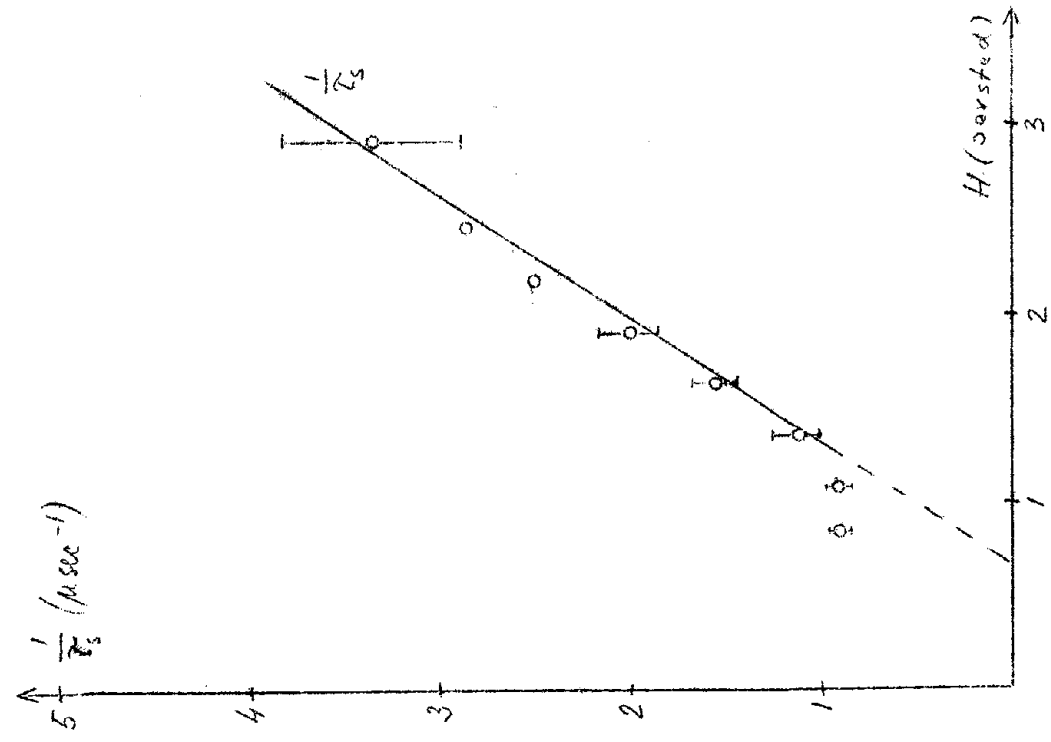


GRAFICO 1

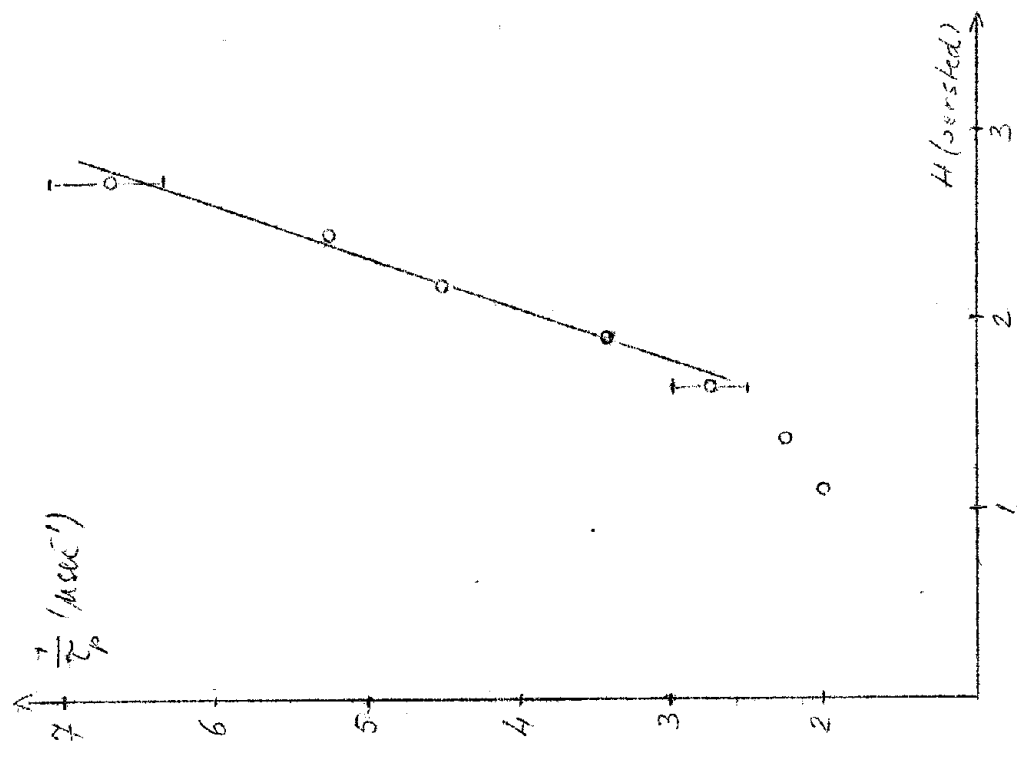


GRAFICO 2

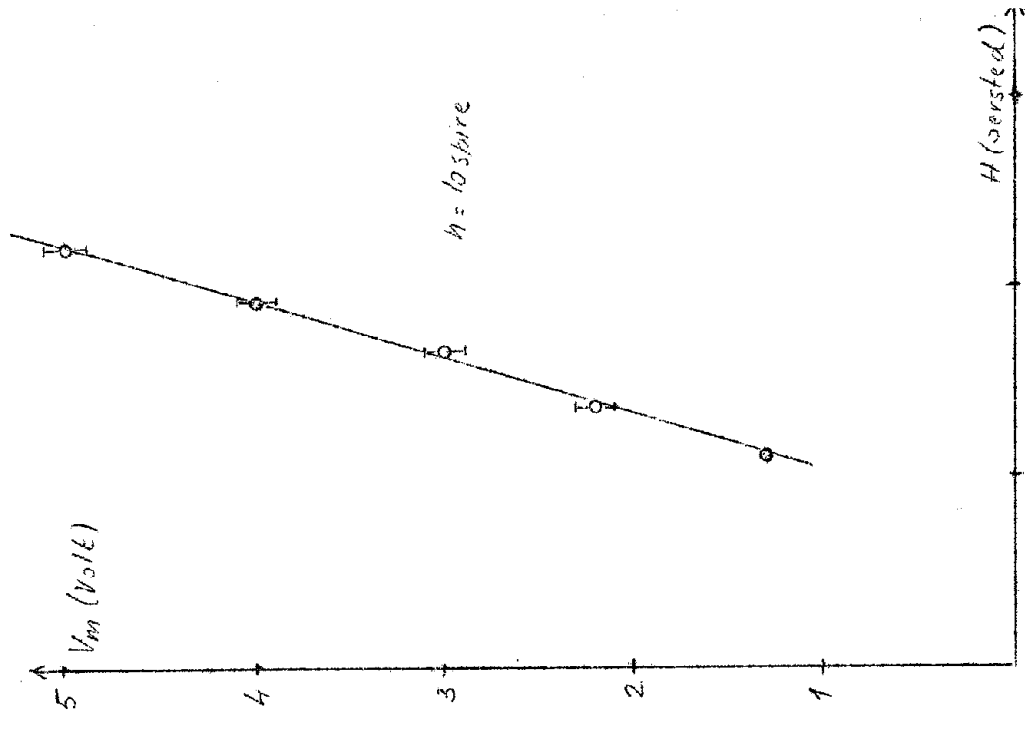


GRAFICO 3

5 - Il numero di spire in un avvolgimento.

Esiste, per un dato campo magnetico, un valore ottimo per il numero di spire in quanto ad esso corrisponde il minor tempo di inversione (τ).

La fig. 20.1 rappresenta un circuito comprendente un

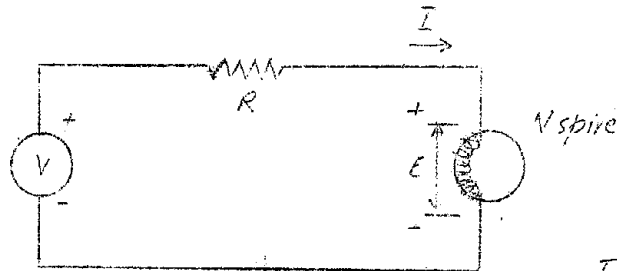


FIG. 20.1

generatore di tensione ed un nucleo. Vale la relazione

$$E = -N \frac{d\Phi}{dt}$$

Approssimativamente si ha

$$E = -N \frac{\Phi}{\tau_s}$$

dove Φ è la variazione totale di flusso in weber, E = valore medio della tensione indotta in volt, τ_s = tempo di inversione in sec. Si ha

$$E + IR - V = 0$$

$$I = \frac{V - E}{R}$$

$$I = \frac{V \tau_s - N \Phi}{R \tau_s} \quad (16.1)$$

Ricordando la relazione (15.1) e ponendola nella forma

$$\frac{1}{\tau_s} = \frac{NI - A}{B}$$

con A e B costanti caratteristiche della sostanza ferromagnetica, si ha dalla (16.1)

$$\frac{1}{\tau_s} = \frac{NV \tau_s - N^2 \Phi - RA \tau_s}{BR \tau_s} \quad (17.1)$$

Semplificando quest'ultima relazione, derivandola rispetto ad N ed uguagliandola a zero si ottiene

$$N_{opt} = \frac{RA}{V} + \sqrt{\frac{R^2 A^2}{V^2} + \frac{BR}{\phi}} \quad (18.1)$$

che è il valore di N cercato.

Bisogna tener presente che in molte applicazioni in cui il generatore rappresenta il problema principale, si preferisce fissare quest'ultimo nel modo più conveniente e dedurre come conseguenza il numero di spire dell'avvolgimento.

Il minimo trovato con la (18.1) non è infatti molto acuto.

CAPITOLO II

In questo capitolo sono studiati due circuiti realizzati con i nuclei di ferrite 6B1 della Philips.

Il primo è un demoltiplicatore che ha il vantaggio rispetto agli analoghi circuiti a transistor di conservare il ricordo del numero degli impulsi anche in assenza della tensione di alimentazione. Esso inoltre richiede un minor numero complessivo di transistor.

Sono state fatte delle misure per la massima frequenza di funzionamento.

Il secondo è uno shift register. Ne sono studiate le caratteristiche e nel capitolo successivo ne è mostrata una applicazione.

1 - Circuito demoltiplicatore (flip-flop) con nuclei magnetici.

Questo circuito differisce dai comuni flip-flop a valvole per il fatto che gli elementi bistabili sono i nuclei di ferrite. Si compone di diversi stadi. Il primo è esaminato a parte in quanto funziona secondo una logica differente dai successivi.

Primo stadio.

È realizzato come indicato in fig. 1.2

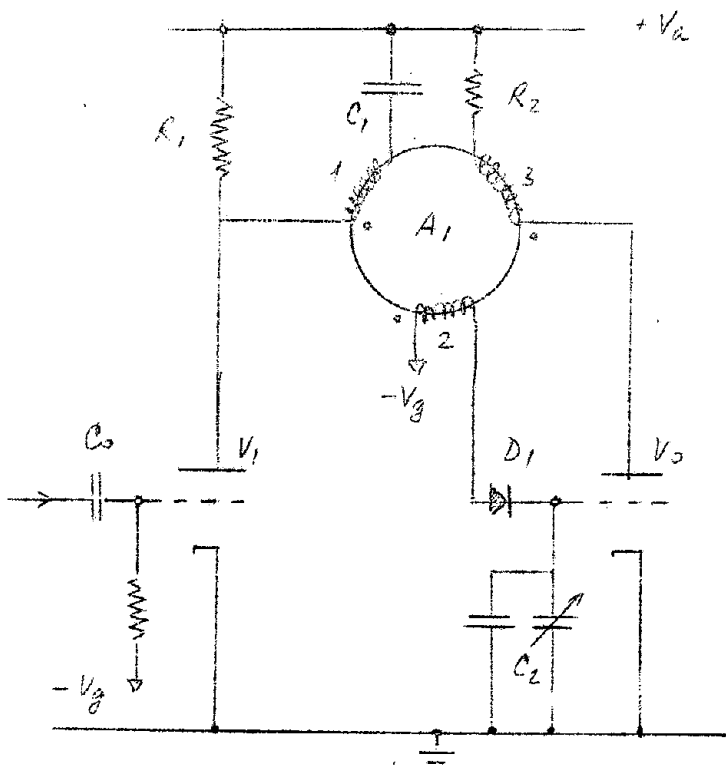


Fig. 1.2

La valvola V_1 è spenta in condizioni stazionarie, il nucleo A_1 è nello stato zero.

Un impulso positivo sulla griglia porta V_1 in conduzione. La corrente che circola nella valvola durante il periodo di conduzione, pari alla durata dell'impulso, passando in parte nell'avvolgimento 1 di A_1 porta questo nucleo nello stato 1 e contemporaneamente carica il condensatore C_1 . Appena terminato l'impulso la valvola V_1 torna ad interdirsi, C_1 si scarica attraverso R_1 e manda corrente nell'avvolgimento 1 di A_1 , però in senso inverso a quella circolata precedentemente, per cui riporta A_1 nello stato 0. In tal modo viene cancellata l'informazione scritta dall'impulso nel nucleo in quanto questo è ritornato nello stato iniziale.

Per evitare ciò si manda l'impulso positivo, indotto nell'avvolgimento 2 nel primo cambiamento di stato di A_1 (passaggio $0 \rightarrow 1$), alla griglia della valvola V_0 . Prima però lo si allunga mediante il diodo D_1 ed il condensatore C_2 in modo che V_0 , normalmente interdetta, conduca corrente per un periodo lungo rispetto alla durata dello impulso squadrato di comando.

Il campo magnetico creato con l'avvolgimento 3 in A_1 è concorde con quello creato dall'avvolgimento 1

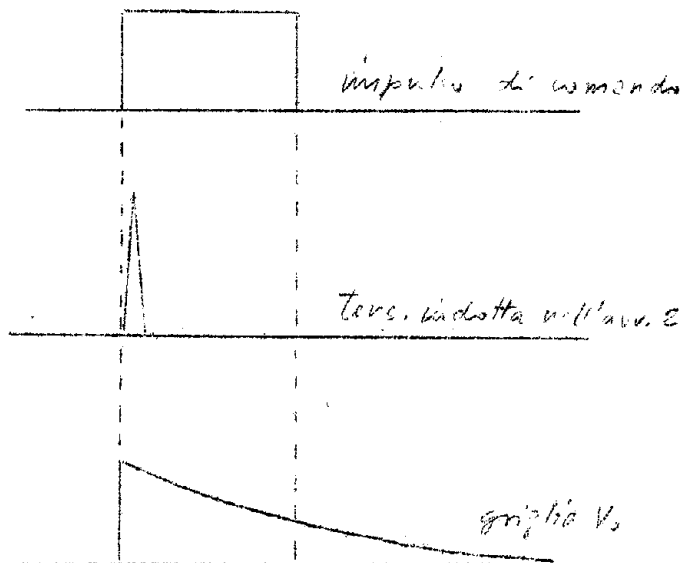


FIG. 2.2

nel primo cambiamento di stato di A_1 ($0 \rightarrow 1$), cioè l'avvolgimento 3 tende anche lui a portare A_1 nello stato 1. Quando V_1 torna all'interdizione e C_1 comincia la sua scarica, l'avvolgimento 3 si oppone ed annulla l'azione di C_1 , in modo che A_1 resti nello stato 1.

Quando arriva un secondo impulso, la valvola V_1 entra di nuovo in conduzione e carica C_1 , senza indurre tensioni ai capi dell'avvolgimento 2, in quanto A_1 si trova già nello stato 1.

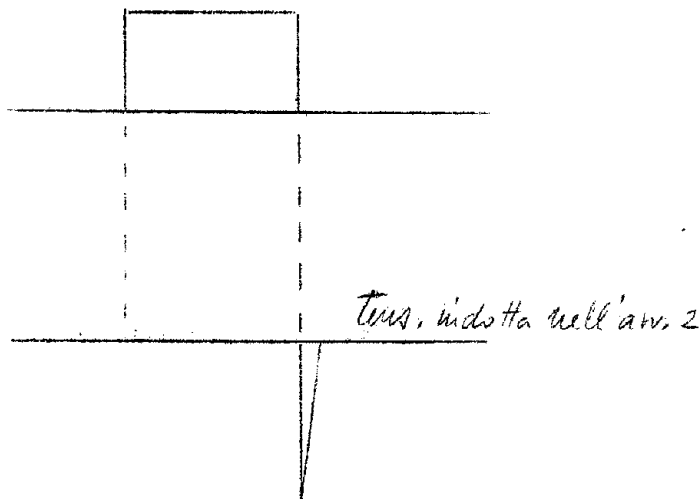


FIG. 3.2

La valvola V_0 non entra in conduzione o non annulla l'azione della scarica di C_1 attraverso R_1 . Il nucleo è riportato nello stato 0. Il condensatore C_1 è scelto in modo che nella scarica possa fornire un campo magnetico nel nucleo sufficiente a fargli cambiare stato.

La costante di tempo di scarica del condensatore C_2 deve essere abbastanza lunga in modo che si possa cancellare l'azione della scarica di C_1 . Questa costante non deve essere però molto lunga perchè altrimenti viene limitata la frequenza a cui il circuito può funzionare.

Il funzionamento di questo primo stadio è legato alla durata dell'impulso di comando a causa della costante di tempo di scarica del condensatore C_2 .

I valori dei diversi componenti di questo stadio sono:

$$\begin{aligned} C_0 &= 10.000 \text{ pF} \\ C_1 &= 10.000 \text{ pF} \\ C_2 &= 100 + (10 + 60) \text{ pF} \\ R_1 &= 100 \Omega \quad R_2 = 220 \Omega \\ D_1 &= 0A85 \\ V_1 = V_0 &= 1/2 \text{ E88CC} \quad V_g = 10 \text{ V} \quad V_a = 300 \text{ V} \end{aligned}$$

avvolgimenti:

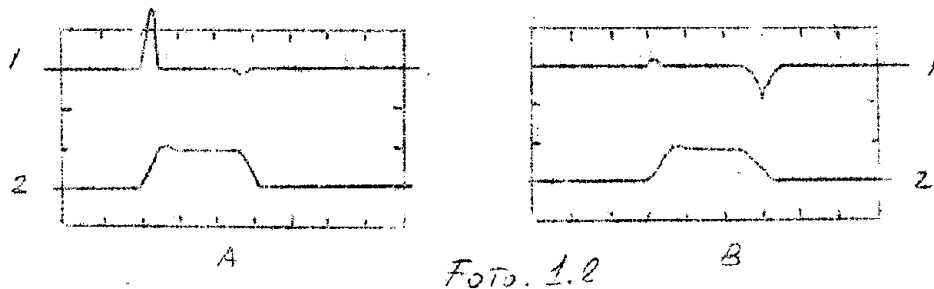
n° 1 = 10 spire; n° 2 = 20 spire; n° 3 = 15 spire, i nuclei di ferroxcube sono del tipo 56 591 38/6B1 della Philips.

I puntini indicano i sensi degli avvolgimenti. Lo

impulso di comando è lungo 1 μ sec, ed alto circa 50 Volt. Il tempo di salita è circa 0,1 μ sec.

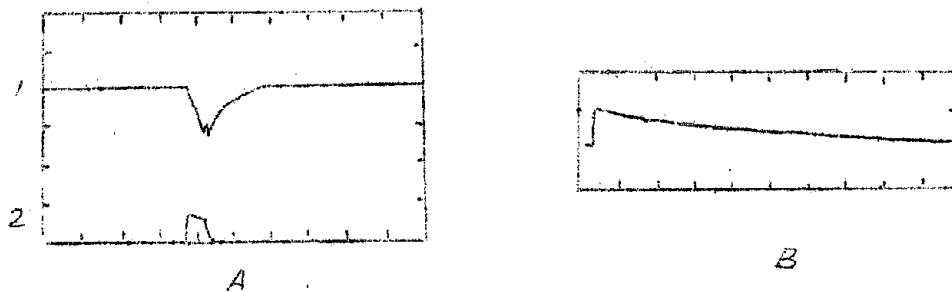
Nella foto 1.2, sono mostrate le tensioni indotte nell'avvolgimento 2 di A_1 col primo (foto A) e secondo (foto B) impulso. L'asse dei tempi della foto è 0,4 μ sec. per cm, l'asse delle ampiezze è di 20 Volt/cm per la riga 1 e 50 Volt/cm per la 2.

Il picco positivo in A è alto 35 volt, quello negativo in B 16 volt.



La foto 2.2, mostra l'impulso sulla placca di V_1 confrontato con l'impulso sulla griglia. La riga 1 mostra la carica C_1 . La foto B è presa sulla griglia di V_0 .

L'asse dei tempi per le foto A è di 2 μ sec/cm; per la B è di 100 μ sec/cm. L'asse verticale è per A_1 di 20V/cm; per A_2 di 50 Volt/cm; per B di 10 volt/cm.



Stadi successivi.

La valvola V_2 spenta in condizioni stazionarie, è comandata dall'impulso indotto in un quarto avvolgimento di A_1 (fig. 4.2). Essa entra in conduzione ogni due impulsi in ingresso (quelli pari) e scrive il numero 1 nei nuclei B_1 e B_2 . Le tensioni indotte negli avvolgimenti 2 di questi nuclei sono uguali e di segno opposto e perciò si annullano in modo che V_3 resti spenta.

La valvola V_0 che si accende con gli impulsi di numero dispari, oltre ad agire su A_1 come è stato già descritto, riporta a zero il nucleo B_2 .

Col successivo impulso (pari) V_2 si accende e l'impulso indotto nell'avvolgimento 2 di B_2 non è annullato da quello di B_1 (che non cambia stato). La valvola V_3 , co-

mandata da questo impulso, scrive 1 in due altri nuclei

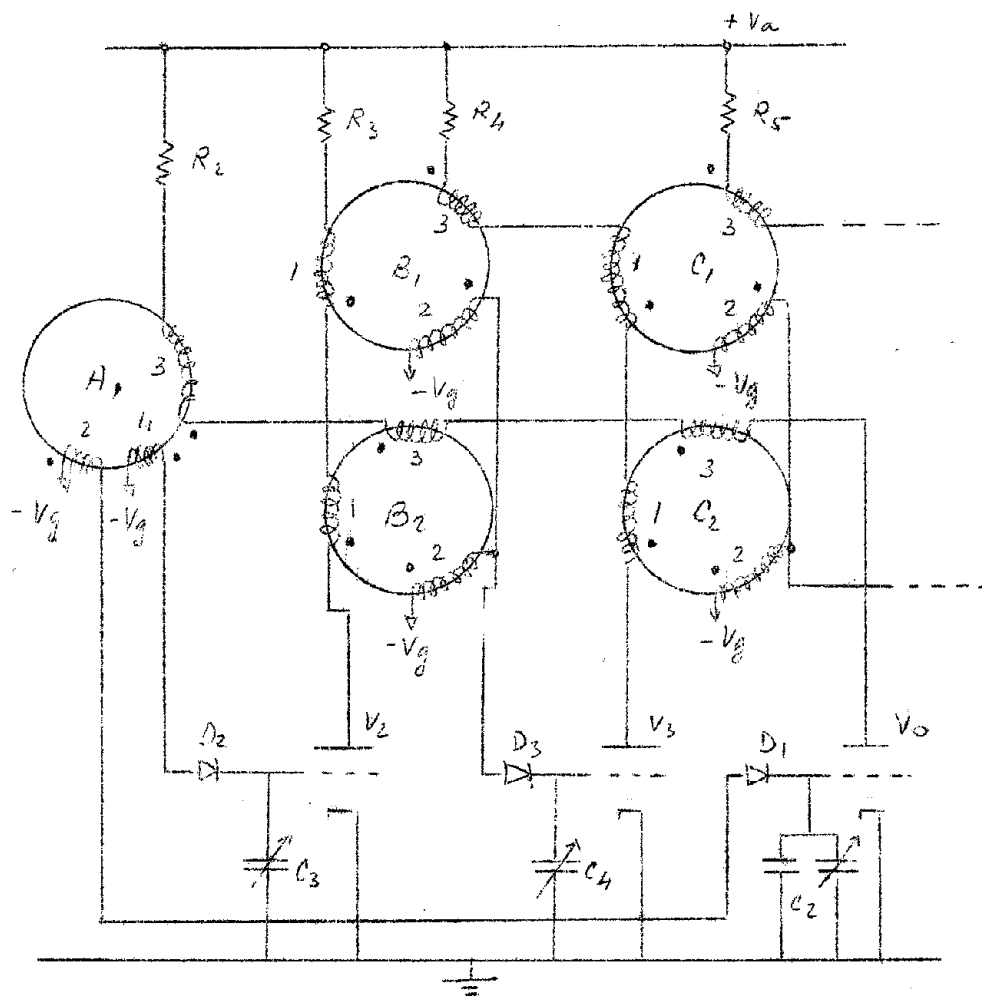


FIG. 4.2

(C_1 e C_2) e zero nel nucleo B_1 .

La valvola V_3 si accende perciò ogni quattro impulsi all'ingresso.

Gli stati successivi sono tutti analoghi. Quando V_3 , accendendosi, scrive zero nel nucleo B_1 mediante l'avvolgimento 3, deve vincere l'azione della valvola V_2 che, me

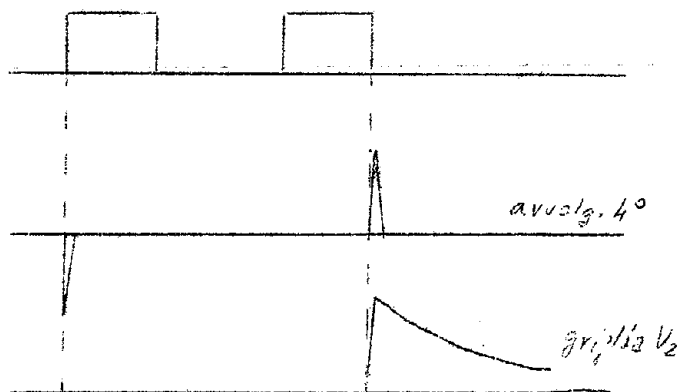


FIG. 5.2

diante l'avvolgimento 1, tende a scrivere 1. Per questo la costante di tempo sulla griglia di V_3 deve essere maggiore di quella sulla griglia di V_2 .

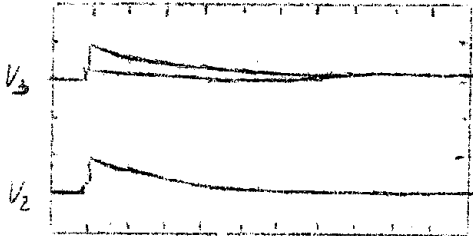


Foto 3.2

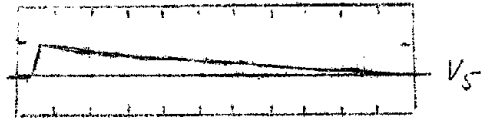


Foto 4.2

Nella foto 3.2 sono confrontate le due costanti. La durata dell'impulso sulla griglia di V_2 è circa 60 $\mu\text{sec.}$, sulla griglia di V_3 75 $\mu\text{sec.}$ Nella foto l'asse dei tempi è di 10 μsec per cm, e l'asse verticale di 10 Volt/cm.

La foto 4.2 mostra l'impulso sulla griglia di una valvola successiva (V_5). La durata è di 100 $\mu\text{sec.}$ Le foto successive riguardano le placche delle diverse valvole.

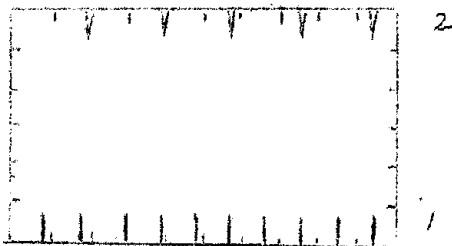


Foto 5.2
placca di V_2 (riga 2), im
pulsu ingresso
(riga 1). Si vede come
la valvola si accenda ogni
due impulsi.

L'asse dei tempi è di 5 msec/cm.

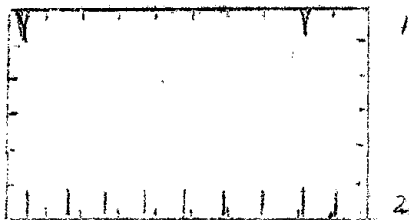


Foto 6.2
riga 1 = placca V_4
riga 2 = impulsi all'in-
gresso.
Asse tempi = 5 msec/cm

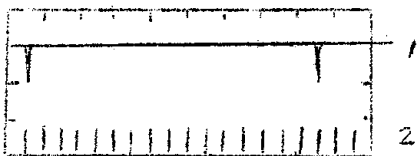


Foto 7.2
riga 1 = placca V_5
riga 2 = impulsi all'in-
gresso.
Asse tempi = 10 msec/cm

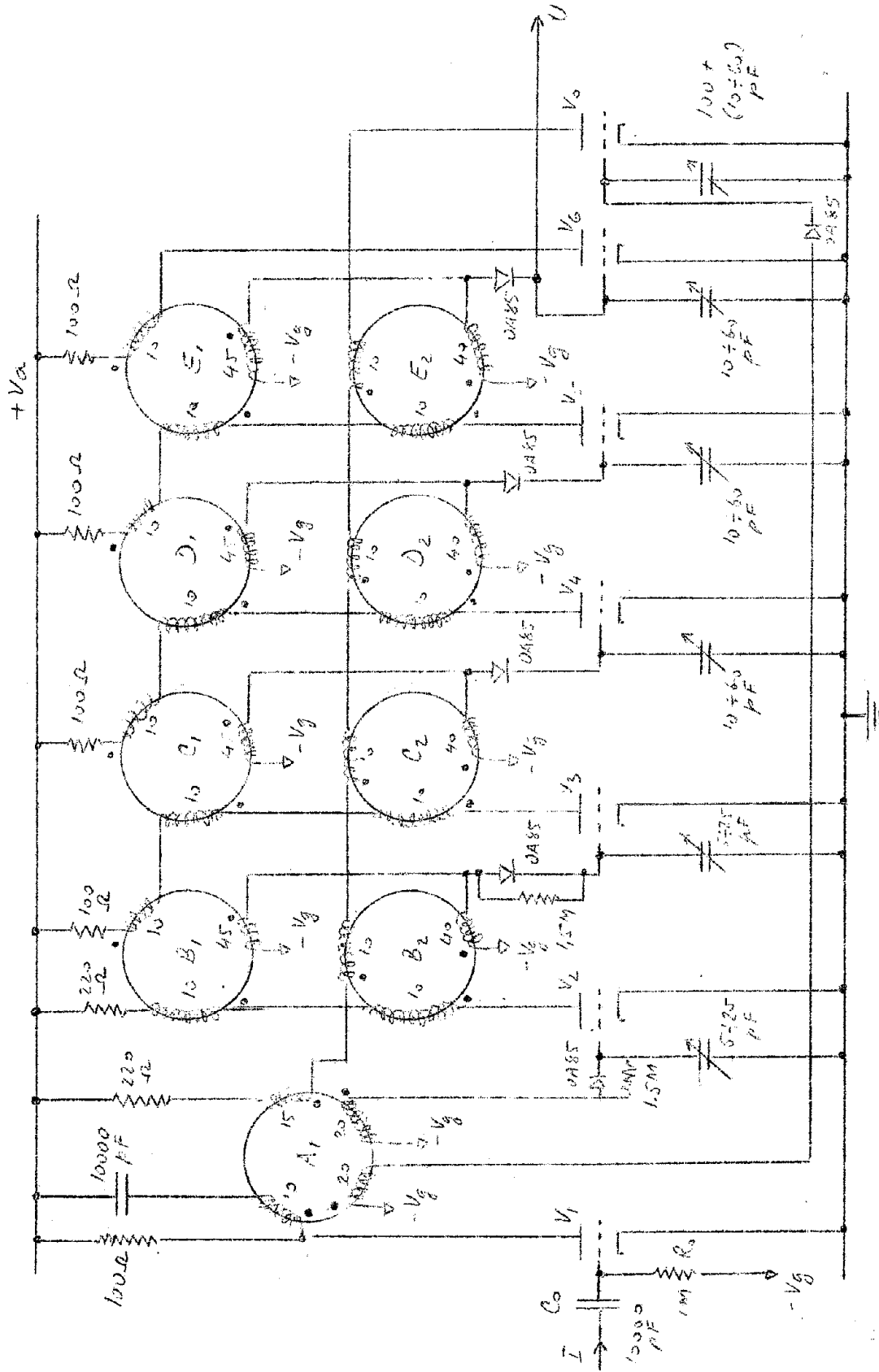


FIG. 6.2 - SCHEMA COMPLETO DEL CIRCUITO DEMOLTIPLICATORE -

Questo circuito moltiplica per 32 gli impulsi al suo ingresso -

I nuclei di ferroxcube che rispettano il codice binario sono quelli indicati con l'indice 1.

La frequenza a cui è stato provato il circuito è di 1000 impulsi al secondo.

Come si è già detto, in generale tale frequenza è legata alla costante di tempo dell'impulso sulla griglia di V_0 . Due impulsi successivi all'ingresso sono sempre di stinti dal circuito, al variare del ritardo tra di essi, sino a quando non cominciano a sovrapporsi (ca. 1 μ sec).

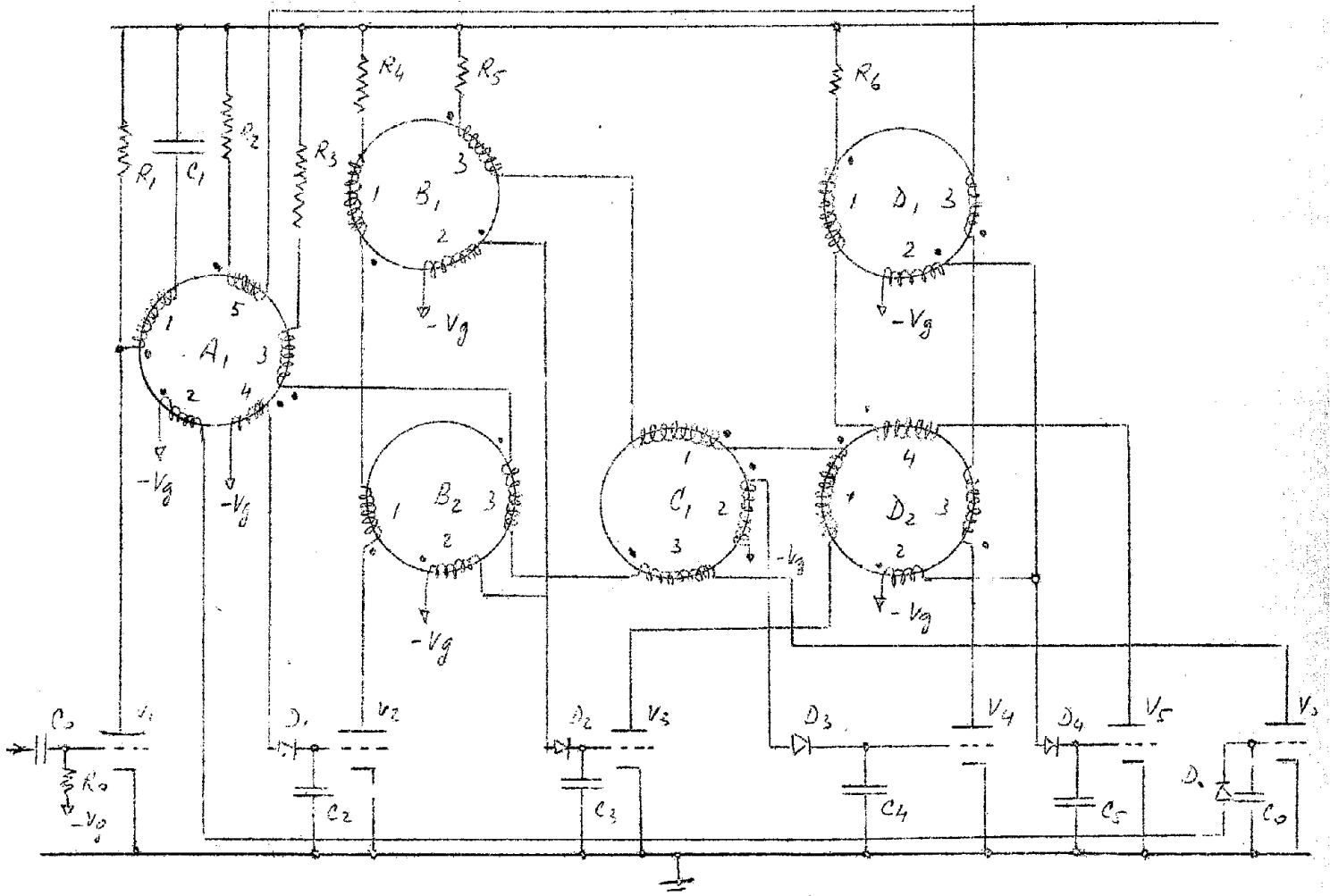
Il funzionamento del circuito non dipende in modo critico dall'ampiezza dell'impulso di comando. Questo deve essere abbastanza ampio in modo che la valvola V_1 possa accendersi e nel circuito di placca possa circolare una corrente abbastanza alta. L'impulso con cui si è provato il circuito era ampio 50 volt e portava la griglia della valvola V_1 (1/2 E880C) di 40 volt positiva rispetto al catodo.

La corrente circolante nella valvola era intorno a 200 mA.

Circuito demoltiplicatore con scala decimale.

Si può modificare il circuito descritto in modo da ottenere una scala decimale.

Lo schema è il seguente:



Il funzionamento del circuito è chiarito dalla seguente tabella. Vi sono indicati gli stati di tutti i nuclei per ogni impulso.

TABELLA II

N° imp.	A ₁	B ₁	B ₂	C ₁	D ₁	D ₂
1°	1	0	0	0	0	0
2°	0	1	1	0	0	0
3°	1	1	0	0	0	0
4°	0	0	1	1	0	0
5°	0	0	0	0	1	1
6°	1	0	0	0	1	1
7°	0	1	1	0	1	1
8°	1	1	0	0	1	1
9°	0	0	1	1	1	0
10°	0	0	0	0	0	0

Come si vede i nuclei A₁, B₁ e C₁ rispettano il codice binario come nel circuito precedente. Il nucleo D₁ invece cambia stato sul quinto impulso.

Le valvole V₁ e V₂ funzionano esattamente come nell'altro circuito.

Il nucleo C₁ cambia stato (0 → 1) al quarto impulso. La tensione indotta nell'avvolgimento 2 è negativa. Col quinto impulso C₁ torna nello stato zero.

La tensione indotta nell'avvolgimento 2 è ora positiva. La valvola V₄ si accende, scrive 1 in D₁, D₂ e 0 in A₁.

La valvola V₅ non parte perchè gli avvolgimenti 2 di D₁ e D₂ danno impulsi uguali e di segno opposto. Il ciclo ricomincia e il decimo impulso accende la valvola V₅ in quanto l'avvolgimento 2 di D₁ non ha tensione indotta. (Lo zero in D₂ era stato scritto da V₃ al nono impulso). La V₅ (al 10° impulso) scrive 0 in D₁ e D₂ azzerando tutto il sistema.

Anche in questo circuito le diverse costanti di tempo degli impulsi sulle griglie vanno scelte in modo opportuno per poter ottenere i voluti cambiamenti di stato nei nuclei.

Circuito di conteggio con nuclei e transistori.

Il circuito demoltiplicatore descritto nel precedente paragrafo è stato realizzato sostituendo le valvole con i transistori.

Anche se il principio di funzionamento è sempre lo

stesso, sono state apportate delle modifiche necessarie per il diverso comportamento dei transistor rispetto alle valvole a vuoto.

Lo schema completo del circuito è nella figura 7.2.

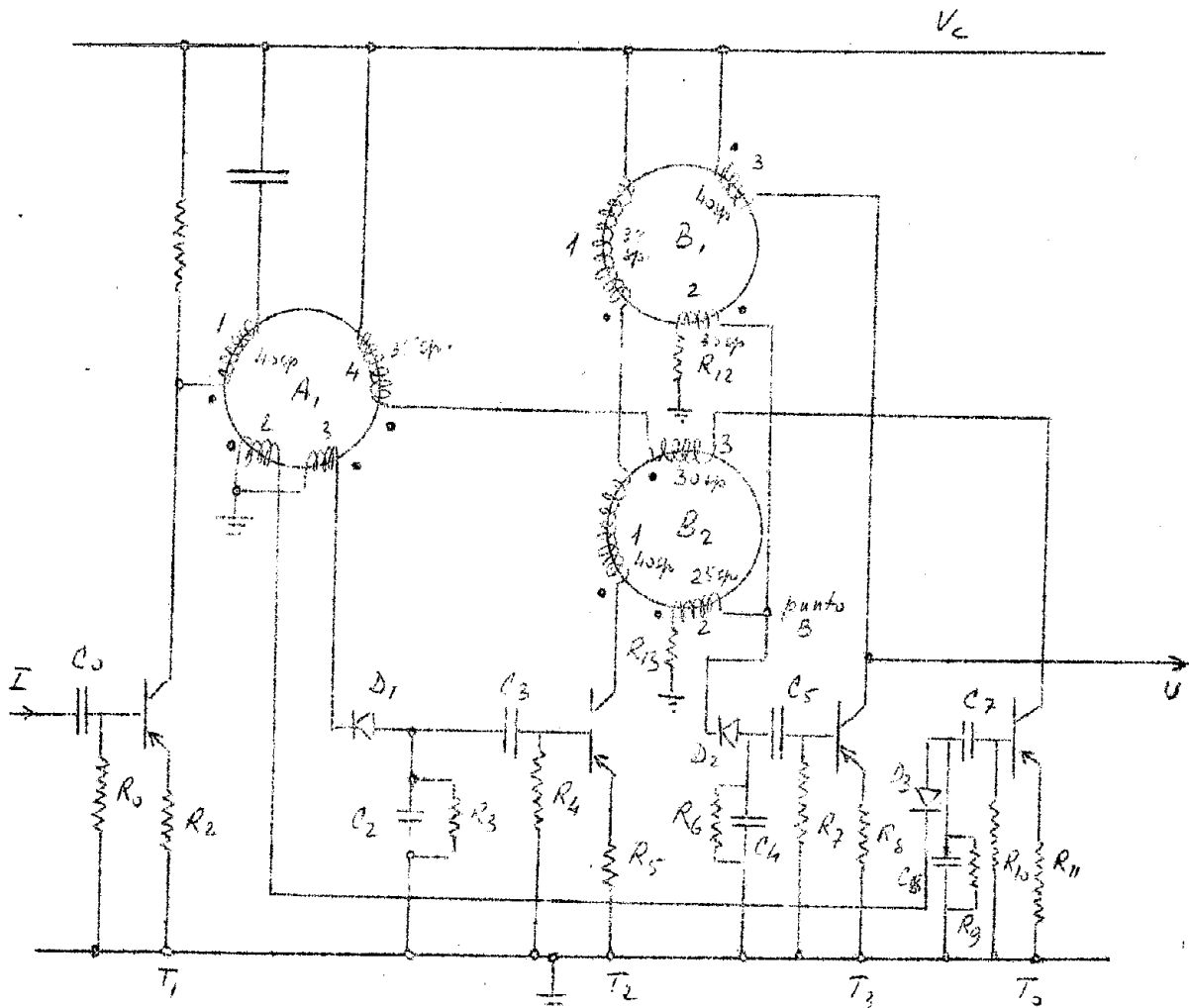


FIG. 7.2

I transistori adoperati sono del tipo 2N1143 della Texas Instruments. Sono stati scelti questi perchè i più potenti e rapidi tra quelli a disposizione.

Sono transistori del tipo p-n-p con corrente massima di collettore pari a 100 mA., dissipazione a 25°C pari a 750 mW e frequenza di taglio 480 Mc/s.

Le foto 8.2 9.2 10.2 ne mostrano alcune curve caratteristiche nel montaggio con emettitore a massa.

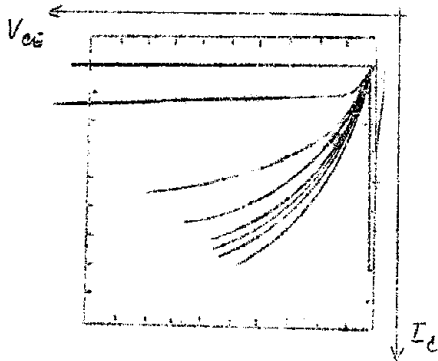


Foto 8.2

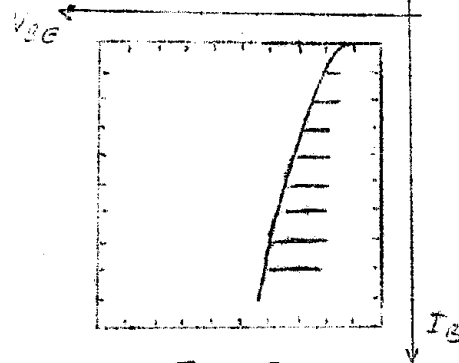


Foto 9.2

La foto 8.2 rappresenta l'andamento della corrente di collettore I_c in funzione della ddp V_{ce} tra collettore ed emettitore.

Asse $V_{ce} = 1$ Volt/div.

Asse $I_c = 10$ mA/div. Tensione di alimentazione $V_{cc} = -13$ V. Carico di collettore = 100 ohm.

Le diverse curve corrispondono a diversi valori della corrente di base I_b . Passando da una curva ad una successiva I_b varia di 0,5 mA.

Nella foto 9.2 è riportata la corrente di base I_b in funzione di V_{be} ddp tra base ed emettitore.

Asse $V_{be} = 0,2$ Volt/div.

Asse $I_b = 0,5$ mA/linea. $V_{cc} = -13$ volt. $R_c = 100$ ohm. Nella foto 10.2 nell'asse verticale è riportata la corrente di collettore, ed in quello orizzontale la corrente di base I_b .

Asse $I_b = 0,5$ mA/linea. Asse $I_c = 10$ mA/div. $V_{cc} = -13$ V, $R_c = 100$ ohm.

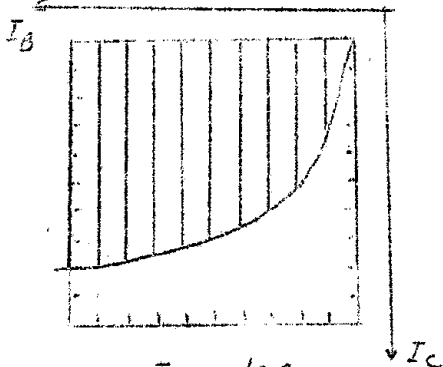


Foto 10.2

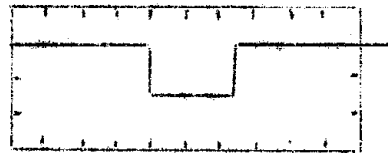


Foto 11.2

Come per le valvole anche in questo circuito tutti i transistor sono spenti in condizioni stazionarie. L'impulso che fa entrare in conduzione il primo transistor T_1 è negativo, di durata pari ad $\sim 1,5$ microsec., ad ampio 3 Volt (foto 11.2).

Asso orizz. = 0,5 μ sec/div.

Asso vert. = 2 Volt/div.

La durata dell'impulso è legata alle costanti di tempo di carica del condensatore C_1 e di scarica di C_6 .

Questa dipendenza non è critica. Il circuito costruito funziona correttamente con impulsi che durano da 0,6 ad 1,5 μsec .

L'ampiezza dell'impulso può variare da un minimo intorno a 2 volt ad un massimo di 5 volt. L'ampiezza minima è stabilita dalla corrente di collettore necessaria a far cambiar stato al nucleo di ferrite e perciò dipende anche dal numero di spire dell'avvolgimento ed è legata al tempo che impiega il nucleo a cambiare stato (tempo di switching).

L'ampiezza massima è stabilita dalle caratteristiche del transistor (massima potenza dissipabile).

Il tempo di salita dell'impulso di comando è di 0,02 μs . Il circuito funziona però bene anche con tempi di salita sino a 0,3 μsec .

Per registrare gli impulsi all'uscita si può inserire un contatore in serie nel circuito del collettore di T_3 .

La corrente in tale circuito è di circa 70 mA sul picco dell'impulso che dura 1,5 μsec . (vedi fig. 8.2). Que

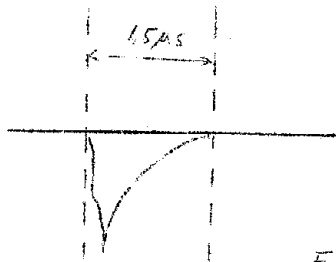


FIG. 8.2

sti valori possono eventualmente essere modificati in base alle caratteristiche del contatore.

Per aumentare la demoltiplicazione del circuito basta aumentare il numero degli stadi, tenendo però presente, che, dato il diverso funzionamento del primo stadio rispetto a tutti i successivi, non possono essere messi in serie più contatori.

Analisi del primo stadio (°).

Poichè i componenti del circuito non funzionano in modo lineare, non si può fare una trattazione accurata del loro comportamento. Si possono però ricavare delle formule approssimate. La scarica del condensatore C_1 attraverso R_1 non ha l'andamento classico dell'esponenziale per due ragioni. La prima è che il transistor T_1 non si interdica istantaneamente non appena termina l'impulso sulla sua ba-

se. La seconda è che il nucleo A_1 cambia stato. Nella figura 10.2 sono confrontate tre curve a), b), e c), di cui

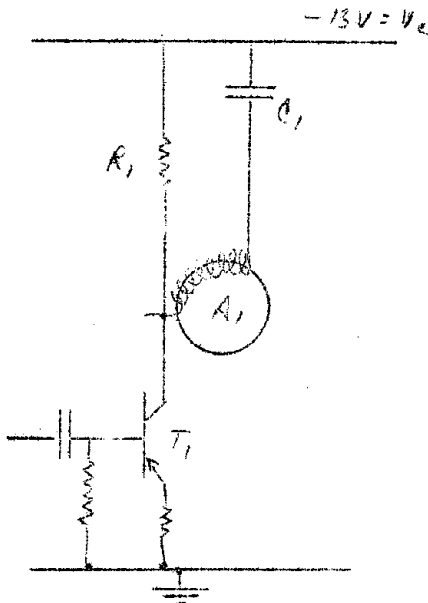


FIG. 9.2

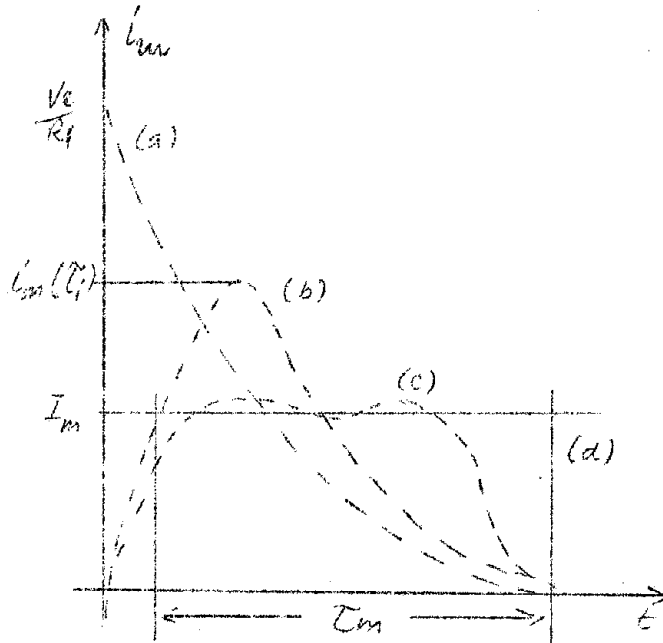


FIG. 10.2

la prima rappresenta l'andamento della corrente i_m in funzione del tempo nel circuito $R_1 C_1$, nel caso che non ci sia il nucleo ed il transistor si interdice istantaneamente. La seconda tiene conto del breve tempo necessario affinché il transistor si interdice (storage time), e suppone che il nucleo non cambi stato. La terza (c) tiene conto anche del cambiamento di stato ($1 \rightarrow 0$) del nucleo e può essere approssimata con un impulso rettangolare di corrente (curva d).

Se con V_c indichiamo la tensione di alimentazione, la massima carica immagazzinata in C_1 è

$$Q = C_1 V_c \quad (1.2)$$

Questo valore è anche uguale all'area delle quattro curve. Chiamiamo I_m la corrente media durante il cambiamento di stato del nucleo. τ_m è la durata dell'impulso rettangolare che approssima la curva c). Per avere la massima velocità di funzionamento è necessario che τ_m sia molto vicina al tempo di switching del nucleo.

Dalla curva d) possiamo ricavare

$$I_m = \frac{V_c C_1}{\tau_m} \quad (2.2)$$

La figura 11.2 riporta il circuito equivalente valido nel caso della curva b), cioè quando il nucleo non cam

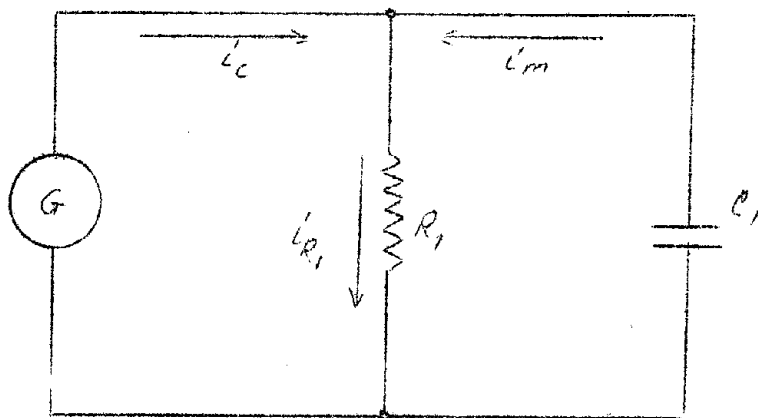


Fig. 11.2

bia stato. Il generatore di corrente G tiene conto del fatto che il transistor non si interdice istantaneamente. Si assume che la sua corrente diminuisca linearmente secondo la legge

$$i_c = \frac{V_c}{R_1} \left(1 - \frac{t}{\tau_i}\right) \quad (3.2)$$

Dove τ_i è il tempo necessario affinché il transistor si inter dica.

Nel circuito di fig. 11.2 si ha:

$$i_c R_1 + i_m R_1 = V_c - \frac{1}{C_1} \int_0^t i_m dt \quad (4.2)$$

Risolviamo rispetto ad i_m

$$i_m R_1 + \frac{1}{C_1} \int_0^t i_m dt = V_c - i_c R_1 \quad (5.2)$$

Derivando

$$\frac{d i_m}{d t} R_1 + \frac{1}{C_1} i_m = - \frac{d i_c}{d t} R_1 \quad (6.2)$$

e dalla (3.2)

$$\frac{d i_m}{d t} R_1 + \frac{1}{C_1} i_m = \frac{V_c}{\tau_i} \quad (7.2)$$

risolvendo l'equazione differenziale, si ha:

$$i_m = A e^{-\frac{t}{R_1 C_1}} + \frac{V_c C_1}{\tau_i} \quad (8.2)$$

Imponendo che per $t = 0$ sia $i_m = 0$

$$i_m = \frac{V_c C_1}{\tau_c'} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_1 C_1}} \right) \quad (9.2)$$

Il valore massimo di i_m si ha per $t = \tau_c'$.
Sviluppiamo il termine esponenziale in serie e fermiamoci al terzo termine, per $t = \tau_c'$; si ha

$$i_m (\tau_c') = \frac{V_c}{R_1} \left(1 - \frac{\tau_c'}{2 C_1 R_1} \right) \quad (10.2)$$

questa equazione è valida solo per $\tau_c' \ll R_1 C_1$.
Approssimando la curva b) ad un triangolo di base τ_m , si ha

$$\frac{1}{2} i_m (\tau_c') \tau_m = I_m \tau_m \quad (11.2)$$

e quindi

$$i_m (\tau_c') = 2 I_m \quad (12.2)$$

sostituendo questo valore di $i_m (\tau_c')$ nella (10.2) si ha per R_1

$$R_1 = \frac{V_c}{2 C_1 I_m} \left[C_1 \pm \sqrt{(C_1^2 - 4 C_1 I_m \tau_c' V_c^{-1})} \right] \quad (13.2)$$

Le formule (2.2) e (13.2) permettono di ricavare C_1 ed R_1 una volta fissati i valori di I_m , τ_m , τ_c' .

τ_m è legato ad I_m approssimativamente da una legge del tipo (formula 15.1)

$$\tau_m^{-1} = K N (I_m - I_c) \quad (14.2)$$

dove N è il numero di giri dell'avvolgimento, K è una costante che dipende dal tipo di nucleo e I_c è una corrente di soglia al di sotto della quale il nucleo non cambia stato. Questa corrente è legata al ginocchio della curva di isteresi.

Per avere un τ_m abbastanza piccolo si è visto sperimentalmente che è necessaria una I_m intorno a 35 mA, il valore corrispondente di τ_m è di 0,8 μ sec. Con questi valori si ha

$$C_1 = \frac{35 \cdot 10^{-3} \cdot 0,8}{13} \mu F = 2.150 \text{ pF} \quad (15.2)$$

Il numero di giri dell'avvolgimento è $N = 40$.

Per ottenere R_1 dalla (13.2) bisogna fissare $\tau_i \cdot \tau_i$ è stato ricavato sperimentalmente col montaggio di figura 12.2 confrontando gli impulsi sulla base e sul collettore, vedi foto 12.2.

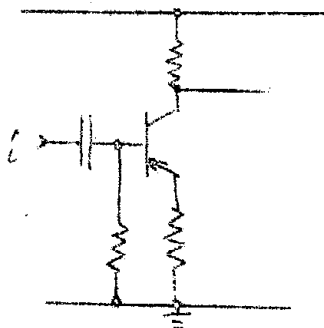


FIG. 12,2

Si è trovato $\tau_i = 30$ nsec. Per R_1 si ha un valore di 300ohm. Sperimentalmente vanno bene valori di 200 e 330 ohm.

C_1 si è preso di 2.200 pF.

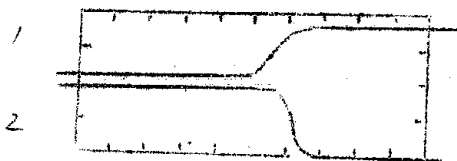


Foto 12,2

Asse orizz. = 0,04 μ sec. Asse vert. = 2 volt (riga 1), 5 V (riga 2).

È fotografata la fine degli impulsi sulla base (1) e sul collettore (2). Si vede come l'impulso positivo, sul collettore, sia più lungo di quello negativo, sulla base.

I valori degli altri parametri del circuito di fig.

72 sono:

$C_0 = 22.000$ pF	$R_0 = 15$ Kohm	$R_2 = 33$ ohm
$R_3 = 1,5$ Kohm	$R_4 = 5,6$ Kohm	$R_5 = 22$ ohm
$R_6 = 1,5$ Kohm	$R_7 = 5,6$ Kohm	$R_8 = 20$ ohm
$R_9 = 1,8$ Kohm	$R_{10} = 5,6$ Kohm	$R_{11} = 47$ ohm
$R_{12} = R_{13} = 220$ ohm	$C_3 = C_5 = C_7 = 10.000$ pF	
$C_2 = 680$ pF	$C_4 = 1.500$ pF	$C_6 = 3.300$ pF
$D_1 = D_2 = D_3 = 0A90.$		

I nuclei di ferroxcube sono del tipo 56 591 38/6B1 della Philips. I puntini indicano i sensi degli avvolgimenti.

Gli stadi sono accoppiati tutti in alternata per evitare che alle alte frequenze ci sia una sovrapposizione di code e quindi una componente continua che tenga i tran

sistors in conduzione. Nella tabella seguente sono riportate tutte le correnti che circolano nei transistor durante il periodo di conduzione.

TABELLA

T_1	45 mA	per $t =$ durata impulso di comando (1,5 μ sec)
T_2	40 mA	$t = 0,75 \mu$ sec. ogni 2 impulsi di ingresso.
T_3	70 mA	$t = 1 \mu$ sec. ogni 4 impulsi di ingresso.
T_0	35 mA	$t = 1,2 \mu$ sec. ogni 2 impulsi di ingresso.

La frequenza massima a cui il circuito funziona correttamente è di 100 Kc/s. Come si è già detto per il circuito con le valvole a vuoto, questa frequenza è legata alla costante di tempo degli impulsi sulla base di T_0 . Un effetto che invece compare in questo circuito a transistor è che, l'accoppiamento in alternata tra i vari stadi, alle alte frequenze provoca una attenuazione degli impulsi. Questo fatto contribuisce alla limitazione di frequenza. Due impulsi successivi sono però sempre distinti dal circuito sino a quando non si sovrappongono (distanza 1 μ s).

La resistenza che compare su ogni emettitore serve ad aumentare l'impedenza di ingresso di ogni stadio.

Le foto 13.2 e 14.2 sono state fatte montando sullo oscilloscopio, che permette di vedere le curve caratteristiche, il transistor nello stesso modo in cui è montato nel circuito, come illustrato in fig. 13.2. Dalla foto si può ricavare l'impedenza d'ingresso, si ha:

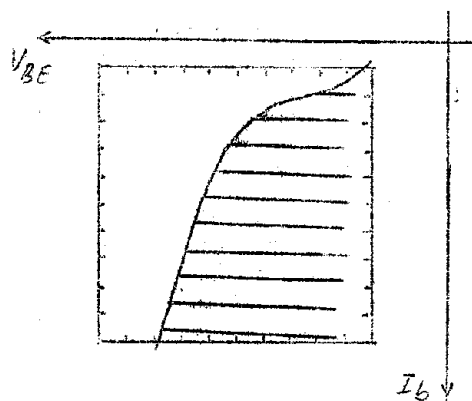


Foto 13.2

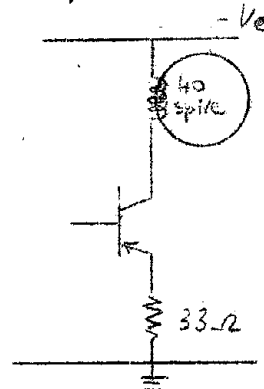


Fig. 13.2

Asse I_b (vert.) = 0,5 mA/linea : Asse V_{be} (orizz.) = 0,5 volt/div.; $V_{cc} = 13$ Volt.

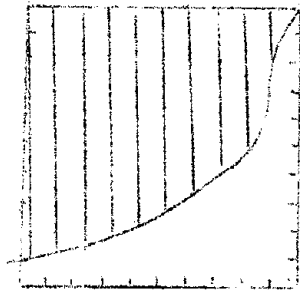


Foto 14.2

Asse I_c (vert.) = 10 mA/lin.
 Asse I_b = 0,5 mA/linea
 V_{cc} = 13 volt.

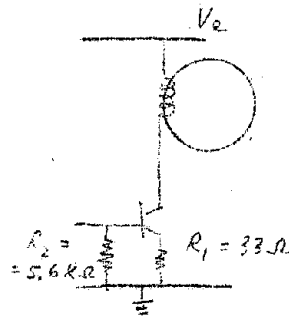
$$R_i = \frac{\Delta V_b}{\Delta I_b} = 300 \text{ ohm}$$

mentre in assenza della resistenza sull'emettitore R_i è molto più bassa, intorno a 10 ohm.

Per la stabilità S dei transistor si ha

$$S = \frac{1}{1 - \alpha + \alpha \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \approx \frac{1}{1 - \alpha + \alpha \frac{R_1}{R_2}} =$$

$$= \frac{1}{1 - 0,994 \alpha} = 18$$



α è stato calcolato dalle curve caratteristiche, si è trovato $\alpha = 0,95$.

Le foto che seguono mostrano gli impulsi nei vari punti del circuito.

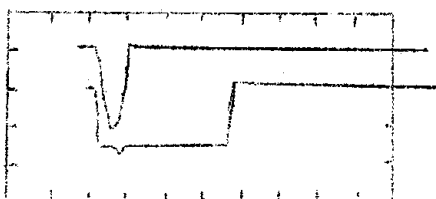


Foto 15.2

La foto 15.2 fa vedere l'impulso dovuto al cambiamento di stato ($0 \rightarrow 1$) di Δ_1 .
 Asse dei tempi = $0,5 \mu\text{sec/div.}$
 Asse vert. = 2 volt/div.

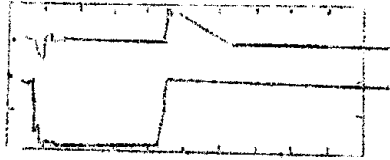


Foto 16.2

Cambiamento di stato ($1 \rightarrow 0$) di Δ_1 sulla scarica di C_1 attraverso R_1 .
 Asse orizz. = $0,5 \mu\text{sec/div.}$
 Asse vert. = 2 volt/div.

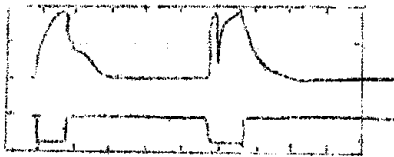


Foto 17.2

Impulsi sul collettore di T_1 . Si riconosce il diverso comportamento della scarica di C_1 a seconda che Δ_1 cambi o non cambi stato.

Asse orizz. = $2 \mu\text{sec/div.}$
 Asse vert. = 5 Volt/div.

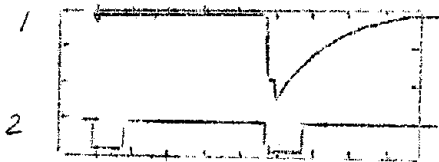


Foto 18.2

Impulso della base di T_0 .
 Asse orizz. = $2 \mu\text{sec/div.}$
 Asse vert. = 2 volt/div. (1)
 Asse vert. = 5 volt/div. (2)

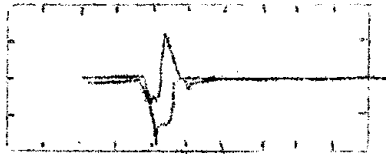


Foto 19.2

Impulsi nel punto B (fig. 7.2). Si distinguono facilmente l'impulso negativo che accende T_3 e quello positivo che sarà tagliato da D_2 e che è dovuto all'impulso proveniente dall'avvolgimento 2 di B_1 che si sovrappone a quello dell'avvolgimento 2 di B_2 .

Asse orizz. = 1 μ sec/div.

Asse vert. = 2 volt/div.

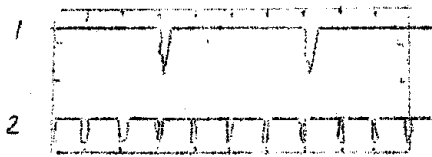


Foto 20.2

La foto 20.2 è presa sull'emettitore di T_3 e fa vedere come questo transistor si accenda ogni quattro impulsi all'ingresso.

Asse orizz. = 10 μ sec/div.

Asse vert. = 1 volt/div (1), 5 volt/div (2).

2 - Passaggio del codice binario a quello decimale.

In questo paragrafo sono descritte alcune modifiche, del contatore a nuclei magnetici, che portano ad una scala decimale.

T_4 (fig. 14.2) si accende all'ottavo impulso e scrive 1 in D_1 mediante l'avvolgimento 2. Al decimo impulso si accende T_2 o scrive 0 in D_1 mediante l'avvolgimento 1.

La tabella che segue mostra gli stati dei nuclei di indice 1 durante i primi 10 impulsi. (Si suppone che i transistori siano del tipo p-n-p).

Dalla posizione dei nuclei al decimo impulso si vede che per azzerare tutto il sistema T_5 deve scrivere 0 in B_1 .

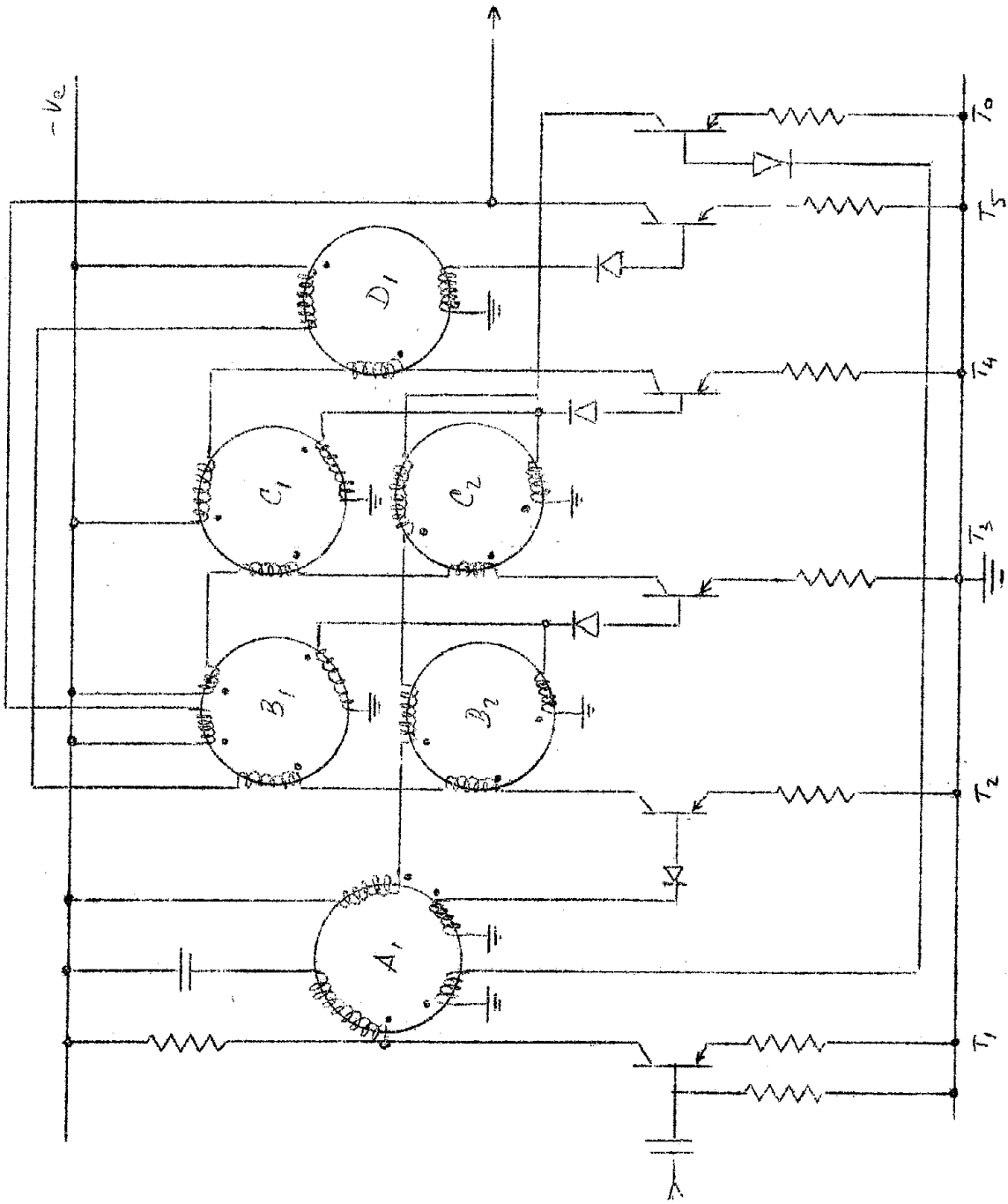


FIG. 14.2

Imp.	A ₁	B ₁	C ₁	D ₁
1°	1	0	0	0
2°	0	1	0	0
3°	1	1	0	0
4°	0	0	1	0
5°	1	0	1	0
6°	0	1	1	0
7°	1	1	1	0
8°	0	0	0	1 (imp. pos. nell'avvolgimento 3)
9°	1	0	0	1
10°	0	1	0	0 (impulso negativo nell'avvolgimento 3, che comanda il transistor T ₅ ed eventualmente fa scattare il contatore meccanico messo in serie nel circuito di collettore).

Altri circuiti con scala decimale si possono ottenere sommando un certo numero di impulsi a quelli da contare.

Per esempio si può fare in modo che il quinto impulso sia scritto nel contatore come ottavo; il decimo sarà scritto come sedicesimo e quindi darà un impulso in uscita.

Un altro esempio è dato nello schema della pagina seguente in cui l'ottavo impulso è scritto come quattordicesimo.

Il decimo corrisponderà perciò al sedicesimo e darà un segnale in uscita.

La tabella che segue * ne chiarisce meglio il funzionamento.

TABELLA

imp.	A ₁	B ₁	C ₁	D ₁
1°	1	0	0	0
2°	0	1	0	0
3°	1	1	0	0
4°	0	0	1	0
5°	1	0	1	0
6°	0	1	1	0
7°	1	1	1	0
(8°)	0	0	0	1) → 0
(9°)	1	0	0	1) → 1
(10°)	0	1	0	1) → 0

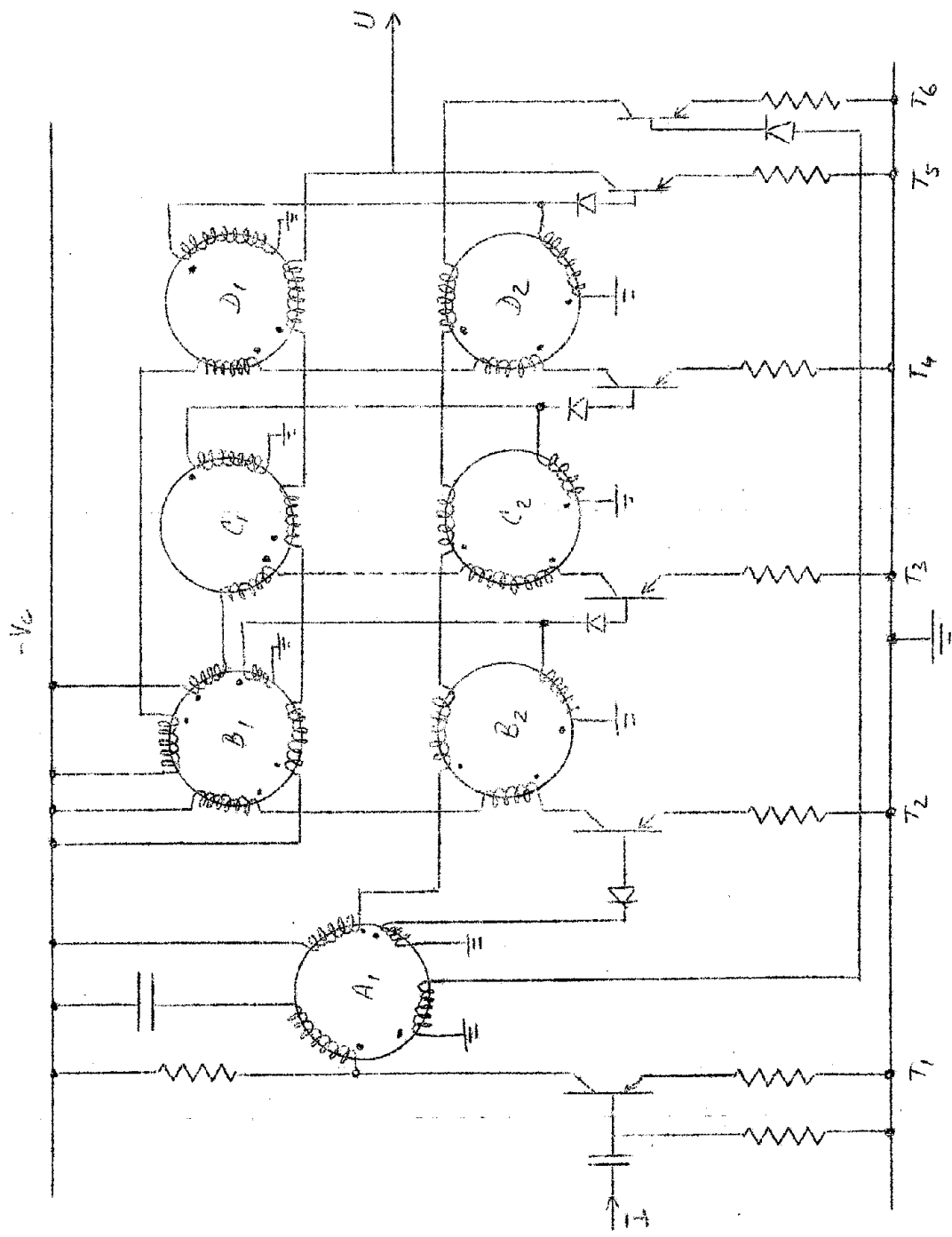


FIG. 15.2

3 - Shift register.

Uno shift register è un circuito formato da una successione di nuclei magnetici, in cui una informazione è trasmessa da un nucleo al successivo ogni qual volta c'è un impulso di comando.

Ci sono diversi tipi di tali circuiti. In fig. 16.2 ne è riportato uno dei più semplici.

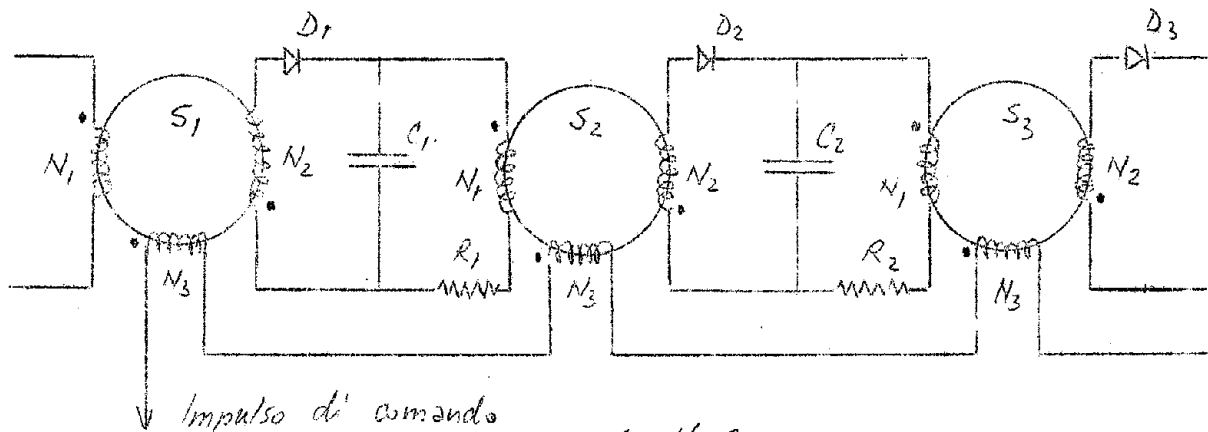


FIG. 16.2

I nuclei magnetici di cui si parla devono possedere tutte le caratteristiche di quelli per memorie magnetiche, in particolare il loro ciclo d'interesi dev'essere rettangolare. Supponiamo che il nucleo S_2 di figura si trovi nello stato uno mentre gli altri si trovino nello stato zero. L'impulso di comando crea attraverso l'avvolgimento N_3 , in tutti i nuclei, un campo magnetico che li porta nello stato zero. Si avranno tensioni indotte negli avvolgimenti N_1 ed N_2 del solo S_2 . La tensione dell'avvolgimento N_2 , positiva dalla parte del diodo, carica il condensatore C_2 purchè la resistenza R_2 sia abbastanza alta in modo da limitare la corrente nel ramo dell'avvolgimento N_1 di S_3 . La tensione indotta in N_1 di S_2 è anche di polarità tale da rendere conduttore il diodo D_1 . La corrente che circola in N_2 di S_1 è debole a causa della resistenza R_1 , ed il condensatore C_1 non si carica apprezzabilmente per la bassa impedenza del ramo contenente N_2 e D_1 . Perciò se il numero di giri di N_1 è minore di quello di N_2 , si può trascurare l'effetto della tensione ai capi di N_1 nel passaggio $1 \rightarrow 0$ di S_2 .

Alla fine dell'impulso di comando tutti i nuclei si trovano nello stato zero. Il solo condensatore C_2 è carico.

Nella scarica di C_2 attraverso R_2 (D_2 presenta la sua resistenza inversa) il nucleo S_3 passa nello stato uno.

Perciò l'effetto dell'impulso di comando è stato quel

lo di trasferire lo stato uno da S_2 ad S_3 , o meglio di trasferire lo stato di ogni nucleo al successivo.

Il condensatore C_2 ha avuto il compito di memoria temporanea.

Esistono delle relazioni tra i vari componenti, che devono essere verificate per il corretto funzionamento del circuito. Per esempio la resistenza diretta dei diodi D_i deve essere piccola rispetto alle resistenze R_i ; il numero di giri di N_2 dev'essere, come si è già visto, maggiore di quello di N_1 ; l'impulso di comando non deve avere una durata molto grande rispetto alla costante di tempo di carica dei C_i , per evitare che alla fine dell'impulso i C_i siano scarichi.

Le formule approssimate che seguono, tengono conto di queste condizioni.

Detto τ_s il tempo di switching dei nuclei, dev'essere

$$\tau_s = 1,75 R C \quad (16.2)$$

Per il rapporto di giri si deve avere

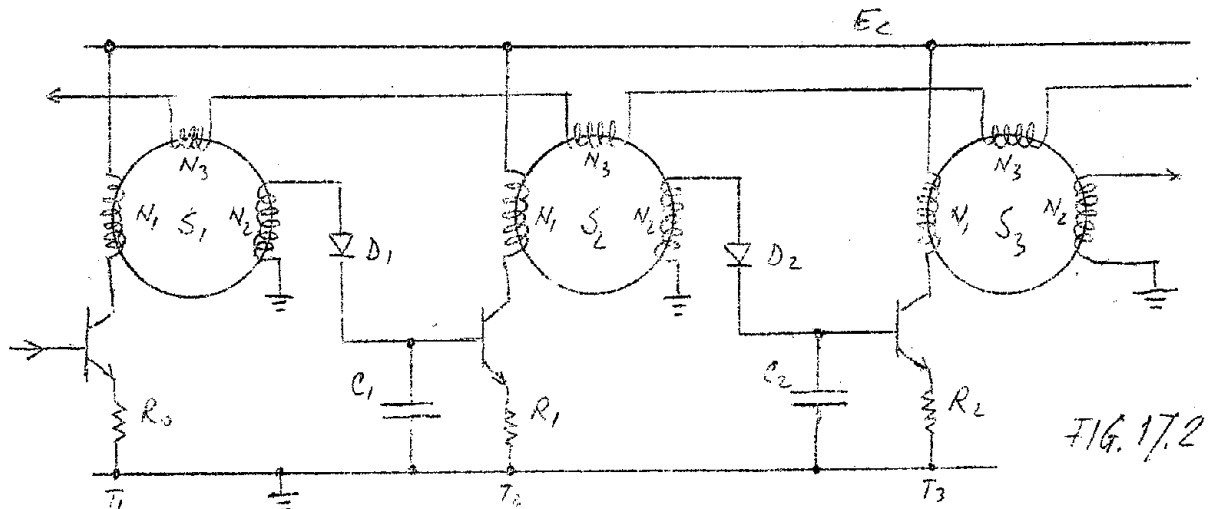
$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{\tau_s}{1,6 Z C} (1 + 2 m) \quad (17.2)$$

dove Z è uguale all'impedenza media di N_2 durante la lettura dello stato uno; m è il rapporto della caduta media attraverso il diodo durante la carica, ed E_c (tensione massima di carica di C_i).

Per la massima frequenza di lavoro si ha

$$f_m = \frac{1}{\tau_s + 2,5RC} \quad (18.2)$$

Un inconveniente del circuito descritto è costituito dal gran numero di giri degli avvolgimenti (dalle formule date si trovano valori tra 50 e 100). Questo inconveniente può essere eliminato modificando il circuito come indicato in fig. 17.2 introducendo cioè tra un nucleo ed il successivo un generatore di corrente.



vi(1) scrivono uno nel primo nucleo (transistor T_1).

La foto 21.2 mostra nella prima traccia la successione di impulsi di comando. Nella seconda e terza traccia sono mostrati gli impulsi sugli emettitori di T_2 e T_3 e fanno vedere come questi transistor si accendono in tempi successivi in corrispondenza a diversi impulsi di comando. Nella foto 22.2 è mostrato l'impulso alla uscita U_2 del nucleo S_2 .

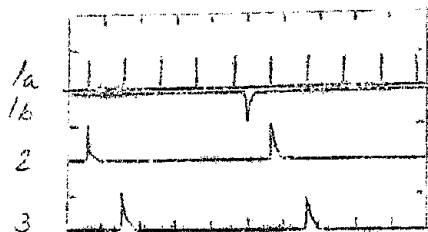


Foto 21.2

FOTO 21.2 -

Asse orizz. = 10 μ sec/div.;

Asse vert.: traccia 1_a = 10 volt/div.; traccia 1_b = 5 V/div.
traccia 2 = 0,5 Volt/div.; traccia 3 = 0,5 Volt/div.

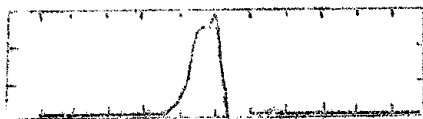


Foto 22.2

FOTO 22.2 -

Asse orizz.: 0,2 μ sec/div.

Asse vert.; 1 volt/cm.

Il circuito può essere modificato inviando al transistor T_1 l'impulso indotto nell'avvolgimento A_3 di S_3 . In tal modo non c'è più bisogno degli impulsi che dall'esterno scrivano periodicamente uno in S_1 . Una volta che in un qualsiasi nucleo c'è un uno, questo circola continuamente tutti i nuclei.

Lo schema di questa modificazione è riportato in figura 20.2.

La foto 23.2 mostra in corrispondenza agli impulsi di comando, tutti di un segno, gli impulsi sugli emettitori di T_1 , T_2 e T_3 rispettivamente.

(1) In pratica gli impulsi indicati come negativi sono anche essi positivi, quello che varia è il senso degli avvolgimento su S_1 .

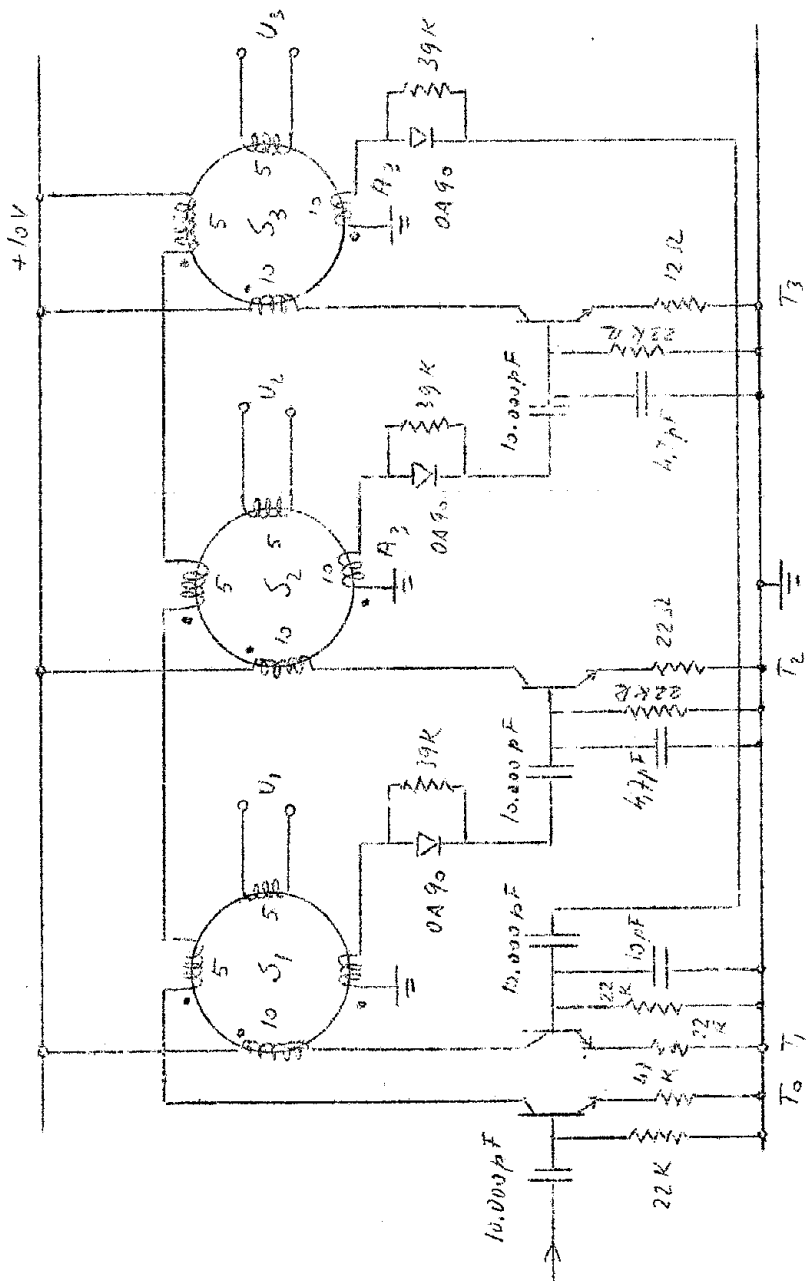


FIG. 20.2

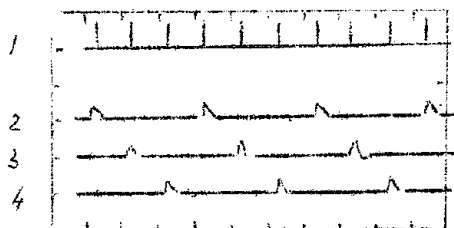


Foto 23.2

FOTO 23.2 -

Asse orizz.: 10 μ sec/div., traccia 1 = 10 Volt/div., traccia 2 = 5 Volt/div. (T_1), traccia 3 = 5 volt/div. (T_2), traccia 4 = 2 Volt/div. (T_3).

Impulso di comando:

ampiezza = 10 Volt, durata = 0,6 μ sec, tempo di salita = 20ns.

L'ampiezza può variare tra 7 volt e 15 volt; la durata tra 0,3 μ sec, e 1,2 μ sec, ed il tempo di salita sino a 0,2 * 0,3 μ sec.

Il grafico 1 fa vedere la zona del piano durata-ampiezza in cui il circuito funziona correttamente. Il limite superiore per le ampiezze è stabilito dalla dissipazione del transistor T_0 , quello inferiore dalla stabilità del circuito. Il grafico è stato fatto lavorando con impulsi di comando aventi tempo di salita di 20 nsec ed alla frequenza di 50 kc/sec. Il grafico 2 è stato fatto con lo stesso impulso di comando alla frequenza di 100 kc/s. Nel grafico 3 sono riportate tre curve che mostrano i valori massimi per i tempi di salita, a varie ampiezze, in corrispondenza a tre diverse durate (0,4 - 0,7 - 0,9 μ sec). Questo grafico è stato fatto con impulsi di comando di frequenza 50 kc/s.

Dipendenza della frequenza.

Nei punti interni alla zona del grafico 2 il circuito funziona correttamente a tutte le frequenze sino a 100kc/s. Non sono state fatte prove a frequenze superiori in quanto non si prevede che il circuito debba lavorare a tali frequenze.

Corrente nei transistor.

I transistori adoperati sono gli OC141 della Philips. Sono del tipo n-p-n. Possono sopportare una corrente massima di collettore di 250 mA su impulso. Hanno una frequenza di taglio di 8 Mc/s. ed una dissipazione di 100 mW a 25°C.

Le correnti dei diversi transistori sono elencate nella tabella seguente.

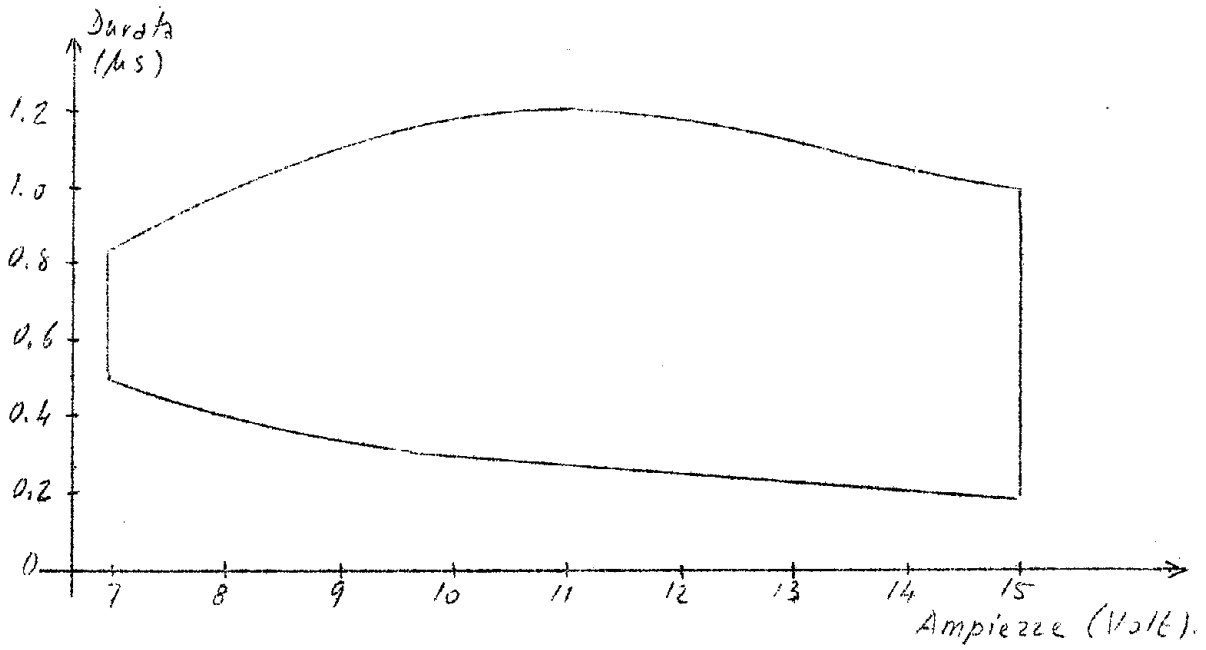


GRAFICO 1 - FREQ. 50 Kc/s

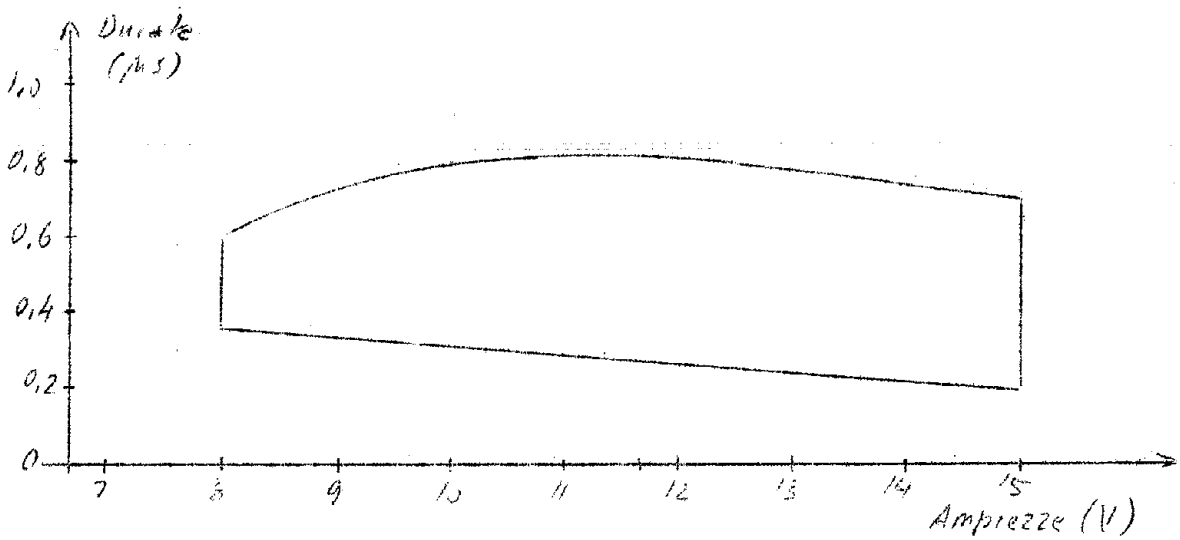


GRAFICO 2 - FREQ. 100 Kc/s

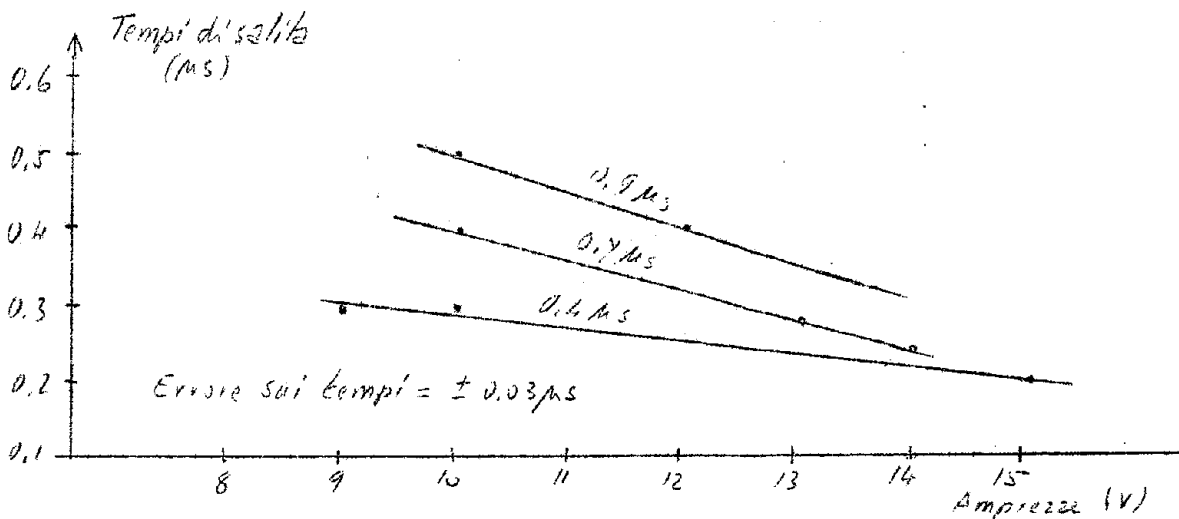


GRAFICO 3 - FREQ. 50 Kc/s

transistor	corrente	tempo
T ₀	150 mA	ogni impulso di comando
T ₁	90 mA(max)	ogni tre impulsi di ingresso per una durata di circa 1 μ sec.
T ₂	90 mA(max)	come T ₁
T ₃	60 mA(max)	come T ₁

Dipendenza della tensione di alimentazione. L'alimentazione si è fissata a 10 volt. Sono permesse variazioni del 20%. La misura è stata fatta comandando il circuito con impulsi ampi 10 volt, di durata 0,7 μ sec e tempo di salita 20 nsec.

Impulso di uscita.

Ogni nucleo ha un avvolgimento (5 spire) ai cui capi si preleva il segnale di uscita. La foto 24.2 mostra il segnale del nucleo S₂.

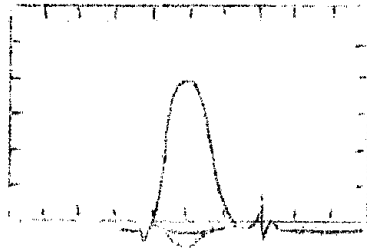


Foto 24.2

FOTO 24.2 -
 Asse orizz.: 0,2 μ sec/div.
 Asse vert.: 0,5 Volt/div.

CAPITOLO III

Introduzione.

I due circuiti precedenti sono stati studiati per una possibile applicazione nell'analizzatore di ampiezza di impulsi a venti canali PHALCO (1).

Il primo (flip-flop) può essere impiegato nella memoria dell'analizzatore.

Il secondo può essere utilizzato nella presentazione oscilloscopica del contenuto della memoria.

Questo secondo problema è studiato in questo capitolo.

Si vuole avere sullo schermo del tubo a raggi catodici un grafico formato da venti punti (quanti sono i canali) rappresentante lo spettro differenziale degli impulsi esaminati dall'analizzatore.

Il compito dello shift register è di comandare i circuiti di lettura delle memorie dei venti canali in tempi diversi e con una frequenza opportuna, in sincronismo con il movimento del fascetto di elettroni del tubo a raggi catodici.

Gli altri circuiti sono esaminati separatamente. Di ognuno sono indicate le caratteristiche e la funzione.

1 - Il generatore di gradini.

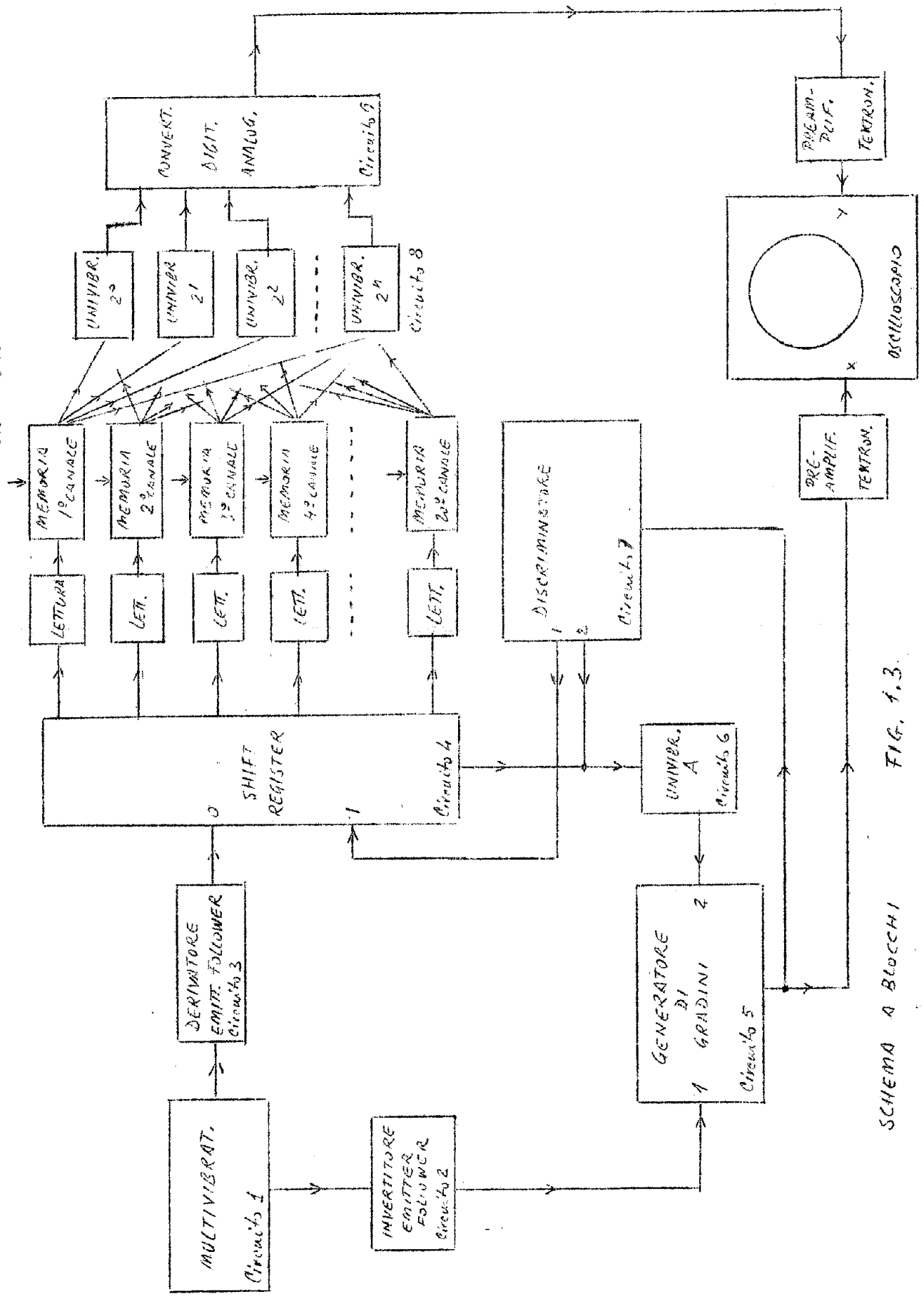
Questo circuito ha il compito di comandare l'asse x del tubo a raggi catodici. Riceve gli impulsi al suo ingresso da un multivibratore, come si vede dallo schema a blocchi di fig. 1.3, e manda il suo impulso all'uscita al preamplificatore dell'asse x dell'oscilloscopio.

L'impulso che gli arriva dallo shift register attraverso l'univibratore interrompe la gradinata e così limita il numero di puntini sull'oscilloscopio.

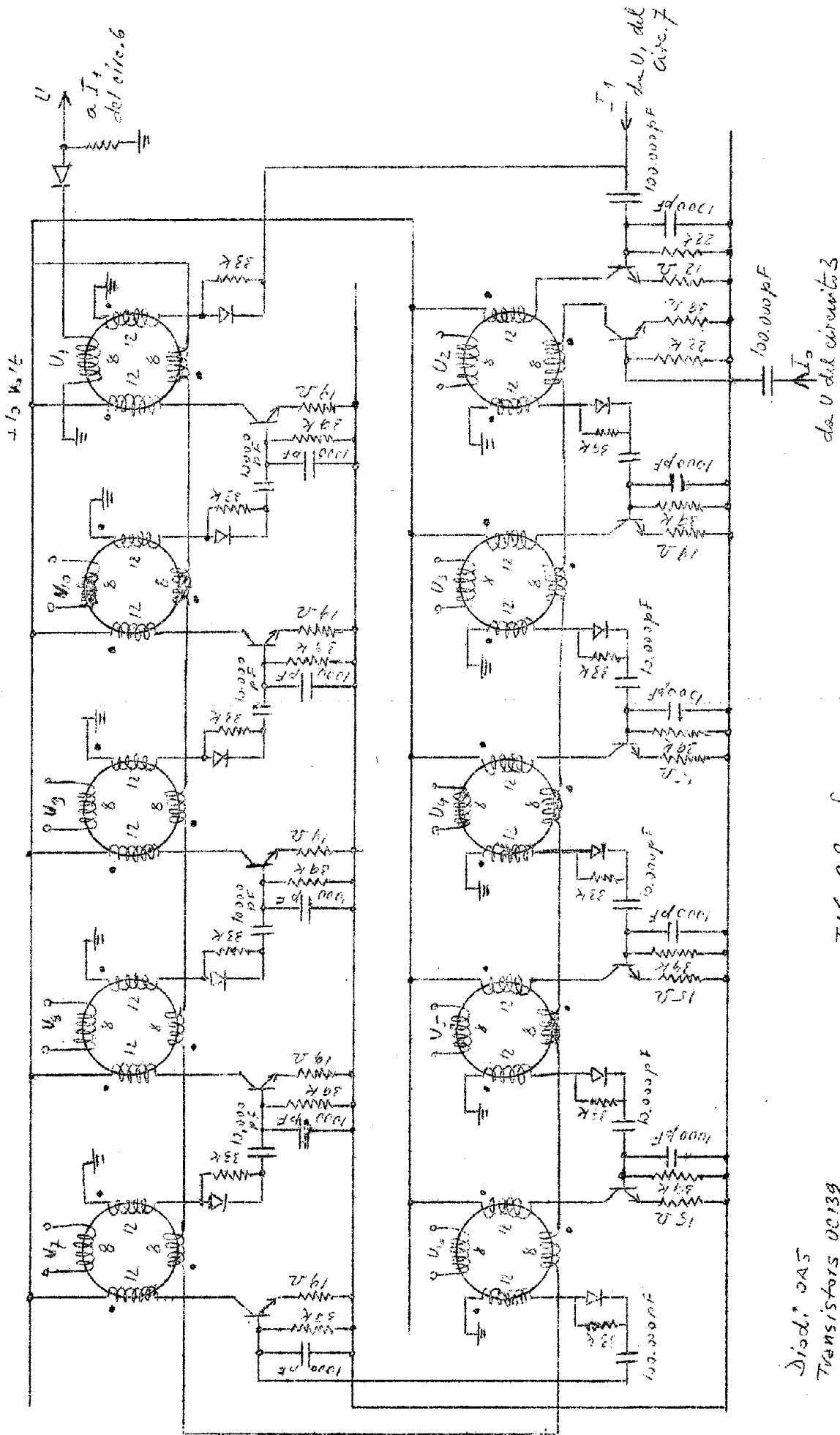
Il principio di funzionamento del generatore di gradini è il seguente (fig. 3.3): Un impulso negativo all'ingresso carica attraverso il diodo D_1 il condensatore C_1 alla tensione E (ampiezza dell'impulso di comando) mentre C_2 resta scarico poichè D_2 è interdettato. C_1 , dopo la carica, mostra la sua armatura positiva verso il diodo D_2 che viene portato in conduzione mentre D_1 si interdica. C_1 perciò si scarica attraverso D_2 e C_2 finchè c'è egual ddp tra le armature di C_1 e C_2 . Ai capi di C_2 appare un gradino di ten

(1) - Bibl. 51.

DAI CANALI DELL'AMPLIFICATORE



SCHEMA A BLOCCHI FIG. 1.3.



Diode: 0A5
Transistors 0C139

FIG. 2.3 - SHIFT REGISTER

circuits 4

sione. Il secondo impulso in ingresso carica nuovamente C_1 alla tensione E .

Nella successiva scarica di C_1 un nuovo gradino appare su C_2 . Questo processo continua finchè anche C_2 si carica alla tensione E (fig. 4.3).

Dall'elettrostatica si trova che l'ampiezza del primo gradino su C_2 è

$$e_1 = E \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (1.3)$$

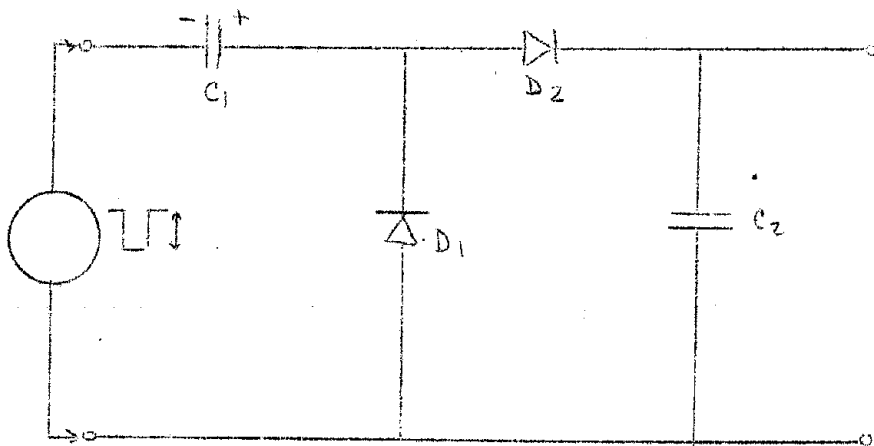


FIG. 3.3

e quindi per l'ennesimo si ha

$$e_n = (E - e_n) \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (2.3)$$

e_n è la ddp esistente ai capi di C_2 prima del nuovo gra-

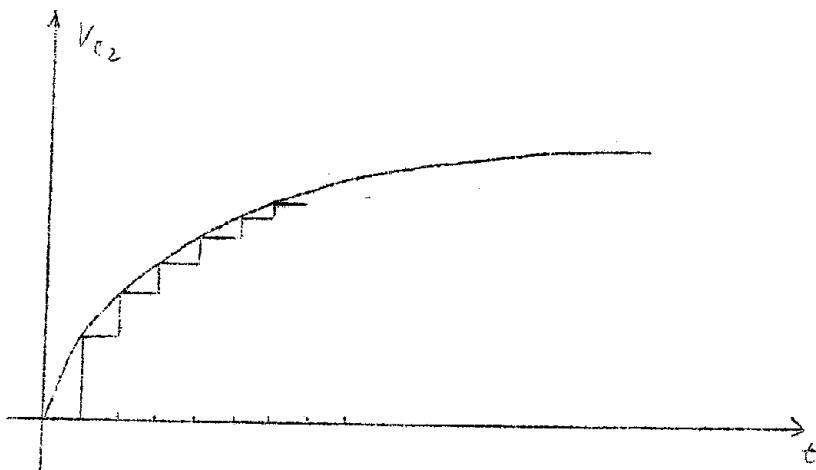


FIG. 4.3

dino. Dalla (2.3) si può ricavare l'andamento dell'ampiezza dei gradini ($e_{n+1} - e_n$) al variare di n . Si trova:

$$e_{n+1} - e_n = E (1 - x) x^n \quad (3.3)$$

con $x = C_2 / (C_1 + C_2)$. Dalla (3.3) si vede che l'ampiezza decresce esponenzialmente ($x < 1$).

Per interrompere la gradinata prima che C_2 si sia caricato alla tensione E si può introdurre nel circuito di fig. 3.3 un transistor che si accende periodicamente ogni n impulsi di comando. n diventa in tal modo il numero di gradini e perciò anche il numero di puntini sull'oscilloscopio. L'accensione del transistor viene comandata, come si è detto, dallo shift register in modo che la gradinata venga interrotta dopo che è stata interrogata la memoria del ventesimo canale. La durata dei gradini dipende dalla frequenza degli impulsi del multivibratore. Con 4,5 Kc/s si ha una durata di 220 μ sec.

In un secondo si hanno circa 230 esplorazioni delle venti memorie.

Per avere sull'oscilloscopio un asse x lineare è necessario linearizzare la carica di C_2 . Si è ottenuto ciò facendo molto bassi i gradini, in modo che i primi venti si trovino nella parte lineare della carica di C_2 , ed anche modificando il circuito come indicato in fig. 5.3. Il segnale viene riportato su C_{22} mediante la resistenza R_1 . In tal modo si possono compensare le variazioni nella velocità di salita del punto B. Si è preferito lasciare un potenziometro al posto di R_1 per poter ottenere una migliore linearizzazione. Caratteristiche dell'impulso di comando (1):
Ampiezza = variabile con valore massimo di - 20 volt. (V_{CEmax} del transistor T_2). L'altezza dei gradini è legata a questa ampiezza come si vede dalla (2.3).

Per la durata il valore minimo è fissato dal tempo di carica di C_1 (1 + 2 μ sec).

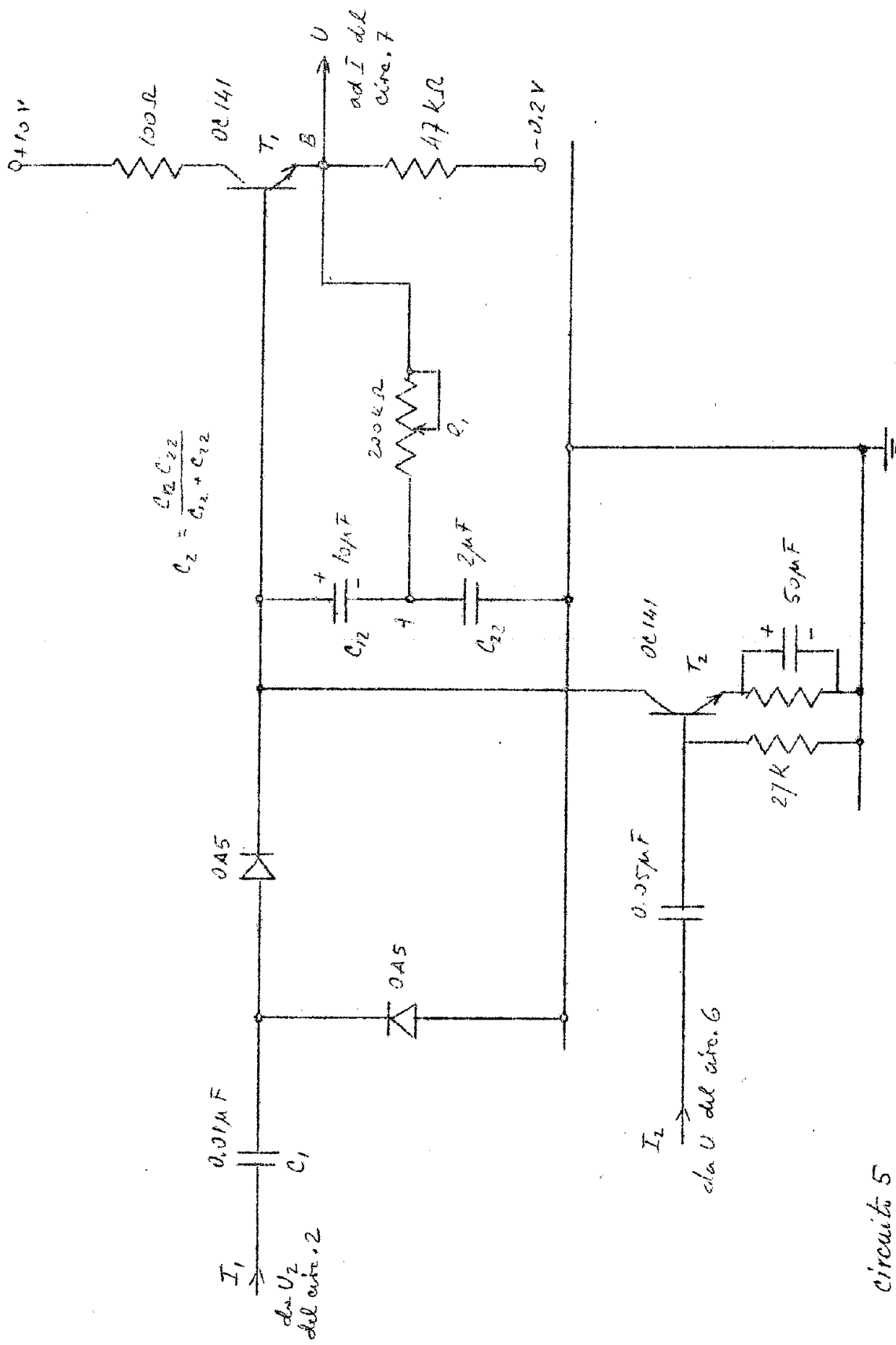
I valori scelti per l'ampiezza e la durata del comando sono:

$$E = - 10 \text{ volt} \quad T = 20 \text{ } \mu\text{sec}$$

In base a queste caratteristiche si è progettato il multivibratore.

Caratteristiche dell'impulso di comando (2):
anche per questo comando ci sono poche limitazioni. L'ampiezza dev'essere sufficiente ad accendere il transistor T_2 ed a fargli condurre la massima corrente possibile. La durata dev'essere abbastanza grande perchè si abbia la scarica completa di C_2 . I valori scelti sono i seguenti:

$$\text{ampiezza} = + 12 \text{ Volt} \quad \text{durata} = 60 \text{ } \mu\text{sec}$$



circuito 5

FIG. 5.3 - GENERATORE DI GRADINI

In fig. 6.3a è rappresentato l'univibratore che fornisce questo impulso. Per la durata si ha

$$T = R_e \ln \frac{E_{bb} + I_b R_c}{E_{bb} - E_{c0}} = 60 \mu s$$

Il tempo di salita è di 0,15 μ sec.

Caratteristica dell'uscita del generatore di gradini.

L'impulso di uscita può essere preso o nel punto A o nel punto B di fig. 53. Le foto sono state fatte riferendosi al punto A.

Durata di un gradino = 220 μ sec.

Salita = 20 μ sec (dovuti alla carica di C_{22} attraverso la bassa resistenza di D_2).

Altezza = 50 mV. Dalla (2.3) si ha infatti per il primo gradino su C_{22} (punto A)

$$e_1' = E \frac{C_1}{C_1 + C_2} C_2 \frac{1}{C_{22}} = 50 \cdot 10^{-3} \text{ Volt}$$

Questa altezza è rispettata sino al ventesimo gradino con variazioni del 10%.

Siccome il solo emitter follower T_1 è legato all'alimentazione, questo circuito sopporta variazioni del 20% della tensione di collettore.

La foto 2.3 fa vedere la gradinata interrotta dopo dieci gradini. La foto 1.3 ne fa vedere un particolare.

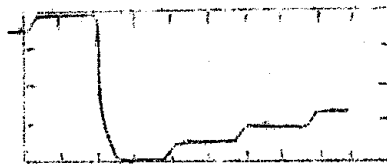


FOTO 1.3 -
asse x = 0,1 msec/div
asse y = non tarato

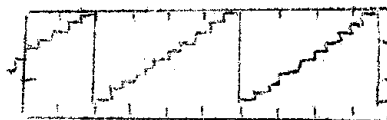
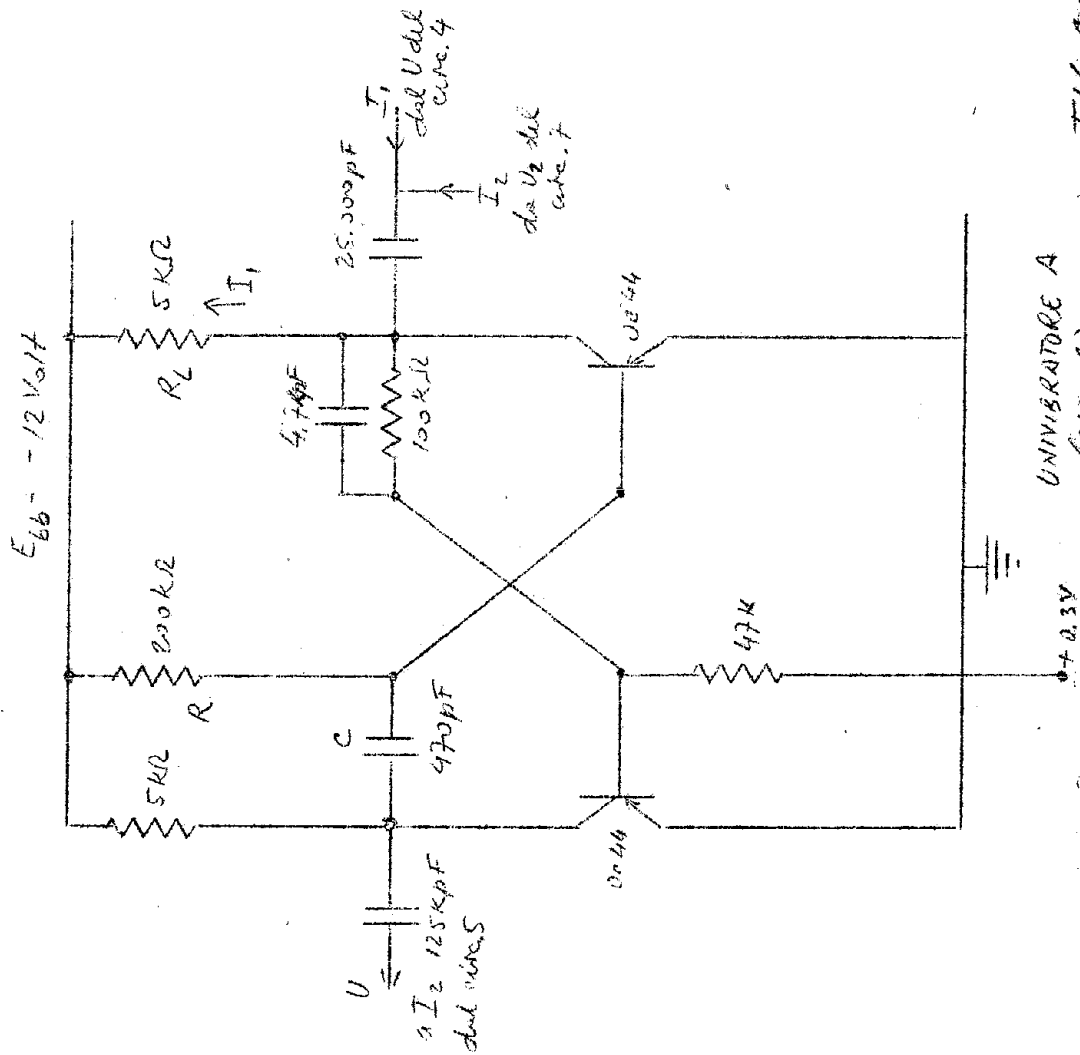


FOTO 2.3 -
asse x = 0,5 msec/div
asse y = 0,2 volt/div

2 - Multivibratore.

È il circuito che comanda l'asse x dell'oscilloscopio mediante il generatore di gradini, e l'asse y mediante lo shift register. Il suo schema è in fig. 7.3. Per la durata degli impulsi positivi sul collettore di T_2 si ha:

(a)



(b)

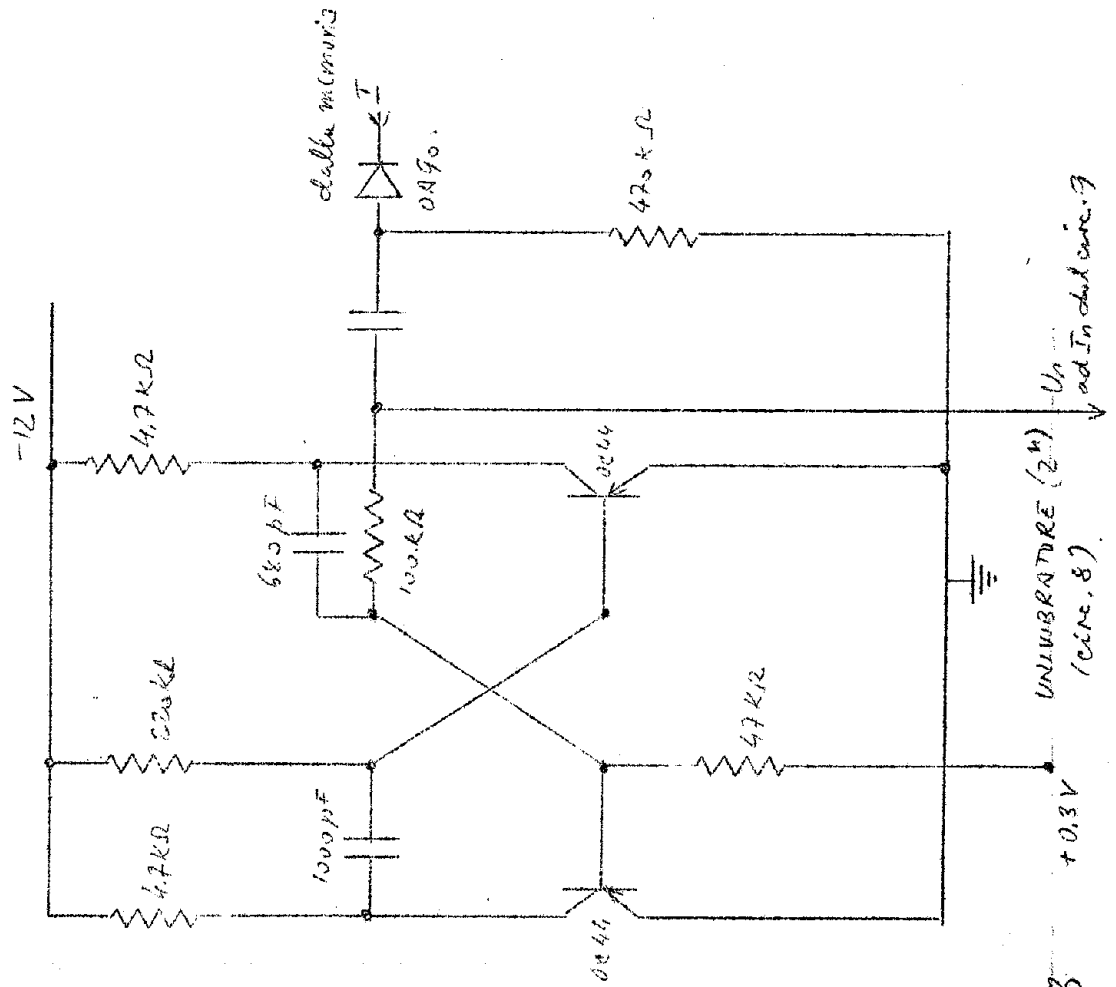
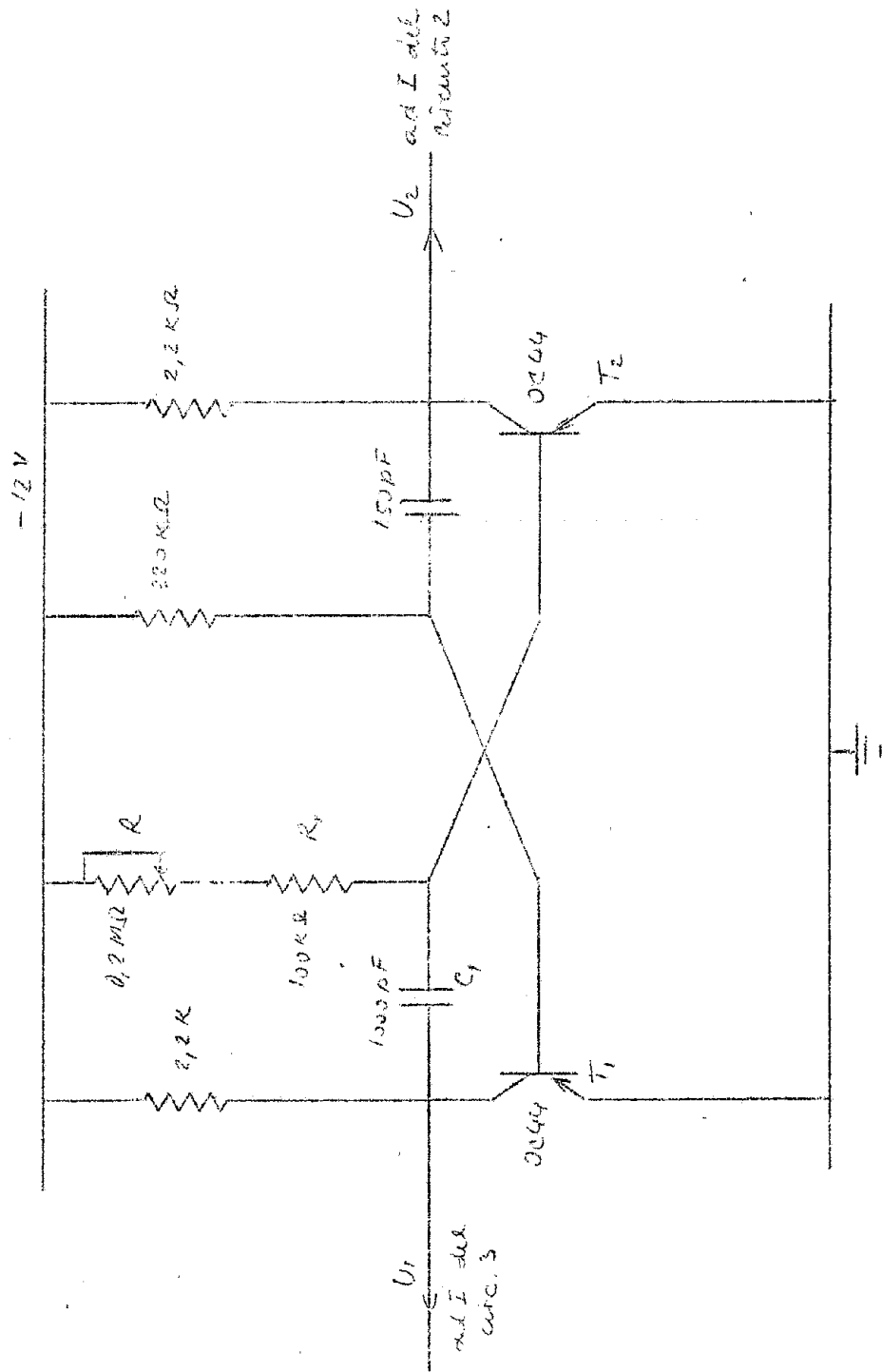


FIG. 6.3

UNIVIBRATORE A (c.c.c. 6)



circuits 1
 FIG. 7.8 - MULTIVIBRATOR

$$T = R'C' \ln \frac{E_{bb} + I_1 R_c}{I_1 R_c - E_c} = \omega \text{ microsec.} \quad (4.3)$$

L'intervallo tra questi impulsi dipende dalla costante di tempo $(R + R_1) C_1$ ed è variabile col potenziometro. La minima frequenza è di 4,5 Kc/s e corrisponde al massimo valore della costante di tempo.

L'impulso positivo sul collettore di T_2 ha le seguenti caratteristiche:

$$A = 10 \text{ Volt} \quad T = 20 \text{ } \mu\text{sec}$$

Si come è più squadrato di quello negativo di T_1 lo si utilizza per comandare il generatore di gradini. Tra questo ed il multivibratore si sono introdotti un invertitore ed un emitter follower (fig. 8.3). Il generatore di gradini ha bisogno infatti di impulsi negativi.

Per comandare lo shift register si è invece utilizzato l'impulso negativo del transistor T_1 .

Le caratteristiche dell'impulso di comando dello shift sono le seguenti:

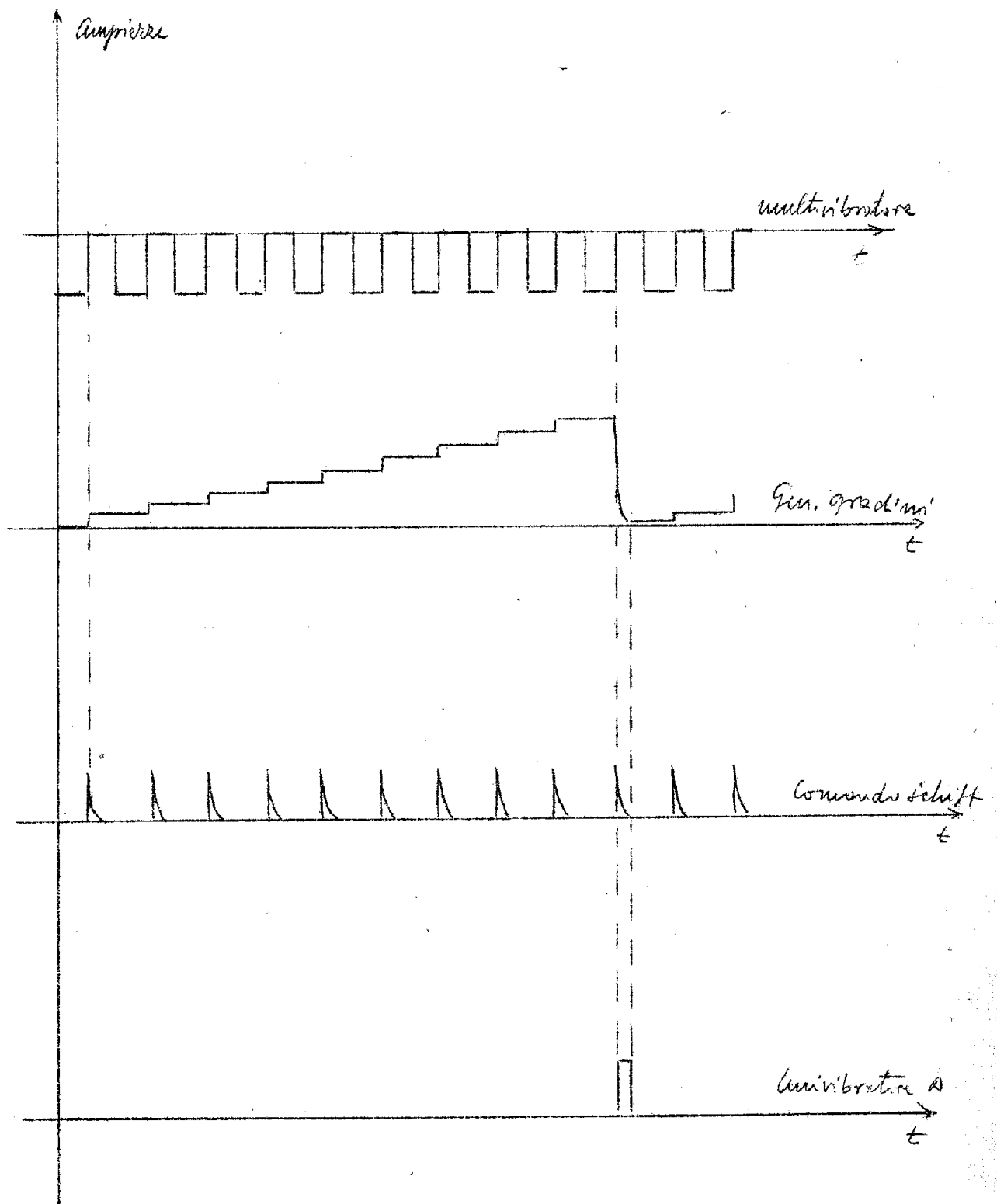
$$A \geq + 5 \text{ V} \quad T \leq 1,5 \text{ } \mu\text{sec}$$

L'istante in cui deve apparire all'ingresso dello shift è mostrato nello schema di fig. 9.3. Perché le uscite dello shift siano contemporanee agli inizi dei gradini, l'impulso di comando deve giungere alla fine degli impulsi del multivibratore. Per ottenere i valori giusti per ampiezza durata e tempo, si è derivato l'impulso negativo di T_1 . La parte positiva che passa attraverso il diodo comanda l'emitter follower e lo shift register. (fig. 8.3).

3 - Discriminatore.

Durante le prove sul gruppo di circuiti, comprendente il multivibratore, il generatore di gradini e lo shift register, si è notato che a volte quest'ultimo perdeva quella informazione che, passando da un nucleo al successivo, comandava la lettura delle memorie ed il generatore di gradini. Questo fatto si verificava nell'accendere e nello spegnere l'alimentazione e rendeva necessario riscrivere dall'esterno l'informazione nello shift.

Tenendo presente il funzionamento del generatore di gradini si vede che, se in un qualsiasi momento viene a mancare l'impulso proveniente dallo shift register che scarica



Successione degli impulsi

FIG. 9.3

il condensatore C_2 , la tensione ai capi di C_2 sale sino a 10 volt, mentre normalmente in condizioni di funzionamento arriva massimo ad un volt.

Perciò se si collega C_2 in continua ad un discriminatore con un taglio fissato ad un valore tra 1 e 10 volt, ogni volta che C_2 si carica ad una tensione superiore al taglio si ha dal discriminatore (Schmitt) un gradino di tensione. Questo può essere mandato, derivato, all'univibratore, che scarica C_2 , ed allo shift register per riscrivere la informazione cancellata.

In Fig. 10.3 è indicato lo schema del discriminatore. In condizioni stazionarie T_2 è acceso. T_1 è interdetto avendo la base negativa rispetto all'emettitore. (sono transistori n-p-n).

Il discriminatore entra in funzione solo nei periodi in cui manca l'azione dello shift e, in quell'intervallo di tempo, mediante l'accoppiamento con l'univibratore, manda continuamente degli impulsi allo shift finchè questo non comincia a funzionare. I diodi sono stati introdotti per evitare reciproche influenze tra discriminatore univibratore e shift.

Non è necessaria una grande stabilità nella soglia di T_1 in quanto il suo compito è di discriminare tra 1 e 10 V. Per questo tutto il circuito permette variazioni della tensione di alimentazione dell'ordine del 15%.

4 - Univibratori e convertitore.

Le memorie dei venti canali, man mano che sono interrogate dagli impulsi dello shift register, danno delle risposte nel codice binario, mediante impulsi di durata pari al tempo di switching dei nuclei.

Per poter avere la presentazione oscilloscopica si devono compiere sulle risposte della memoria due operazioni.

La prima consiste nell'allungare gli impulsi sino a farli durare per un tempo uguale alla durata dei gradini che comandano l'asse x.

La seconda riguarda la conversione digitale-analogica con cui si trasforma il numero trasmesso dalla memoria in tensione. Per allungare gli impulsi si sono usati degli univibratori (fig. 6.3b). Il loro numero dipende dalla capacità della memoria. Ne sono necessari dieci per una capacità di $2^{10} = 1.024$. La durata degli impulsi di uscita è 150 μ s. L'ampiezza è di 12 Volt.

Questi impulsi sono stati fatti più brevi della durata di un gradino (220 μ sec) in modo da avere per ogni gradino un intervallo di tempo (70 μ sec) in cui la tensione applicata all'asse y è zero.

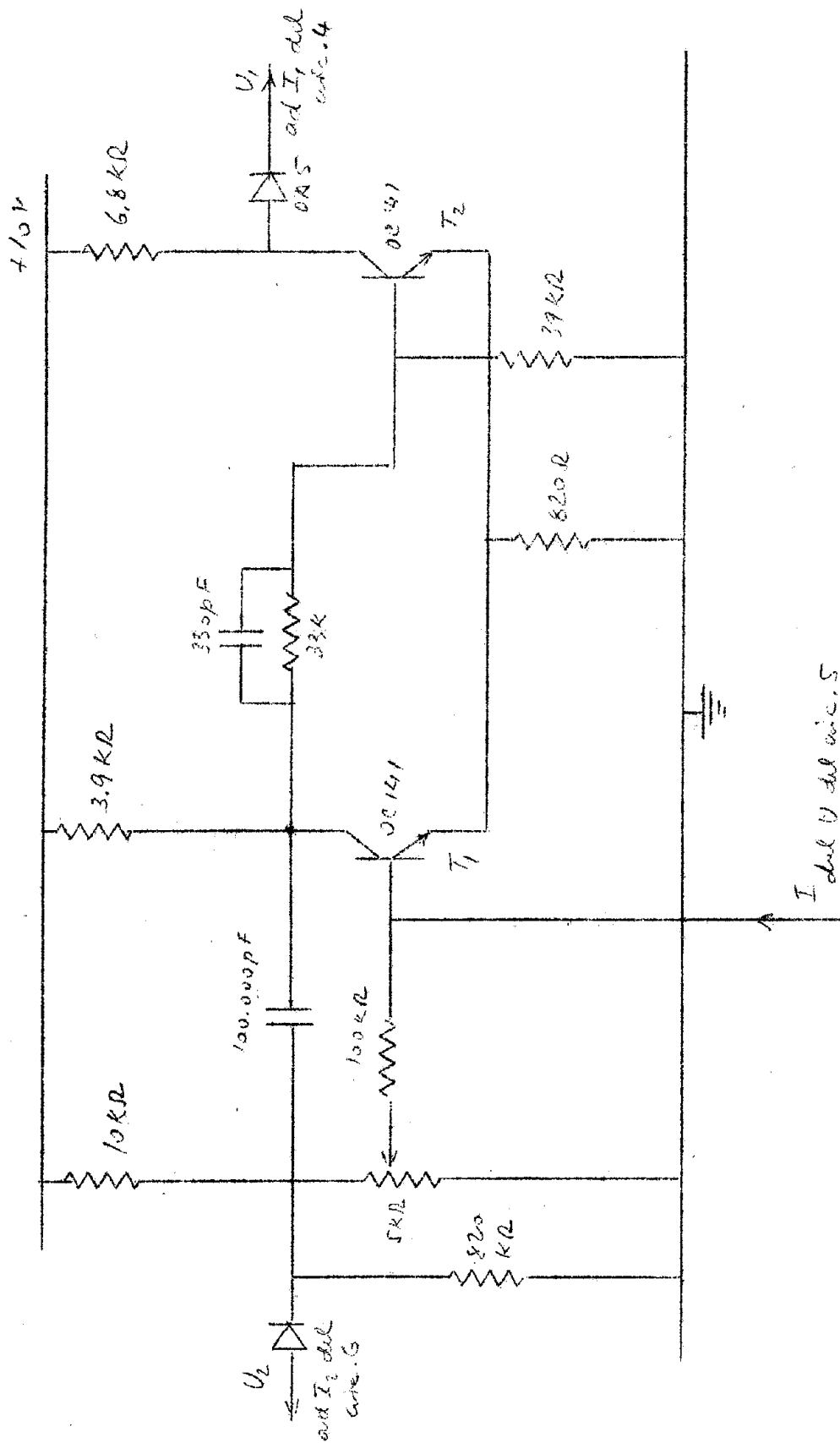


FIG. 10.3 - DISCRIMINATORE
(circuit. 7)

In tal modo nella presentazione oscilloscopica, qualsiasi sia lo spettro differenziale, si ha sempre un asse x di riferimento.

La conversione digitale-analogica è basata sul principio della somma di correnti (fig. 11.3). In ognuna delle resistenze R_i , quando l'interruttore è chiuso, passa una corrente doppia di quella della resistenza che la precede.

La chiusura e l'apertura degli interruttori sono comandate dalla memoria mediante gli univibratori. La tensione ai capi di R è proporzionale al numero trasmesso dalla memoria nel codice binario. La fig. 12.3 fa vedere come sono legati gli univibratori al convertitore. La fig. 13.3 fa vedere come è stato realizzato il convertitore. Gli interruttori di fig. 12.3 sono stati sostituiti con dei transistori spenti in condizioni stazionarie. La loro base è polarizzata a + 0,3 Volt (sono transistori p-n-p). L'accensione viene comandata dagli univibratori con impulsi negativi ampi 12 Volt.

È necessario che ogni transistor non sia influenzato dalla situazione degli altri. Per questo la resistenza R di somma dev'essere molto piccola. Le resistenze R_i sono state fissate per ogni transistor in modo da avere in ognuna la corrente giusta. Il fatto che non variano regolarmente dipende dalle differenze nelle caratteristiche dei transistori anche se dello stesso tipo.

Siccome le memorie dei venti canali sono interrogate dallo shift register in tempi diversi, il gruppo multivibratori-convertitore è unico per tutti i canali.

Poichè nell'accoppiamento tra multivibratore e convertitore la presenza dei condensatori determina una dipendenza della ampiezza dei comandi del convertitore dalla frequenza, sono stati introdotti i diodi che ristabiliscono il livello di zero.

L'uscita del convertitore comanda il preamplificatore tektronix dell'asse y dell'oscilloscopio.

5 - Prove:

Nelle prove fatte, per simulare la memoria non ancora realizzata, sono stati mandati al gruppo univibratori-convertitore gli impulsi dello shift come indicato in fig. 14.3.

Lo spettro ottenuto è riportato nella foto 3.3. (In queste prime prove ci si è fermati a dieci puntini). Nei primi cinque canali non è supposto nessun conteggio, per gli altri cinque si è posto:

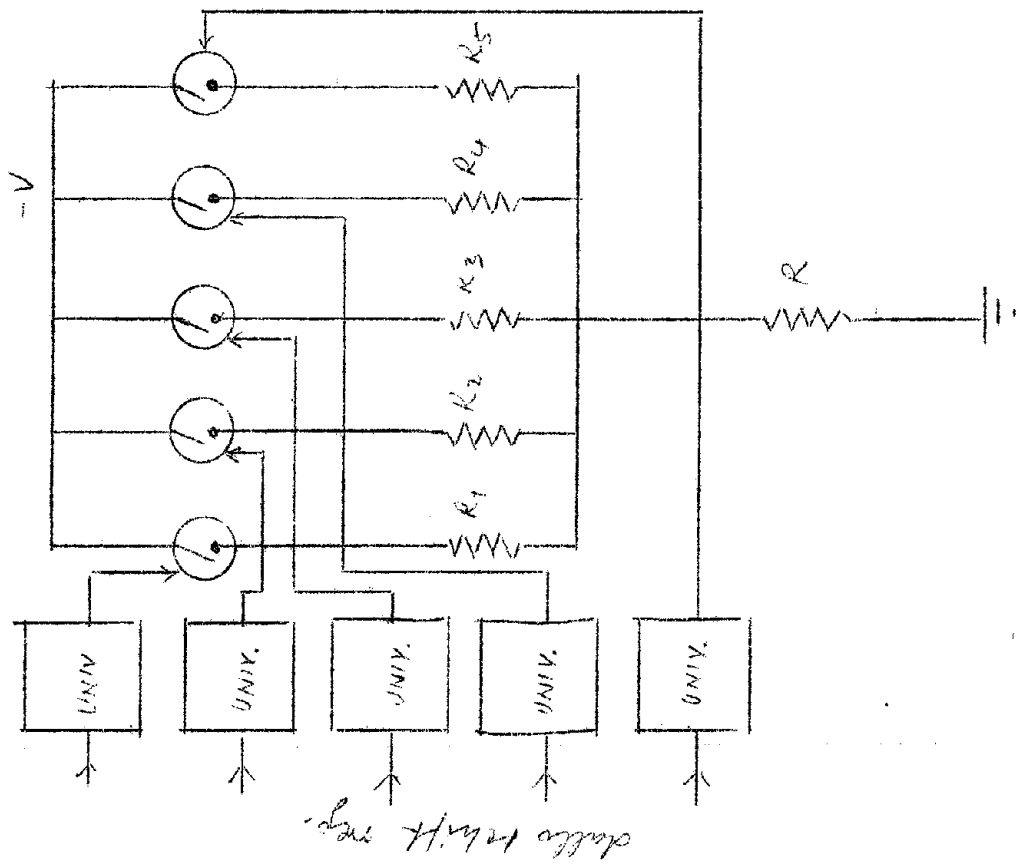


FIG. 12.3

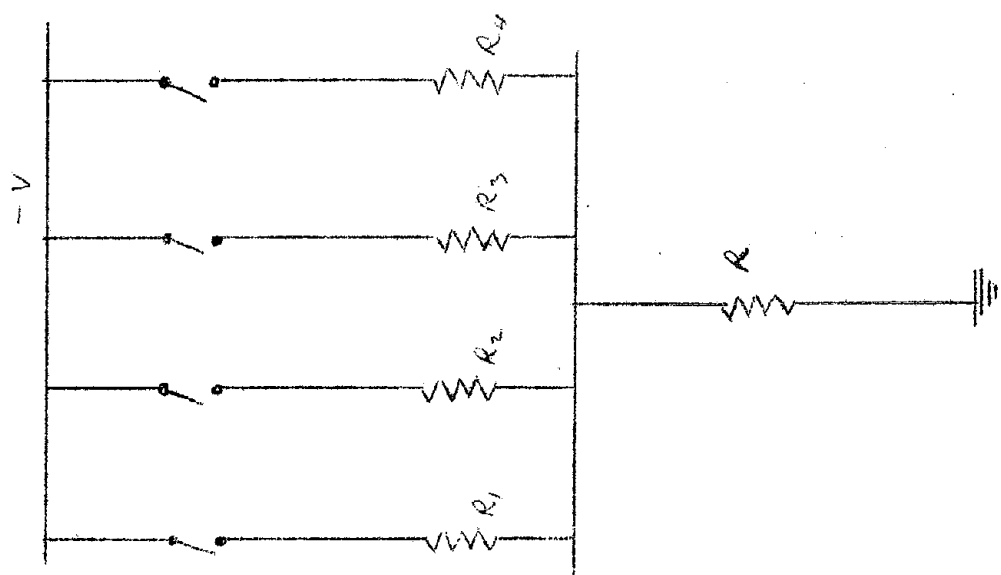


FIG. 11.3

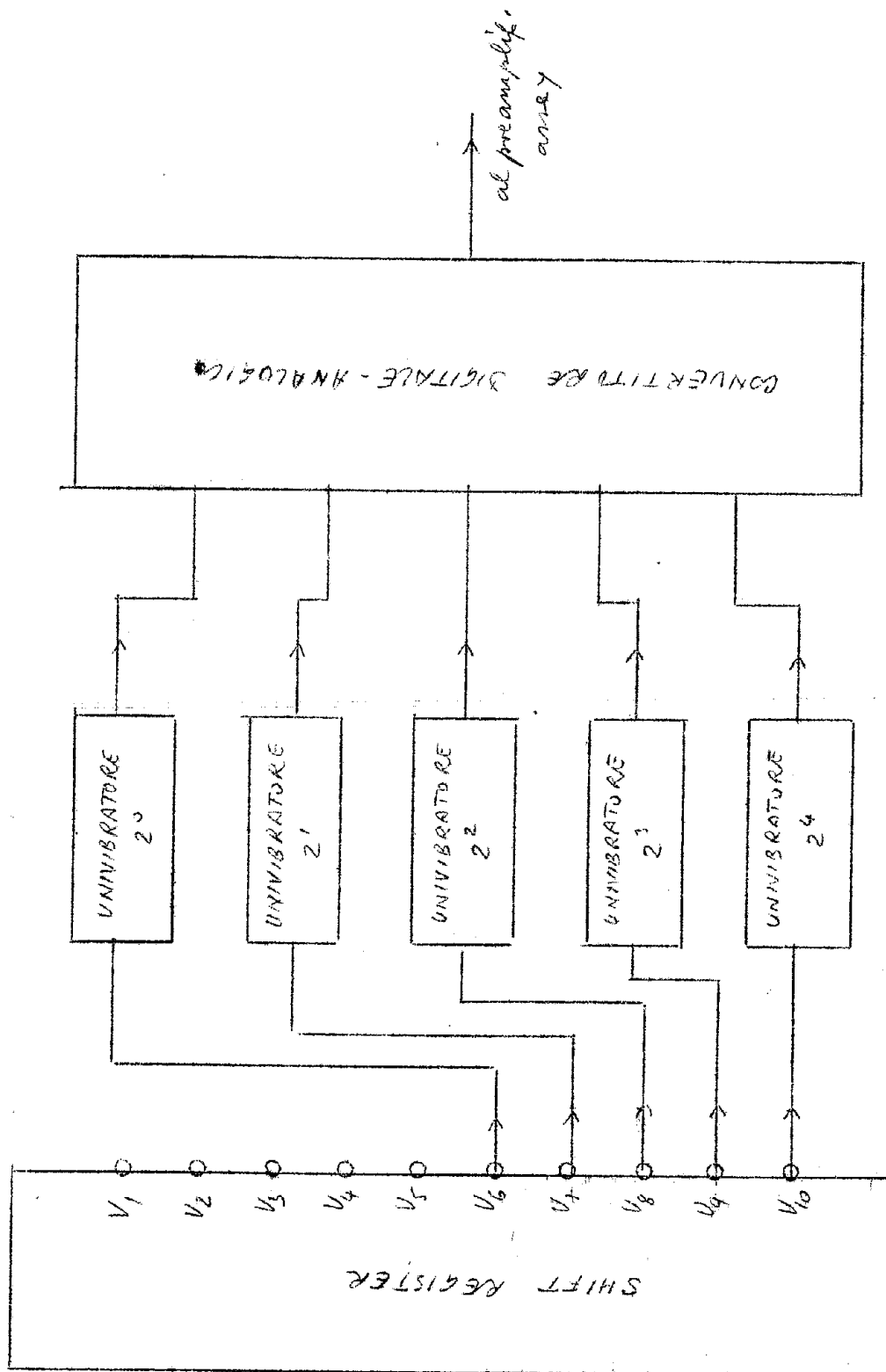


FIG. 14.3

canale	conteggio	canale	conteggio
6°	K 2°	9°	K 2 ³
7°	K 2 ¹	10°	K 2 ⁴
8°	K 2 ²		

La foto 4.3 mostra l'andamento della tensione sull'asse y dell'oscillografo (lo spettro della foto 3.3 è capovolto).

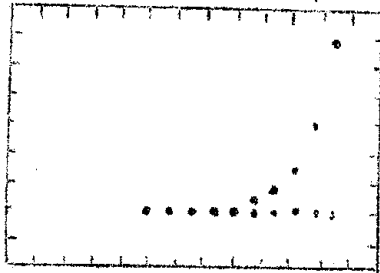


FOTO 3.3
 asse x = 0,05 Volt/div.
 asse y = 0,5 Volt/div.
 (lo spettro è capovolto)

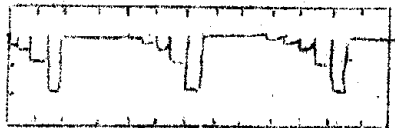


FOTO 4.3
 asse x = 0,5 msec/div
 asse y = 20 Volt/div

Sono state fatte anche delle prove per vedere la dipendenza di tutto il gruppo di circuiti dalla tensione di alimentazione. Sono permesse variazioni dal 15% sia per la tensione negativa che per la positiva.

6 - Circuito moltiplicatore.

Nella realizzazione del circuito descritto si è supposto che tutti i canali avessero la stessa ampiezza. Questo però non si verifica nell'analizzatore PHALCO che si basa sulla attenuazione e riflessione di un impulso da parte di una linea di ritardo (1).

L'andamento delle ampiezze dei canali è riportato in fig. 15.3. E' necessario perciò eseguire sullo spettro una ulteriore operazione prima che sia inviato all'oscilloscopio.

Il contenuto di ogni canale dev'essere moltiplicato per un fattore (≈ 1) caratteristico del canale e pari a $\frac{1}{\Delta V}$. ΔV è l'ampiezza del canale.

(1) - Bibl. 51.

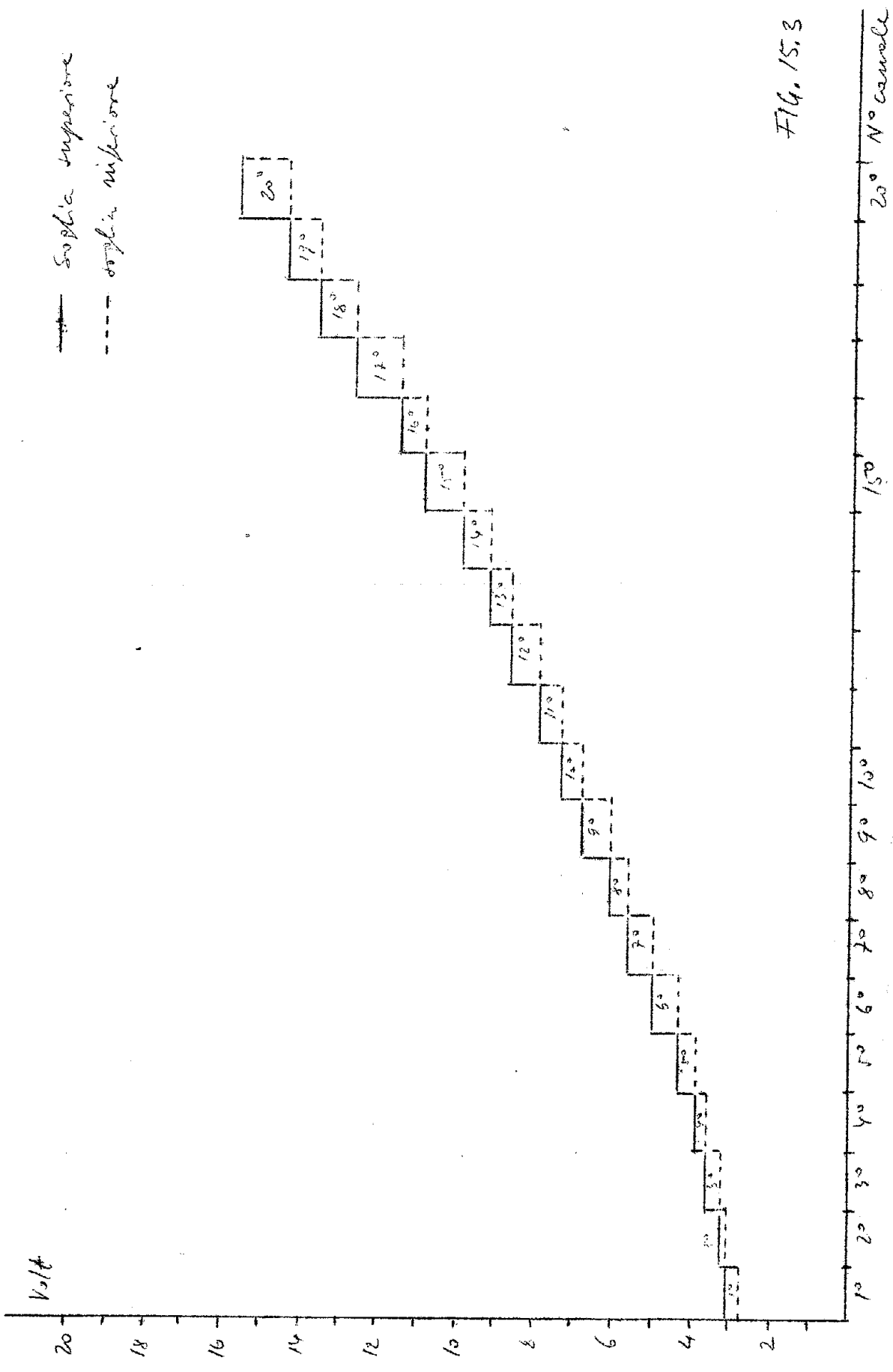


Fig. 15.3

Poichè esiste un unico convertitore, le moltiplicazioni vanno fatte sulla sua tensione di uscita (foto 4.3) in tempi diversi.

Il circuito che si sta studiando per questa operazione è indicato in fig. 16.3.

Dei transistor sul catodo solo uno è acceso. In tal modo, variando il transistor acceso si varia l'amplificazione della valvola (1/2 E88CC).

Degli univibratori comandati dalla memoria fanno accendere, contemporaneamente all'esame di un canale, il transistor relativo al giusto fattore di moltiplicazione (fig. 17.3).

Poichè alcuni canali hanno la stessa ampiezza, il numero dei transistor, e quindi anche quello degli univibratori, è minore del numero dei canali.

La valvola ha anche il compito di invertire lo spettro (vedi foto 4.3).

Ringrazio il Sig. C. Dardini per i suoi consigli, molto utili nella realizzazione dei circuiti descritti.

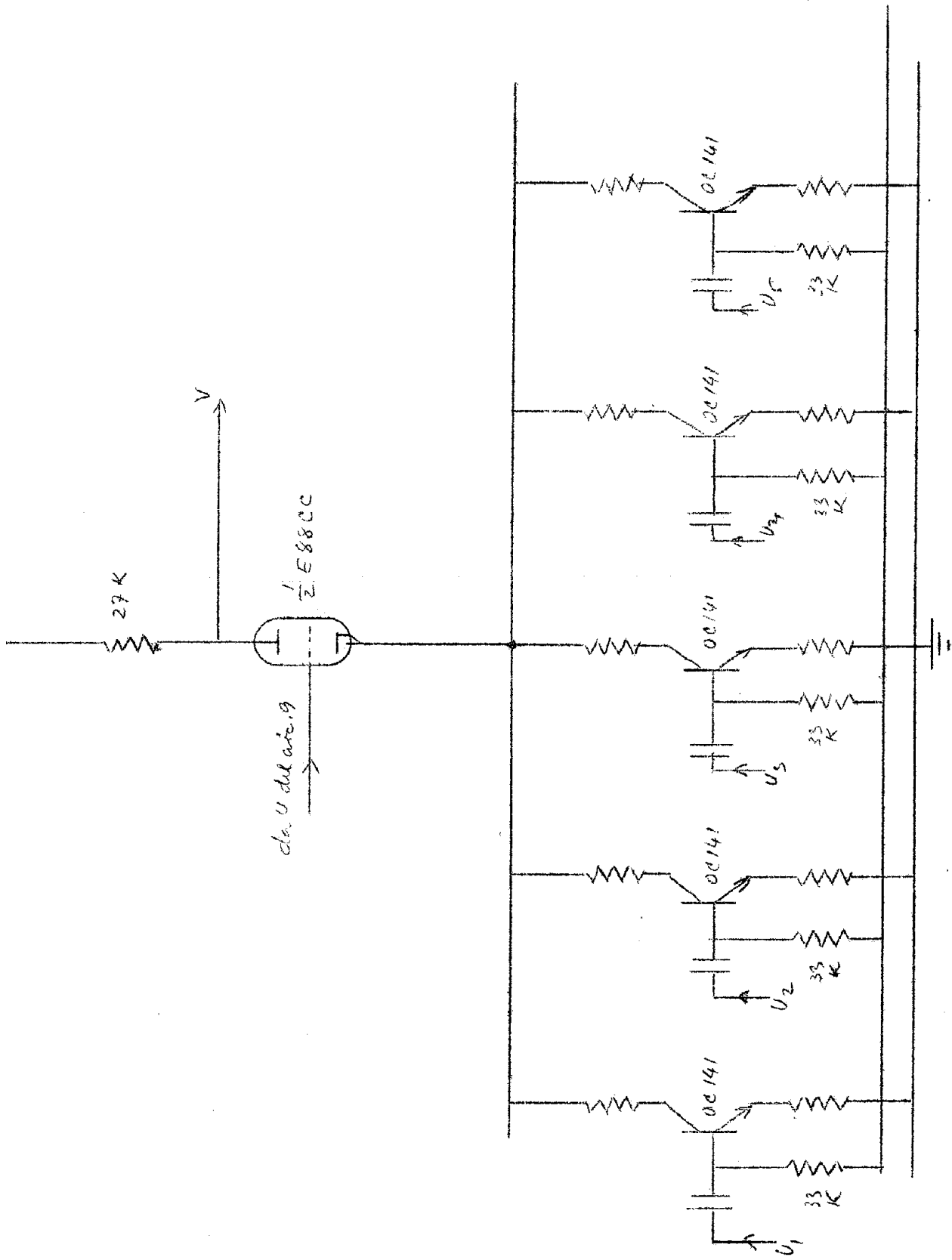


FIG. 16.3 - MULTIPLICATORE (cave. 10)

APPENDICE

I circuiti descritti in questa appendice non sono stati inclusi nella tesi consegnata in Segreteria in quanto sono stati realizzati quando la tesi era già stata scritta.

Essi riguardano la correzione dello spettro differenziale per la differente ampiezza dei canali dell'analizzatore PHALCO.

Nell'ultima parte della tesi (pag. 118) questo problema è stato affrontato ed è stata proposta una soluzione di questo tipo. Viene variata l'amplificazione di una valvola variando la sua resistenza di catodo. In tal modo il contenuto di ogni canale viene moltiplicato per un fattore (pari ad $1/\Delta V$) diverso da canale a canale.

Si è preferito però modificare questo progetto ricorrendo ad un altro metodo che ha dato risultati migliori.

La valvola 1/2 E88C0 è stata sostituita con una E91H e la variazione di amplificazione si è ottenuta variando la polarizzazione della griglia g_1 mentre il segnale è mandato sulla griglia g_3 (vedi schema).

Il circuito moltiplicatore si compone di tre parti.

La prima comprende la valvola E91H ed è quella che comanda l'asse y dell'oscilloscopio.

La seconda è formata dal generatore del segnale che comanda la griglia g_1 e che varia l'amplificazione della valvola.

La terza è un gate e collega la seconda alla prima parte. Il gate è necessario per far sì che la correzione entri in funzione solo in quei canali in cui c'è un conteggio diverso da zero. Altrimenti la situazione in cui tutti i canali hanno un conteggio nullo apparirebbe sull'oscilloscopio come una curva per la diversa amplificazione della valvola passando dal primo al ventesimo canale.

Parte terza.

Il gate è formato da un transistor acceso che cortocircuita i segnali che arrivano sul suo collettore. Quando il transistor si interdice i segnali passano inalterati perchè verso la alimentazione c'è un diodo che presenta la sua resistenza inversa. Per evitare che la linea di zero, che è sempre presente nello spettro differenziale, sia alterata per la variazione di amplificazione, si fa in modo che il gate resti aperto per un tempo uguale esattamente alla durata degli impulsi degli u nivibratori che comandano il convertitore. Questo è ottenuto comandando il gate proprio con quegli impulsi.

Parte seconda.

È un generatore di gradini che permette di variare l'amplificazione della valvola passando da canale a ca-

nale, permette di ottenere una variazione esponenziale (vedi fig. 15.3) ed inoltre mantiene costante il fattore moltiplicativo ($1/\Delta V$) durante l'esplorazione di un canale.

Parte prima.

È formata essenzialmente dalla valvola E91H la cui amplificazione è variata variando, come si è detto, la polarizzazione della griglia g_1 .

Il segnale di uscita è preso sulla placca ed è mandato all'oscilloscopio.

BIBLIOGRAFIA

- (1) Franklin J.B. James - Nuclear Instruments 2 (1958 348-60)
- (2) J.C. Barton - Nuclear Instruments 5 (1959) 332 - 34
- (3) S. Guterman, R.D. Kodis, Ruhman - Proc. IRE (mar, 1955) p. 291
- (4) R. Wasserman, W. Nutting - Electronics. (dec. 1959), vol. 32 n° 50 p. 60
- (5) D. Loev, W. Miehle etc. - Proc. IRE (1956), vol. 44 n°2 p. 154-62.
- (6) T.H. Bonn, R.D. Torrey, F. Bernstein - Electronics, vol. 31 - n° 3 (Gen. 17, 1958).
- (7) W. Geyger - Electronics, vol. 29, n° 10, 167-69 (oct. 1956).
- (8) D. Haagens - Electronics, vol. 32 n° 40 (Oct. 1959).
- (9) D. Brown, E. Albers-Schoenberg - Electronics (avr. 1953).
- (10) E.A. Sands - Proc. IRE, Vol. 41, (1953) p. 993-98.
- (11) R.C. Minnick - J. Appl. Phys. Vol. 25 (1954) p. 479-85.
- (12) R.P. Talambiaras - Elect. Des. News (oct. 1956) p. 58.
- (13) T. Hamm - Electronics, vol. 32, n° 43 (oct. 23, 1959) p. 122.
- (14) F. Rozner, P. Pengelly - Electr. Eng. (may 1959) p.272-273.
- (15) Philips - Ferroxcube (cataloghi)
- (16) Cottini, Gatti, Giannelli - Nucl. Instr. 2 (1958) p.164.
- (17) E. Gatti - Nucl. Instr. 2 (1958) p. 96-100
- (18) Goda, Johnson, Markowitz etc. - Comm. and Electr. (nov. 1959) p. 666.
- (19) V.E. Legg - Bell Syst. Techn. Journ., n° 1, (Jan. 1960) p. 105.
- (20) J.W. Forrester - Journ. Appl. Phys., vol. 22 n° 1 (Jan. 1951).
- (21) E.H. Turner - IRE Trans. on Microwave theory and Techniques, vol. MTT-6 n° 3, (July 1956) p. 300.
- (22) J.F. Couleur - IRE Trans. of Elect. Comp., vol. EC-7, n° 4, 1958, p. 313.
- (23) S. Otheru - Power app. and Syst., n° 46 (feb. 1960) p. 1809.
- (24) Jacobs, May - Phys. Rev. Vol. 83, (1951) p. 243.

- (25) J.W. Brean - Electronics, vol. 27, n° 5, (1954) p.157.
- (26) Mao-Chao Chen - IRE Trans.of Elect. Comp., Vol. EC-7, (dec. 1958), p. 262.
- (27) A.D. Holt - Elect. Eng., Vol. 30, (avr. 1958) 196-9.
- (28) A. Vassiliev - Ann. Radioel. vol. 12, (oct. 1957). 337-62.
- (29) G. Biorci, D. Pescetti - Energia Elettr., vol. 34, n°8 (1957) p. 795-9
- (30) R.F. Schwartz - Proc. IRE, Vol. 45 n° 10, (oct. 1957) p. 1416-7.
- (31) J. Auricoste, H. Lhomme - Onde Electr. Vol. 38, (mar. 1958). p. 217 - 24.
- (32) Laben -(Lab. Elettronici e nucleari) analizzatore di impulsi a 200 canali mod. 031 - CISE - note tecniche.
- (33) Rajchmann - Proc. IRE, 41, (1953) p. 1407.
- (34) C.H. Lindsey - Proc. IRE, Vol. 106, Part C, n° 10 (sept. 1959) p. 117-24.
- (35) D.A.H. Brown - Elect. Eng., vol. 31, n° 377, (july 1959) p. 408-II.
- (36) R. Vautier, A. Marais - C.R. Acad. Sci. (Paris) vol.248, n° 5, (feb. 2, 1959) 660-3.
- (37) D. Bray, A. Conway - Proc. IRE, vol. 106, Part. B, (1959).
- (38) V.J. Sferrino - IRE Wescon Conv. Rec., vol. 3, Pt. 4, (1959) p. 3-15.
- (39) C.J. Quartly - Elect. Eng., vol. 31, n° 382, (dec. 1959) p. 756.
- (40) Papiian - Electronics (mar. 1955) p. 194.
- (41) N. Menyuk, J.B. Goodenoug - J. Appl. Phys., n° 1, 26, (1955) p. 8.
- (42) Bozorth - Rev. of Modern Phys., 1947, P.30
- (43) C.W. Schultz - Electronics vol. 28, (1955) p. 138
- (44) Isborn - Electronics, vol. 25, (1952). p. 121.
- (45) E.A. Sands - Proc. IRE, vol. 40, (1952) p. 1246.
- (46) I. Krajewski - Elect. Eng., vol. 32, n° 390 (1960) p. 509
- (47) H.J. Williams etc. - Comm and Elect. n° 9, (Nov. 1953) p. 531-7.

- (48) An Wang, Way Dong Woo - Journ. of appl. Phys., vol.21 (Jan. 1950) p. 49-54.
- (49) J.A. Rajchman - RCA Rev., vol. 13 (June 1952) p. 183-201.
- (50) G. Cecchini, F. Filippazzi - CSCE Sez. Ing. Note tecniche. Pisa.
- (51) G. Infante, I.F. Quercia, G. Solimani - CNRN (Lab. Naz. di Frascati) nota interna 49.
- (52) Brown, Buck; Menyuk - Trans. AIEE, Vol. 73, parte I, (1954) p. 631.
- (53) R.K. Richards - Digital computer components and circuits, D. Van Nostrand Comp. Inc. Princeton N.J. Usa (1957).
- (54) S.B. Williams - Digital computing systems - McGraw Hill Book Comp. (1959).
- (55) C.V.L. Smith - Electronic Digital computers. Mc . Graw. Hill Book Comp. (1959)
- (56) R.M. Bozorth - Ferromagnetisme; D. Van Nostr. Comp. (1951).
- (57) E. Durand - Electrostatique et magnetostatique, Masson (1953).
- (58) H.W. Koch, R.W. Johnston - Multichannel pulse height analyzers. Nuclear Science ser.; Nat. Acad. Scienc.; Nat. Res. Counc. Publ. 467; Washing. 1957.
- (59) M.G. Say consult. Edit. - Magnetic alloy and ferrites. London Georg. Newnes Limited, Tower house. Strand W.C. 2 - 1954.
- (60) Handbook of automation computation and control (vol.2 cap. 15-01) New York. J. Wiley, Sons, Inc. 1959.
- (61) Analogue and digital computers - Consulting Edit. M.G. Say, Ph. D., Sc., A.C.G.I. etc. London. George Newnes Limited 1960.
- (62) Permanent magnet Handbook - Steel Comp. of America.
- (63) S.A. Lebedev - Computer Engineering. Pergamon Press 1960.
- (64) S. Smith, H.P.I. Wijn - Ferrites. J. Wiley, Sons, Inc. (1959).