

2. G. CORTELLESA, C. FELICI e R. QUERZOLI. — Un analizzatore di ampiezza a venti canali.

Riassunto. — Nel presente lavoro si descrive un analizzatore di ampiezza di impulsi a 20 canali, progettato per la spettrometria in energia delle radiazioni per mezzo di contatori a scintillazione.

L'apparecchio accetta impulsi in ingresso alti fino a 100 V e li classifica in ampiezza entro canali larghi 0.5, 1, 2 V a piacere. Nell'analizzatore, oltre a un complesso di circuiti ausiliari che assicurano il pronto controllo e la calibrazione dell'apparato, è contenuto un particolare circuito che consente, tra l'altro, di effettuare misure di coincidenza con potere risolutivo di qualche microsecondo.

Résumé. — On décrit dans ce travail un analyseur d'amplitude d'impulsions à 20 canaux, projeté pour la spectrométrie en énergie des radiations au moyen de compteurs à scintillation.

Cet appareil accepte des impulsions à l'entrée jusqu'à 100 V et il les classe en amplitude dans des canaux larges 0.5, 1, 2 V comme on veut. L'analyseur n'a pas seulement un ensemble de circuits auxiliaires que permet le contrôle rapide et la calibration de l'appareil, mais il possède aussi un circuit particulier qui permet d'effectuer des mesures de coïncidence avec un pouvoir résolutif de quelque micro-seconde.

Summary. — This paper describes a twenty-channel pulse amplitude analyser designed for radiation energy spectrometry by means of scintillation counters.

The apparatus accepts incoming pulses up to 100 V and classifies them in amplitude in channels which may be 0.5, 1, or 2 V wide as required. The analyser contains auxiliary circuits assuring rapid control and calibration, and also a special circuit by means of which (among other things) it is possible to make coincidence measurements with a resolving power of a few microseconds.

Zusammenfassung. — Beschrieben wird ein Impulsspektrograph mit zwanzig Kanälen, der für Energiespektrometrie der Strahlungen mittels Szintillationszähler entworfen wurde.

Der Apparat nimmt Eingangimpulse bis zu 100 V an und klassifiziert sie nach ihrer Amplitude in Kanälen 0.5, 1, und 2 V breit. Ausser zahlreichen Hilfs-Stromkreisen, die eine sofortige Kontrolle und die

Eichung des Apparats garantieren, ist ein besonderer Stromkreis enthalten, der u. a. Koinzidenzmessungen mit einem Auflösungsvermögen von einigen Mikrosekunden ermöglicht.

I. - INTRODUZIONE

Negli ultimi anni si è andato sempre più estendendo l'uso dei contatori a scintillazione, principalmente perchè essi accoppiano una sensibilità alle radiazioni generalmente superiore a quella degli altri rivelatori, con la caratteristica di avere una risposta che è funzione crescente dell'energia ceduta allo scintillatore dalla particella incidente. Inoltre la dipendenza dell'ampiezza degli impulsi dalla energia della radiazione incidente è in molti casi lineare. Ciò si verifica strettamente, ad esempio, nella rivelazione dei raggi gamma con cristalli di NaI(Tl) in un intervallo di energia tra pochi keV e parecchi MeV ⁽¹⁸⁾.

Sorge perciò il problema di selezionare in ampiezza gli impulsi provenienti da un contatore a scintillazione, e, per risolverlo, si sono costruiti analizzatori di ampiezza a uno o più canali fondati su diversi principi di funzionamento.

Scopo del presente lavoro è di descrivere un analizzatore a 20 canali, costruito nel nostro laboratorio che, pur essendo stato realizzato sulla traccia di altri apparati descritti nella letteratura ^(17, 22), se ne distacca in parecchi punti, sia per ciò che riguarda i circuiti elettronici, sia per la maggiore flessibilità e per la particolare cura seguita nell'incorporare nello strumento tutti gli apparati ausiliari che assicurano un pronto controllo del funzionamento delle parti e una rapida calibrazione.

II. - REALIZZAZIONI PRECEDENTI

Un analizzatore a un canale, il più semplice possibile, realizzato fin dal 1947 ⁽¹⁾, è costituito da due valvole interdette da due tensioni di polarizzazione V_1 e V_2 . Un impulso di ampiezza sufficiente per superare la polarizzazione V_1 e non quella V_2 viene classificato entro un « canale » di posizione V_1 e di larghezza $V_2 - V_1$. Per ottenere questo, basta che vi sia un circuito di anticoincidenza che blocchi l'impulso proveniente dalla prima valvola se anche la seconda è accesa dall'impulso in ingresso.

Al variare di V_1 , lasciando costante $V_2 - V_1$, si ha la classificazione degli impulsi in ampiezza.

Un tale sistema, che può essere ovviamente esteso a più canali ⁽⁴⁾, ha il grave svantaggio di non permettere l'uso di ampiezze del canale molto piccole, per esempio attorno al volt, senza gravi limitazioni sulla precisione e sulla costanza dell'ampiezza stessa.

Si sa infatti ⁽²⁶⁾ che le fluttuazioni nella tensione di accensione, in una valvola di tipo normale, sono dell'ordine di 0.1 V e perciò $V_2 - V_1$ risulterebbe incerta per un simile ammontare. Questo comporta, nel caso di canali di ampiezza attorno al volt, una precisione e stabilità peggiore del 10%, oggi assolutamente inaccettabile.

Dopo questa prima soluzione, varie altre ne sono state attuate. In complesso, esse si dividono in: a) classificazione a discriminazione; b) a trasformazione ampiezza-tempo; c) mediante deflessione del fascetto elettronico di un tubo oscillografico; d) con presentazione degli impulsi su tubo oscillografico e fotografia.

Il primo tipo di analisi in ampiezza non è altro che una modifica del metodo esposto sopra ⁽¹³⁾. L'impulso in ingresso viene inviato su un amplificatore la cui valvola di ingresso è interdetta da una tensione di polarizzazione V_0 . Sia V l'ampiezza dell'impulso in ingresso. Una porzione $V - V_0$ passa attraverso l'amplificatore e viene amplificata per un fattore k . L'impulso di ampiezza $k(V - V_0)$ così ottenuto viene inviato, come nel primo esempio, a due valvole interdette da due tensioni V_1 e V_2 . Supponiamo che venga accesa una sola delle valvole, allora sarà:

$$k(V - V_0) > V_1 \qquad k(V - V_0) < V_2$$

e cioè:

$$V_1/k + V_0 < V < V_0 + V_2/k$$

L'ampiezza del canale è ora data da $(V_2 - V_1)/k$ e quindi con un'opportuna scelta di k e di $V_2 - V_1$, si può ottenere una precisione dell'ampiezza del canale attorno all'1%. Naturalmente la *posizione* del canale, data da $V_0 + V_1/k$, rimane incerta per 0.1 V circa.

Anche qui risulta ovvia l'estensione al caso di più canali per mezzo di N valvole polarizzate con tensioni crescenti $V_1 < V_2 < \dots < V_N$.

Lo schema di principio del sistema a conversione ampiezza-tempo ^(7, 10, 25), è il seguente: si costruisce per ogni impulso in arrivo un impulso la cui durata τ è funzione lineare dell'ampiezza dell'impulso in ingresso. Si è così ricondotti alla misura di τ . Un tale problema può essere risolto, ad esempio, misurando il numero di oscillazioni di un oscillatore a quarzo, comprese in un intervallo di tempo τ ⁽¹⁰⁾. Un analizzatore di questo tipo risulta molto stabile ma ha lo svantaggio di impiegare un tempo lungo, che può giungere fino al centinaio e più di mi-

crosecondi, per portare a termine l'analisi di ciascun impulso. Si può ridurre il tempo necessario alla classificazione anche al di sotto del microsecondo, ma certamente un simile risultato va a spese della semplicità dei circuiti.

Poichè l'arrivo di due impulsi in ingresso separati da un intervallo di tempo inferiore al tempo necessario per l'analisi condurrebbe a una sovrapposizione entro l'apparato degli effetti dei due impulsi, creando falsi conteggi, è necessario predisporre un dispositivo di « tempo morto » che blocchi l'analizzatore dopo l'arrivo di ciascun impulso, per una durata conveniente.

Si può fare uso della deviazione elettrostatica di un fascetto elettronico, inviando l'impulso da analizzare sulle placchette di un tubo oscillografico e localizzando poi, per mezzo di una serie di pozzetti di Faraday o di fotocelle sullo schermo fluorescente, il punto di massima deflessione del fascio ⁽⁶⁾. Le difficoltà del metodo sono legate alla necessità di costruire tubi a raggi catodici di tipo speciale, per assicurare, tra l'altro, un fattore di deflessione uniforme, oppure, nella prima alternativa, dotati dei pozzetti di Faraday. Altre limitazioni sono probabilmente legate a questioni di focalizzazione, di ampiezza del fascetto, di non buona definizione dei limiti dei canali, dato che sussiste il pericolo che il fascio si suddivida tra due pozzi di Faraday contigui. Non bisogna però dimenticare che tutti i metodi oscillografici presentano scarse limitazioni dal punto di vista del tempo di salita e della durata degli impulsi in ingresso e quindi rappresentano la via più diretta per giungere a un analizzatore estremamente rapido (capace, per esempio, di analizzare direttamente gli impulsi degli scintillatori organici).

Si possono, ad esempio, fotografare gli impulsi da analizzare, sincronizzati, ed eseguire poi una fotometria della lastra nella direzione dell'asse y dello schermo del tubo ^(2, 24).

Un altro metodo fotografico che dà risultati più immediati è invece quello con assorbitore a cuneo. Si sovrappone allo schermo del tubo oscillografico un assorbitore di densità ottica crescente da sinistra verso destra, nella direzione orizzontale. Gli impulsi in ingresso vengono formati in modo da essere lunghi quanto la traccia e squadrati, pur mantenendo l'ampiezza che avevano inizialmente. Essi vengono inviati, sincronizzati, all'asse y del tubo oscillografico; ogni impulso si presenterà quindi come una linea orizzontale lunga quanto la traccia, ad una distanza dalla linea base ($y = 0$) proporzionale alla sua ampiezza. Si immagini ora che gli impulsi di ampiezza V_1 siano in numero superiore a quelli di ampiezza V_2 . Sulla lastra fotografica si osserverà una riga orizzontale più lunga in corrispondenza alla tensione V_1 , di quella corri-

spondente alla tensione V_2 , perchè le piccole quantità di luce provenienti dalle regioni più a destra e che debbono attraversare una zona più opaca del filtro, riusciranno, nel primo caso, ad accumularsi così da impressionare la lastra.

Oltre ai tipi già descritti, occorre citare un analizzatore dovuto a GATTI (¹⁹, ²³) che, pur rientrando tra gli analizzatori a discriminazione, ha la seguente proprietà: la posizione e l'ampiezza dei canali sono determinate da due parti concettualmente distinte del circuito elettronico e quindi risultano indipendenti l'una dall'altra. Inoltre il circuito che determina la larghezza del canale è lo stesso per tutti i canali, in modo che questi risultano automaticamente uguali. Negli ordinari analizzatori a discriminazione, invece, la posizione e l'ampiezza dei canali dipendono dalle tensioni di polarizzazione $V_1 \dots V_N$ e, in più, la posizione è legata al taglio V_0 dell'amplificatore a finestra. Una deriva nelle tensioni $V_1 \dots V_N$ sposta quindi contemporaneamente sia la posizione che l'ampiezza dei canali.

Nell'analizzatore di GATTI (¹⁹, ²³), l'impulso in ingresso, alto V , viene squadrato, conservandone l'ampiezza, e quindi viene sommato con un impulso di altezza d , quest'ultimo ritardato di un tempo fisso rispetto all'arrivo dell'impulso in ingresso. L'impulso composito viene quindi inviato al sistema di valvole polarizzate ai livelli $V_1 \dots V_N$. Una valvola generica può trovarsi in tre situazioni differenti: o la sua polarizzazione V_h è tale che l'impulso non può sormontarla, cioè:

$$V_h > V + d$$

oppure è:

$$V < V_h < V + d$$

nel qual caso l'impulso di uscita della valvola discriminatrice è sincrono con l'impulso aggiunto di altezza d , oppure ancora è:

$$V_h < V$$

e il discriminatore dà un impulso che inizia contemporaneamente all'impulso alto V .

Se su ogni discriminatore si ha una coincidenza doppia che abbia su un ramo l'impulso di ampiezza d e sull'altro l'uscita, derivata, del discriminatore, sia nel primo che nel terzo caso il canale h -esimo non dà impulsi in uscita. Quindi in questo canale vengono contati solo gli impulsi per cui:

$$V_h - d < V < V_h$$

Come si vede, la posizione dei canali è legata alla polarizzazione V_h , mentre l'ampiezza dipende solo dall'altezza d dell'impulso aggiunto.

E' da osservare che in un analizzatore di questo tipo i canali non risultano contigui ma è anzi inevitabile che, in certe condizioni, essi si sovrappongano oppure abbiano spazi vuoti tra uno e l'altro.

III. - SCELTA DEL TIPO DI ANALIZZATORE

L'apparato da noi descritto è stato realizzato non allo scopo di studiare nuove possibilità nel campo degli analizzatori di ampiezza, ma per avere a disposizione uno strumento di lavoro più potente rispetto a quelli attualmente in uso nel nostro laboratorio ⁽²⁷⁾.

A partire da questa premessa, prima di procedere alla scelta del tipo di analizzatore, si sono fissate le caratteristiche di massima dello strumento.

Sulla traccia di quanto detto da WILKINSON ⁽¹⁰⁾ e riportato da VAN RENNES ⁽¹⁷⁾, si sono esaminati i seguenti punti: numero di canali, stabilità, rapidità di funzionamento, linearità, semplicità, flessibilità.

Le richieste riguardo a questi vari parametri non sono, naturalmente, indipendenti. Per ciò che riguarda la stabilità, sia della posizione dei canali, sia dell'ampiezza, ci si può ragionevolmente fissare su un numero dell'ordine dell'1%; analogamente per la linearità.

Il numero di canali e la rapidità di funzionamento richiedono una discussione a parte perchè sono intimamente legati sia tra loro, sia con l'aspetto economico della costruzione dell'analizzatore.

La semplicità e la flessibilità possono essere considerate come caratteristiche accessorie e sono in un certo contrasto fra loro perchè è pressochè sempre possibile, in linea di principio, ottenere una buona flessibilità aggiungendo parti ausiliarie ai blocchi fondamentali di un analizzatore dei tipi esaminati sopra.

Il problema della scelta del numero di canali ha due aspetti, uno tecnico e l'altro economico. Un analizzatore, su qualsiasi principio sia basato, è sempre costituito da un circuito di ingresso, da un gruppo di circuiti eguali tra loro (canali propriamente detti), eventualmente interdipendenti, e da un gruppo di unità di conteggio. Dal punto di vista tecnico, il passaggio a un più elevato numero di canali comporta fondamentalmente l'aumento proporzionale di tali circuiti identici.

Le limitazioni sono quindi da questo lato, tranne casi particolari, solo di carattere pratico.

Dal punto di vista economico, conviene distinguere il caso in cui si voglia dotare ogni canale di un dispositivo di demoltiplicazione di im-

pulsi dal caso in cui non si abbiano scale di demoltiplicazione, oppure ancora si faccia uso di un sistema di memoria.

I tipi di memoria fino ad ora usati sono quelli con linea di ritardo a ultrasuoni ⁽¹⁵⁾ e quelli più recenti a memoria magnetica. Ad esempio, il primo di questi è costituito da un tubo pieno di mercurio con un quarzo che funziona da trasmettitore a un estremo, e un quarzo ricevitore all'altro estremo. Un impulso di ultrasuoni impiega circa un millisecondo a percorrere la linea. Quando giunge alla fine, viene ricevuto, amplificato e rinviato al trasmettitore. Treni di impulsi circolano così indefinitamente entro il sistema.

Si pensi di iniettare una volta per tutte entro la linea un impulso standard e che, in sincronismo con esso, inizi un impulso a salita lineare. L'impulso standard è l'origine della scala dei tempi. A un tempo t , la tensione dell'impulso a salita lineare sia V_t . Dopo un intervallo di tempo pari al tempo T di trasmissione entro la linea a mercurio, la tensione V_t va rapidamente a zero per poi tornare a crescere linearmente.

L'impulso in arrivo carica un condensatore a una tensione pari alla propria ampiezza V . Un circuito di confronto permette di stabilire a quale istante di tempo t' la tensione V_t raggiunge il valore V . Naturalmente, nel caso che all'istante di arrivo dell'impulso si abbia $V_t > V$, il circuito attende, per eseguire il confronto, il successivo ciclo di salita lineare di V_t .

All'istante di tempo t' , determinato dalla condizione: $V_{t'} = V$, viene iniettato entro la linea un impulso la cui distanza in tempo rispetto all'impulso standard risulta proporzionale a V .

In questo modo, un gruppo di impulsi circolanti entro la linea con un ritardo rispetto all'impulso standard compreso tra t e $t + \Delta t$ corrisponde all'aver avuto in ingresso un gruppo di impulsi di ampiezza compresa tra V_t e $V_t + \Delta t$.

Per ottenere la classificazione degli impulsi in canali di ampiezza determinata, si divide l'intervallo di tempo T , impiegato da V_t per raggiungere il suo valore massimo, in N parti uguali. Un impulso di ampiezza V che corrisponda all'iniezione entro la linea di un impulso con ritardo t , tale che:

$$k T/N < t < (k + 1) T/N$$

viene attribuito al k -esimo canale.

Il funzionamento della memoria è in realtà più complicato, perchè nel k -esimo canale gli impulsi già arrivati non si distribuiscono a caso entro l'intervallo di tempo T/N , ma vengono invece raggruppati in modo

da formare un numero in codice binario. Esso è proprio il numero di impulsi giunti sull'analizzatore con ampiezze V corrispondenti a ritardi t compresi tra kT/N e $(k+1)T/N$.

Da quanto detto segue che, dato che il tempo impiegato da una memoria del tipo descritto per analizzare un impulso è dell'ordine del millisecondo, non si ha una grande differenza rispetto al caso di un 100 canali dotato di numeratori meccanici veloci (10 imp./sec per canale), che consentono una velocità di classificazione prossima anch'essa a un impulso per ogni millisecondo.

D'altra parte l'uso di scale di demoltiplicazione rende proibitivo il costo di un apparato che comprenda un elevato numero di canali.

Ci si riduce perciò all'alternativa: molti canali senza scale di demoltiplicazione (eventualmente con memoria), oppure pochi canali con scale di demoltiplicazione.

L'alternativa esposta non è a sè stante ma è legata al tipo di analizzatore, perchè se ci si orienta su un sistema di immagazzinamento dei dati che sia, di principio, « lento », cioè con poteri risolutivi attorno al millisecondo, non è necessario che il circuito elettronico analizzi gli impulsi in un intervallo di tempo molto minore; occorrerà anzi, come si è visto, introdurre un tempo morto di sufficiente durata, dopo l'arrivo di ciascun impulso, per impedire falsi conteggi.

Per non avere distorsioni nello spettro, occorre che il tempo morto sia introdotto da ciascun impulso in arrivo, anche se esso non cade nella porzione di spettro che l'analizzatore sta esaminando.

Infatti, detto n il numero di impulsi classificati, N il numero degli impulsi all'ingresso dell'analizzatore e τ il tempo morto, nel caso che i canali coprano tutto lo spettro, è:

$$n = \frac{N}{1 + \tau N}$$

Si immagini ora di avere un analizzatore a 20 canali e di spostare questi lungo lo spettro. Si hanno i due casi: o il tempo morto è introdotto solo dagli impulsi che cadono entro i 20 canali e al di là di essi, oppure viene introdotto da tutti gli impulsi (al di là di una certa soglia) che incidono sull'analizzatore. Nel secondo caso il numero di impulsi n a disposizione dell'analizzatore non dipende dalla posizione dei canali entro lo spettro. Nel primo caso, invece, lo spostamento dei canali entro lo spettro altera il numero N di impulsi che generano il tempo morto e altera perciò l'intensità n degli impulsi analizzati, producendo una di-

storsione dello spettro. E' dunque necessario per evitare distorsioni che il tempo morto sia introdotto da tutti gli impulsi che giungono all'analizzatore. Se questo è un analizzatore « lento », accadrà però allora che, nel caso di uno spettro con due righe di intensità molto diversa, la presenza della riga più intensa ha la conseguenza di prolungare parecchio la misura della riga meno intensa.

Dal punto di vista economico, quando si usino scale di demoltiplicazione, il numero più conveniente di canali sembra essere venti. Ciò è confermato del resto dall'orientamento generale, anche in campo industriale. Infatti, anche con velocità di conteggio moderate, un'analizzatore a 20 canali munito di scale non è svantaggiato rispetto per esempio a un 100 canali con tempo morto attorno ai 1000 microsecondi. Ciò in quanto un 20 canali può realizzarsi con una rapidità di classificazione molto migliore di 1000 microsecondi.

Fissata così anche quest'ultima caratteristica, ci si restringe a un unico tipo di analizzatore: quello a discriminazione, perchè i metodi oscillografici sono inferiori a questo per quanto riguarda la stabilità e il metodo a conversione ampiezza-tempo è più complicato dato il potere risolutivo da noi richiesto.

Ci si è quindi ristretti a queste due possibilità: analizzatore a discriminazione con amplificatore polarizzato, discriminatori, coincidenze di tipo convenzionale, oppure analizzatore del tipo GATTI.

Gli esemplari finora realizzati di questi due tipi di analizzatore differiscono ben poco tra loro, per ciò che riguarda le caratteristiche generali di impiego. Il primo tipo, progettato inizialmente a Oak Ridge, perfezionato a Los Alamos ⁽²²⁾ raggiunge, in una versione commerciale, le seguenti caratteristiche: stabilità di ampiezza dei canali uno per cento su 24 ore, potere risolutivo 2.4 microsecondi, stabilità della soglia 1 canale su 24 ore. Il secondo tipo, nel modello da laboratorio, ha 3 microsecondi di potere risolutivo e presumibilmente gli stessi valori della stabilità della soglia e dell'ampiezza dei canali.

Restano quindi, come caratteristiche contrapposte, da un lato la quasi automatica eguaglianza di ampiezza dei canali, dall'altra la contiguità dei canali tra di loro. Questo se non si vuol tener conto della indubbia maggiore semplicità dei circuiti del tipo di Oak Ridge.

L'eguaglianza in ampiezza dei canali è necessaria per evitare distorsioni dello spettro misurato. La contiguità dei canali tra di loro, pur non essendo strettamente necessaria, è una proprietà molto utile per un analizzatore. Infatti supponiamo di misurare una porzione di spettro, per esempio tra 20 e 40 V, con un 20 canali del tipo di Oak Ridge, in tal caso un impulso in ingresso di ampiezza compresa tra 20 e 40 V viene sicura-

mente contato in uno dei canali. Si ha allora che la somma degli impulsi registrati nei 20 canali coincide con il numero di impulsi nella porzione di spettro tra 20 e 40 V. Nel caso, invece, di un analizzatore di tipo GATTI, la somma degli impulsi contati nei canali non corrisponde al numero di impulsi che cadono nella porzione di spettro analizzata. Tale somma è maggiore dell'intensità della porzione di spettro in esame nel caso che vi sia parziale sovrapposizione dei canali ovvero è minore se si hanno spazi vuoti tra un canale e l'altro.

Nel nostro laboratorio, d'altro canto, si sono costruiti e funzionano da tempo analizzatori a canale singolo (²⁷) tipo Oak Ridge con ottimi risultati anche per ciò che riguarda la stabilità in ampiezza dei canali. Si è quindi pensato che, anche nel caso di un analizzatore a molti canali, una volta eseguita una accurata taratura, le ampiezze dei vari canali si sarebbero mantenute identiche tra di loro senza richiedere frequenti aggiustamenti.

E' allora evidente che la contiguità dei canali tra di loro risulta una caratteristica aggiuntiva dell'analizzatore tipo Oak Ridge rispetto a quello di GATTI e in tal senso si è orientata la nostra scelta.

IV. - SCHEMA A BLOCCHI

Lo schema a blocchi dei circuiti principali del nostro analizzatore è dato in fig. 1.

Oltre all'amplificatore a finestra e ai canali la cui funzione è stata

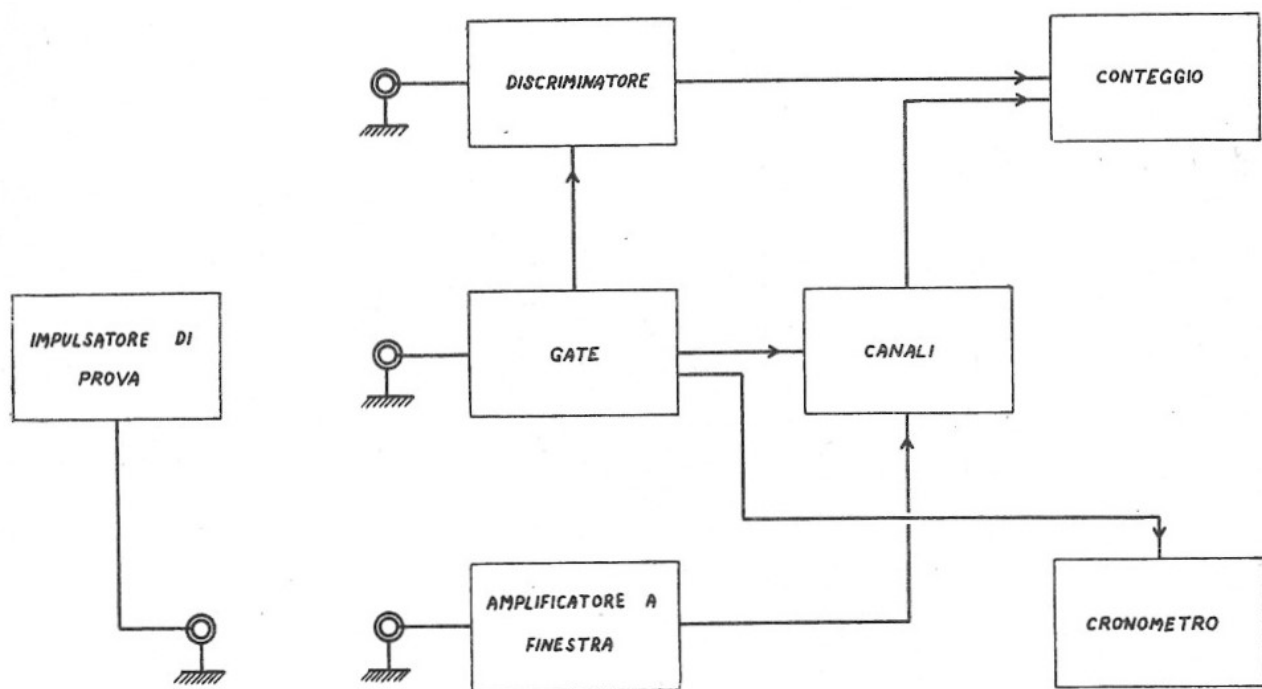


Fig. 1. - Schema a blocchi.

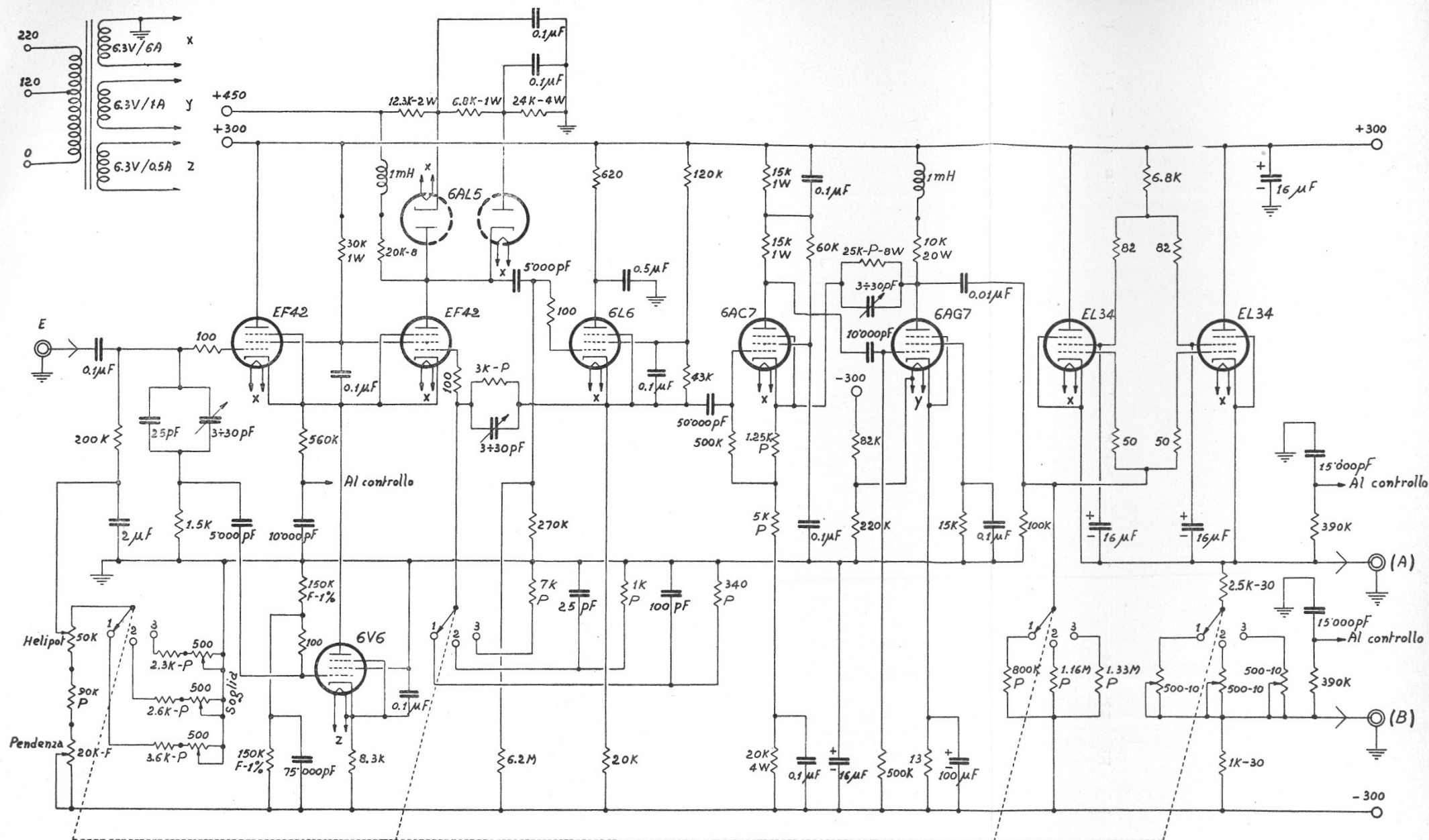


Fig. 2. - Amplificatore a finestra.

illustrata esponendo per sommi capi il principio di funzionamento dell'analizzatore tipo Oak Ridge, abbiamo un blocco di conteggio e un blocco di circuiti di interdizione (gate) il cui scopo è quello di comandare il funzionamento dell'apparato a istanti di tempo e per durate predeterminati. Si può, come si vedrà più precisamente in seguito, ottenere un funzionamento in coincidenza o anticoincidenza (con e senza tempo morto) con un impulso esterno, oppure in coincidenza ritardata. Si è così raggiunta una certa flessibilità di impiego, senza complicare sensibilmente i circuiti. Vi sono poi circuiti ausiliari, alcuni non compresi nello schema a blocchi, che servono al controllo e taratura dell'apparato o che provvedono a formare opportunamente gli impulsi da analizzare.

V. - DISCUSSIONE PARTICOLAREGGIATA DEI SINGOLI BLOCCHI

Amplificatore a finestra.

L'amplificatore a finestra ha il compito di tagliare l'impulso in ingresso, di ampiezza V , ad un'altezza V_0 e di amplificarne la restante parte per un fattore k . L'impulso alto $k(V-V_0)$ viene inviato sull'insieme di discriminatori polarizzati ai livelli $V_1 \dots V_N$. Nel nostro caso l'intervallo di polarizzazione è di circa 200 V, diviso in 20 parti e perciò l'impulso $k(V-V_0)$ deve poter raggiungere un'ampiezza superiore ai 200 V.

Naturalmente è previsto nel circuito un dispositivo che impedisce il sovraccarico dell'amplificatore da parte di impulsi in ingresso troppo elevati.

Per ottenere le differenti ampiezze dei canali, il fattore di amplificazione k è variabile a scatti. Si hanno canali da 0.5 - 1 - 2 V. Ciò significa che essendo:

$$V_k - V_{k-1} \approx 10 \text{ V}$$

si dovranno avere, per k , i valori 20 - 10 - 5 approssimativamente.

Il blocco dell'amplificatore a finestra (fig. 2) ha tre parti distinte: a) l'amplificatore a finestra propriamente detto comprendente le due EF42, le 6V6, la 6L6 e la 6AL5; b) un amplificatore intermedio costituito dalla 6AC7 e 6AG7; c) un cathode follower di uscita con due EL34 in parallelo.

L'amplificatore a finestra è identico a quello usato nell'analizzatore a un canale già costruito nel nostro laboratorio, salvo qualche variante di poco conto. Si ha, ad esempio, sulla seconda EF42, una tensione anodica più elevata (+450 V) così da avere in uscita un impulso utile fino a 50 V di ampiezza. Altra variante è la sostituzione dei diodi al germanio sulla placca della seconda EF42 con un doppio diodo 6AL5, necessaria

dato che i diodi funzionano con una tensione inversa maggiore di 50 V. L'amplificazione è regolata con un commutatore a tre scatti che cambia l'ammontare della reazione sulla griglia della seconda EF42. Si cambiano anche contemporaneamente le resistenze in serie al partitore tarato di polarizzazione (helipot) in modo da poter aggiustare la soglia indipendentemente per le tre posizioni.

L'impulso che esce da questa prima parte, con una ampiezza variabile tra 0 e 50 V viene inviato su uno stadio di amplificazione, fortemen-

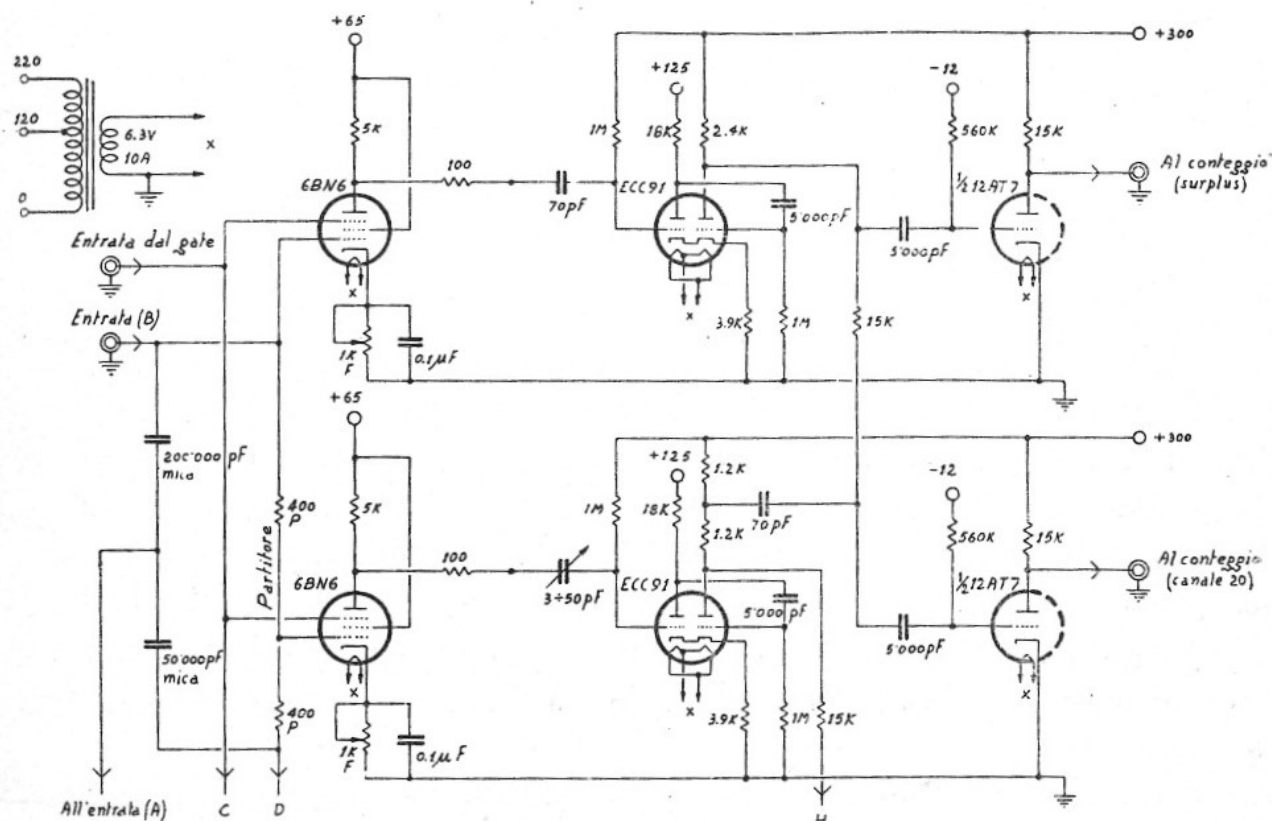


Fig. 3. - Canale 20 e surplus.

te controreazionato, che amplifica circa 4, con una uscita maggiore di 200 V, e di qui passa al cathode follower di uscita. Compito di tale cathode follower è quello di fornire, alle due uscite A e B, cortocircuitate da un condensatore da 200.000 pF (fig. 3), un impulso identico. La potenza occorrente deve essere calcolata tenendo conto sia della capacità che occorre caricare (cavi di connessione, capacità di ingresso dei discriminatori dei canali, etc.) e sia del carico dovuto alla corrente di griglia condotta dalle valvole discriminatrici dei canali più bassi, quando si sia in presenza di un impulso di ampiezza corrispondente ai canali più alti.

Altro compito svolto dalle due EL34 in parallelo è quello di fornire la tensione ai capi del partitore che polarizza le valvole discriminatrici dei canali.

Canali.

Il circuito dei canali è dato nelle fig. 3 e 4 che mostrano rispettivamente il 20° canale con il surplus e il 1° e il 2° canale con l'uscita « totale ».

Ciascun canale è costituito da una valvola discriminatrice 6BN6, e

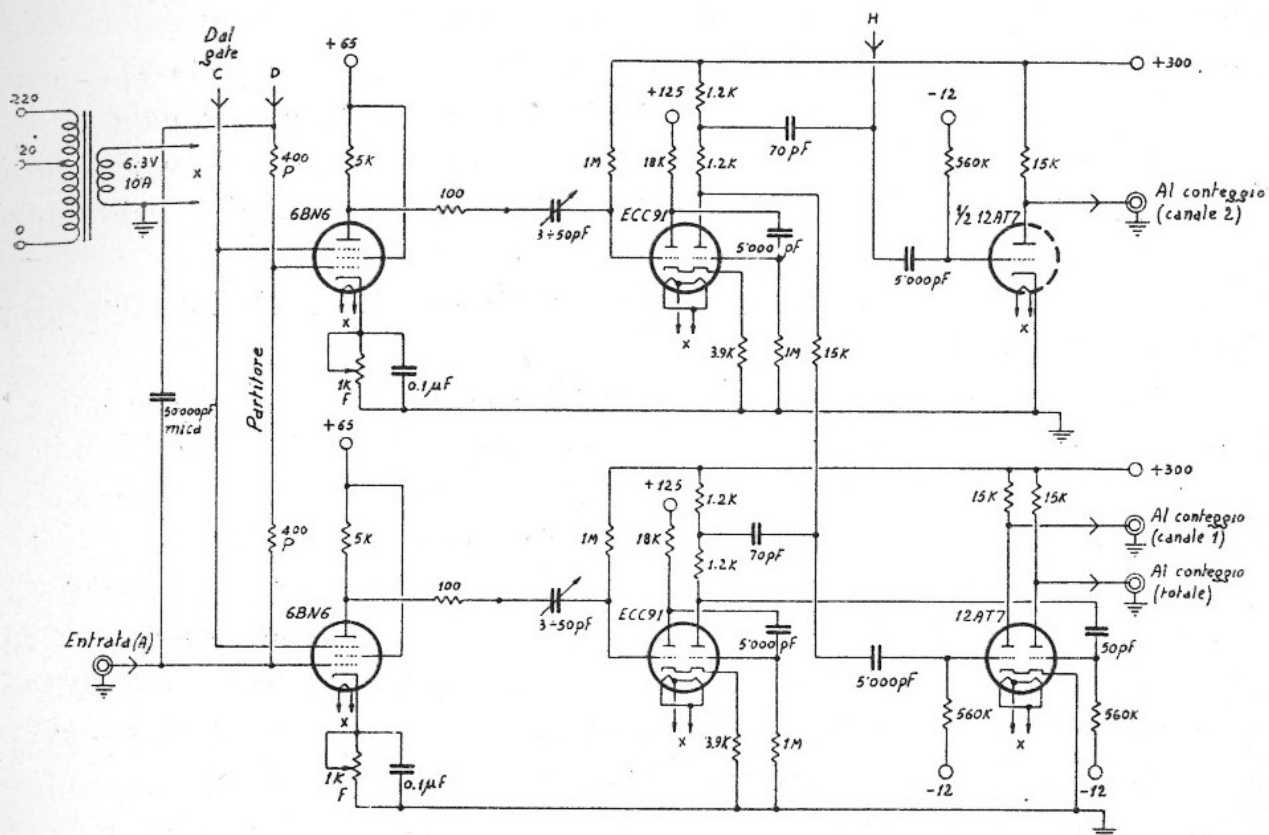


Fig. 4. - Canali 1 e 2 e totale.

da un univibratore a doppio triodo ECC91, da un circuito mescolatore e da una valvola di uscita $\frac{1}{2}$ 12AT7.

Si hanno in tutto 20 canali identici oltre al circuito « totale » e « surplus ».

Il meccanismo con cui un impulso esce solo da un canale corrispondente alla sua ampiezza è il seguente. Si immagina, ad esempio, che l'impulso in uscita dall'amplificatore a finestra abbia un'ampiezza sufficiente per accendere la 6BN6 del canale 2 (e quindi accende sicuramente quella del canale 1, meno polarizzato) ma non la 6BN6 del canale 3. In tal caso gli univibratori del canale 1 e 2 danno ambedue sulla seconda placca del doppio triodo un impulso negativo.

Una porzione di tale impulso, prelevata sul partitore di placca formato di due resistenze da 1.2 K in serie, viene derivata e mescolata con

l'intero impulso proveniente dal canale seguente. In questo caso, una parte dell'impulso del canale 1, derivata, viene sovrapposta con lo impulso del canale 2. Se l'impulso dell'univibratore va crescendo in durata col numero d'ordine del canale, è chiaro che il piccolo impulso positivo ottenuto per derivazione dell'impulso negativo dell'univibratore, sovrapposto all'impulso negativo proveniente dal canale seguente, dà in totale un impulso completamente negativo. Nel canale 2, invece, nel nostro esempio, manca nel circuito mescolatore l'impulso negativo dal canale 3 e sulla griglia della 12AT7 giunge quindi l'impulso derivato che, con la sua parte positiva, accende le valvole e dà una uscita in placca.

La regolazione delle durate degli univibratori viene fatta per mezzo dei compensatori sull'accoppiamento tra la 6BN6 e il primo triodo della ECC91.

Queste durate variano tra 5 μ sec. e 20 μ sec. al passaggio dal primo canale al surplus.

E' quasi superfluo dire che tutti gli impulsi che oltrepassano il 20^{mo} canale vengono registrati nell'uscita « surplus » mentre l'uscita « totale » si ha ogni qual volta si accende la 6BN6 del canale 1 e quindi permette di registrare la somma degli impulsi sui canali e sul surplus.

Il circuito dei canali non si differenzia da quello di JOHNSTONE ⁽²²⁾, tranne che per avere usato valvole di corrente produzione europea.

Occorre solo aggiungere che le seconde griglie controllo delle 6BN6 sono tutte collegate e vengono comandate dal circuito di interdizione.

Il potenziometro sul catodo delle 6BN6 serve a correggere le differenze, esistenti tra valvola e valvola, tra le tensioni di accensione e a compensare eventuali non linearità dell'amplificatore a finestra.

Infatti, detta A_k l'amplificazione differenziale media, per impulsi di ampiezza compresa tra V_k e V_{k+1} , dell'amplificatore a finestra, ΔP_k la differenza di polarizzazione tra il canale k e il $k+1$, l'ampiezza del canale K -esimo, è:

$$\Delta V_k = \frac{\Delta P_k}{A_k}$$

e quindi variando ΔP_k si può seguire la eventuale variazione di A_k .

Conteggio.

L'uscita dei canali va sul sistema di conteggio (fig. 5). Un circuito di ingresso ha il compito di formare l'impulso in modo che esso sia idoneo per il funzionamento di una decade EIT.

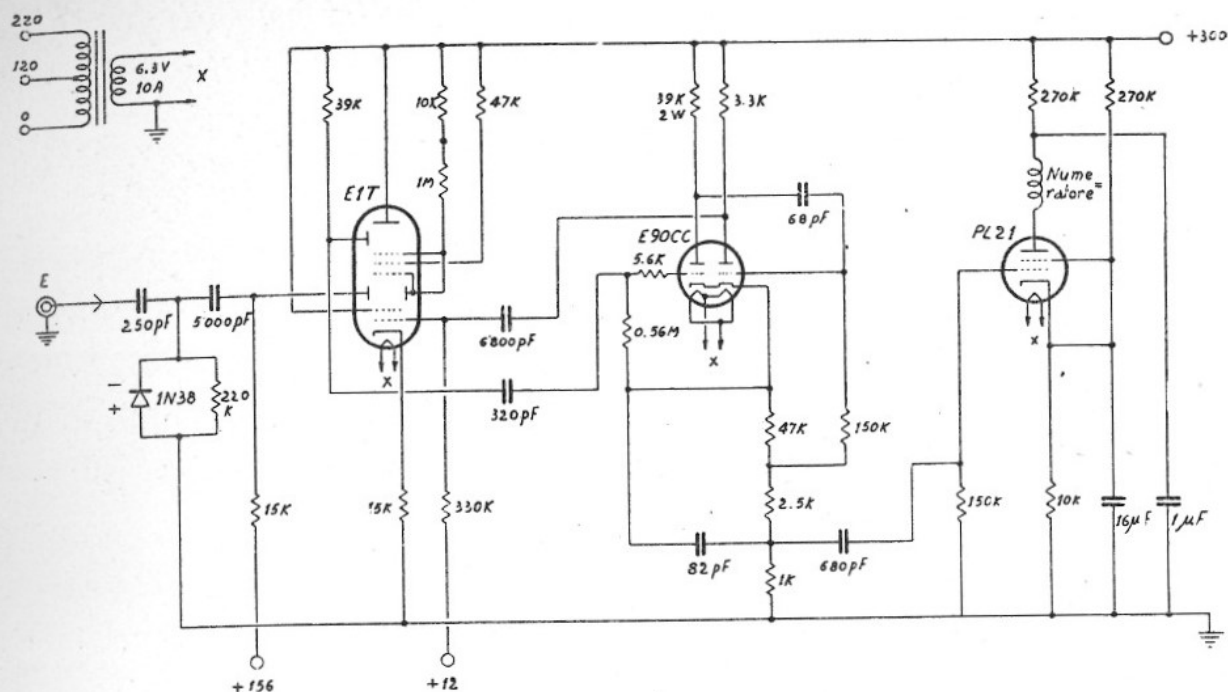


Fig. 3. - Scala decadica e numeratore.

L'uscita della decade aziona un numeratore meccanico per mezzo di un thyatron PL21.

Il « totale » e il « surplus » hanno ciascuno una scala di mille, invece che una scala di 10 come i canali.

Circuito di interdizione.

Un analizzatore costituito solamente dall'insieme dei circuiti descritti è in grado già di funzionare.

Sussisterebbe però il pericolo di avere in arrivo un impulso di durata maggiore degli impulsi degli univibratori dei canali. In tal caso si avrebbe una seconda partenza di tali univibratori per effetto dell'ultima porzione dell'impulso di ingresso.

Il metodo più semplice per evitare tali falsi conteggi consiste nell'introdurre un tempo morto che blocca l'analizzatore fino a che esso non ha classificato l'impulso in arrivo e fino a che questo non è tornato a zero.

Il principio di funzionamento di questo circuito di interdizione è dunque basato sul blocco dell'analizzatore per un tempo prestabilito a partire da un certo istante di arrivo di un impulso esterno. Dato questo, è logico che si sia cercato di estendere le possibilità del circuito a tutti quei casi che rientrano in tale principio.

sitivo che viene trasmesso dalla 12AT7 di uscita alla g_3 delle 6BN6 dei canali. Tali elettrodi sono portati da una tensione negativa di circa -30 a un valore prossimo a zero e così eventuali impulsi sulle g_1 delle 6BN6 dei canali possono accendere dette valvole.

Contemporaneamente l'impulso positivo di durata t_1 uscente dal primo univibratore comanda, con la parte negativa che risulta da una derivazione, un secondo univibratore costituito da una ECC91. L'impulso negativo di esso viene comunicato alla g_3 della 6BN6 del circuito di interdizione e la blocca per un intervallo di tempo t_2 .

Per avere il funzionamento b) si sopprime il funzionamento del secondo univibratore collegando la resistenza di fuga di griglia del secondo triodo con un punto a -300 invece che a terra.

La coincidenza ritardata del caso c) è ottenuta inviando alla 12AT7

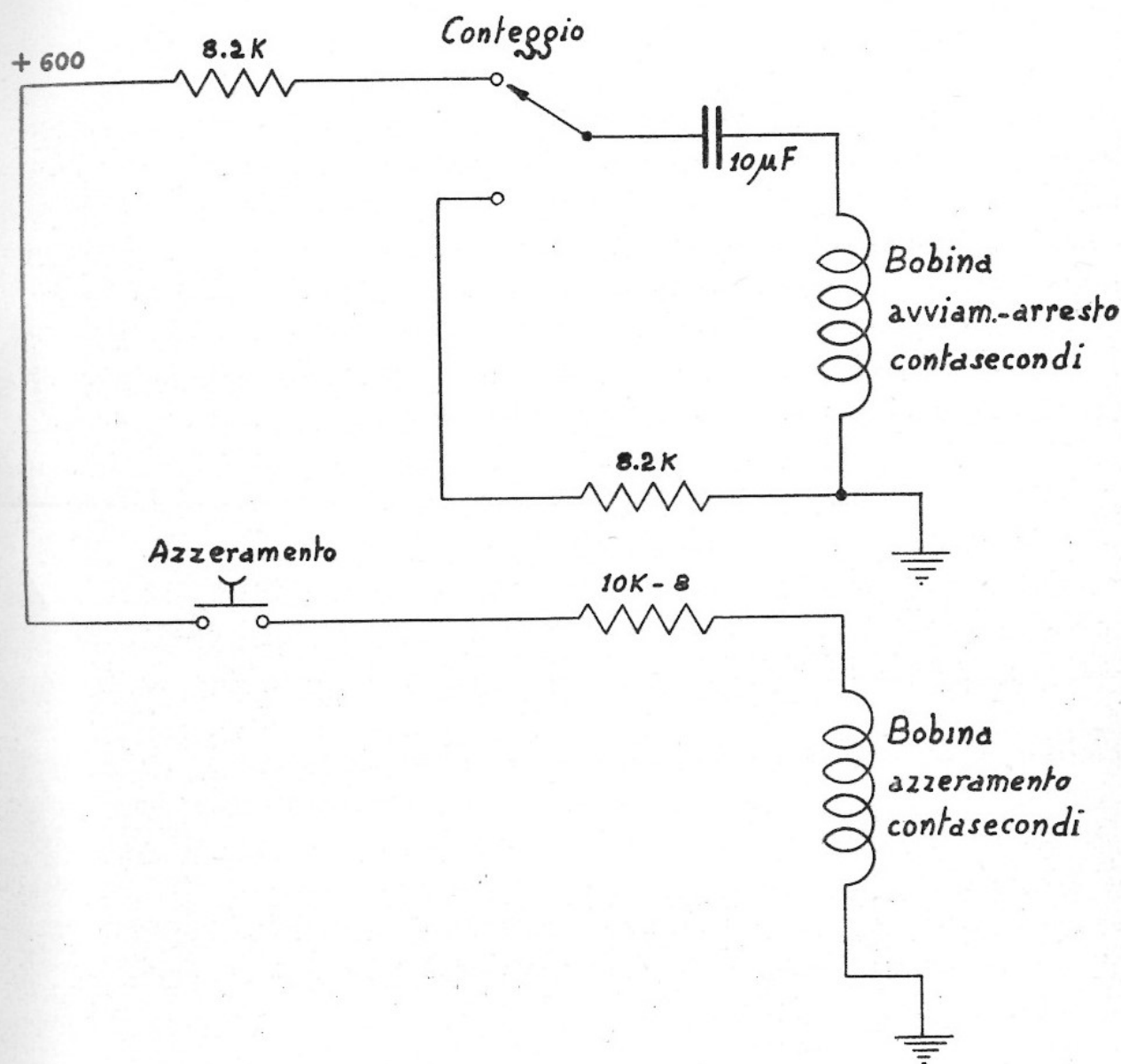


Fig. 7. - Circuito di comando del contasecondi.

di uscita dell'amplificatore a finestra ha un carico capacitivo non indifferente. Tale capacità ha l'effetto di abbassare l'ampiezza dell'impulso tanto di più quanto più breve è l'impulso. Benchè lo stadio di uscita sia largamente dimensionato, è ragionevole attendersi un calo dell'ordine dell'1% per impulsi di durata inferiore al microsecondo. Una condizione essenziale perchè l'apparato sia di uso pratico è invece che, tra l'altro, tarando l'apparato con un impulso di certe caratteristiche, l'apparato rimanga tarato anche in tutti gli altri casi.

Si può ulteriormente osservare che la presenza del formatore di impulsi che dà in uscita un segnale pressochè squadrato e di durata attorno ai 2.5 microsecondi, facilita notevolmente il funzionamento dell'amplificatore a finestra. Se infatti all'amplificatore a finestra giunge un impulso di forma usuale con tempo di salita t_1 e tempo di discesa t_2 , si può notare ⁽¹⁴⁾ che all'aumentare del taglio dell'amplificatore a finestra, la parte di impulso che sorpassa la polarizzazione e che viene perciò amplificata ha una durata in progressiva diminuzione. E un impulso con larghezza alla base di qualche microsecondo, tagliato in prossimità del vertice, può avere un residuo con durata notevolmente più breve, magari dell'ordine del decimo di microsecondo. L'amplificatore a finestra dovrebbe avere quindi un'ampiezza di banda molto al di là di quella che corrisponde al tempo di salita dell'impulso da classificare.

La riduzione di tutti gli impulsi a segnali approssimativamente squadrati elimina tale inconveniente.

Lo schema del formatore contiene come parte essenziale il circuito allungatore dovuto a KELLEY ⁽¹⁶⁾ costituito nella nostra versione dalla coppia di 1N34 in serie, dai due altri 1N34, dai cathode follower di ingresso e di uscita e dalle due 6AH6.

Il funzionamento consta di due fasi successive: la prima durante la quale il condensatore da 50 pF sulla griglia del cathode follower di uscita si carica alla tensione di picco dell'impulso di ingresso; la seconda durante la quale si mantiene, attraverso il diodo che carica il condensatore, una differenza di potenziale all'indietro piccola, così che ne risulti una corrente di scarica del condensatore molto piccola e una costante di tempo di scarica sensibilmente lunga.

La prima fase ha una durata all'incirca pari al tempo di salita dell'impulso in ingresso, in questo intervallo il condensatore da 50 pF si carica, il diodo 1N34 collocato verticalmente nello schema è interdetto.

Nella seconda fase, mentre i due diodi in serie si interdicono, lo impulso di uscita viene riportato attraverso il diodo 1N34 (in verticale nella figura) alla placca dell'1N34 che carica il condensatore. In tal modo attraverso questo diodo si ha una tensione all'indietro molto pic-

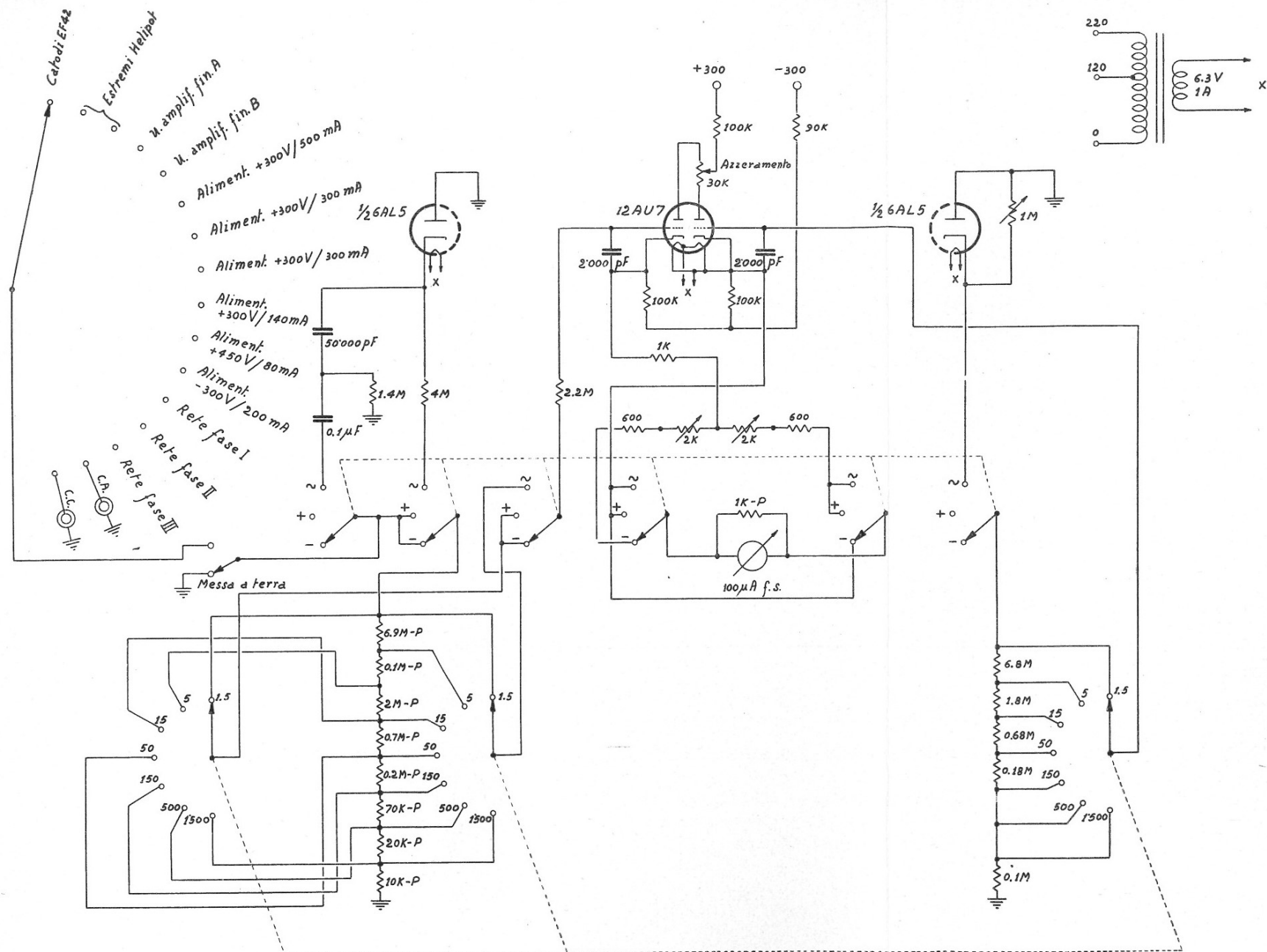


Fig. 10. - Voltmetro a valvola.

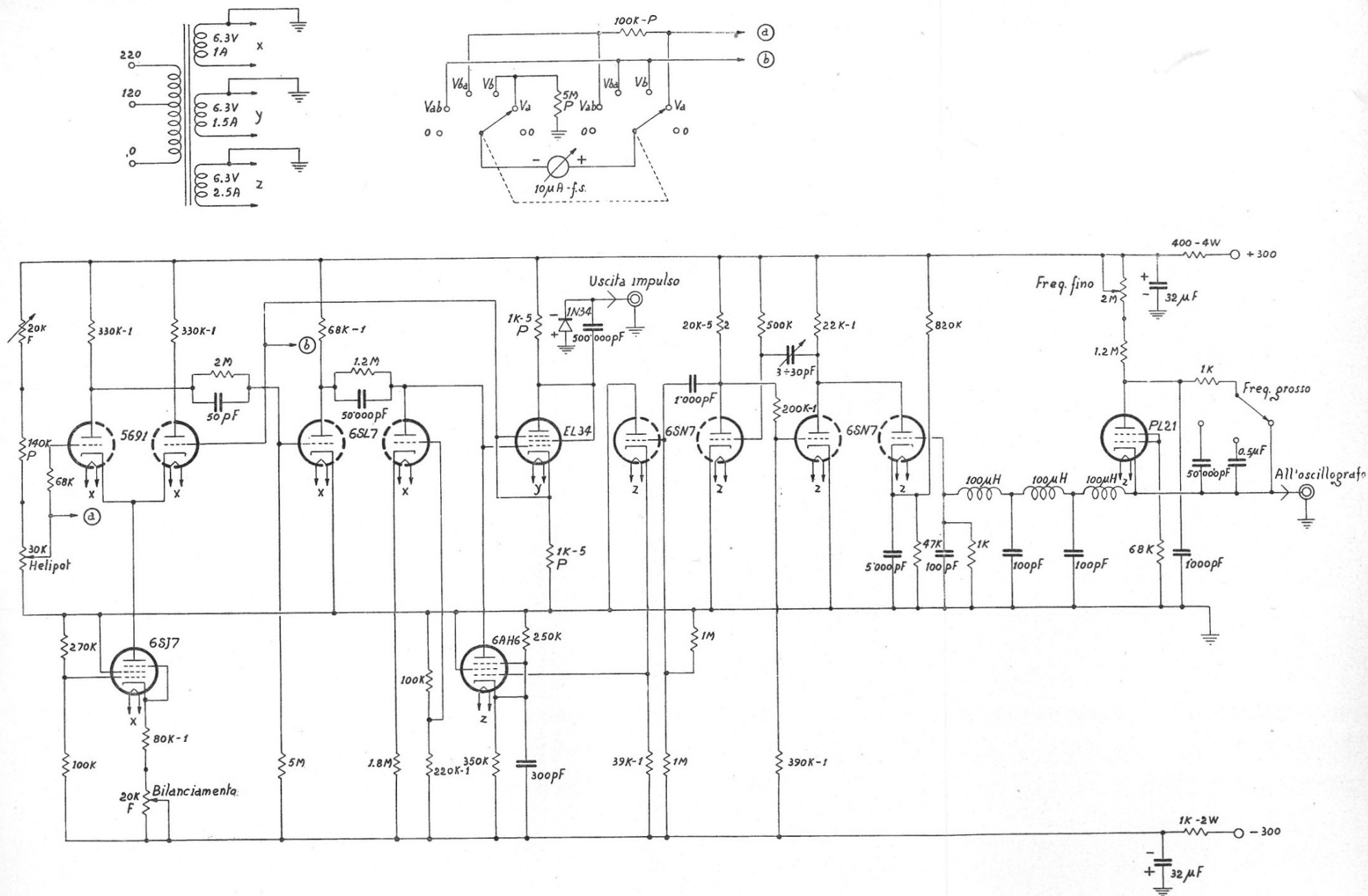


Fig. 11. - Impulsatore di controllo.

circuito non è quindi altro che un formatore di impulsi che comanda una scala di mille.

Gli apparati di controllo sono due: un voltmetro a valvola (fig. 10) e un impulsatore calibrato (fig. 11).

Il voltmetro a valvola molto simile ai tipi di uso corrente è provvisto di un commutatore che permette di porre lo strumento in contatto con tutti i punti più importanti dell'intero analizzatore.

L'impulsatore calibrato è analogo al modello 100 dell'ELMORE e SANDS ⁽⁵⁾ con ampiezza dell'impulso variabile a piacere e con ottime caratteristiche di stabilità nel tempo.

L'unica modifica di rilievo è costituita dalla sostituzione della valvola formatrice d'impulso, che nello schema originale è una 6SH7, con una EL34. Si ha così la possibilità di abbassare la resistenza di placca da 5.000 ohm a 1.000 ohm, di altrettanto diminuisce l'impedenza di uscita dell'impulsatore.

Alimentatore.

Un pannello (fig. 18) provvede alla distribuzione della tensione alternata di rete ai vari blocchi, (fig. 12). Sulle singole fasi si hanno valvole automatiche di sicurezza.

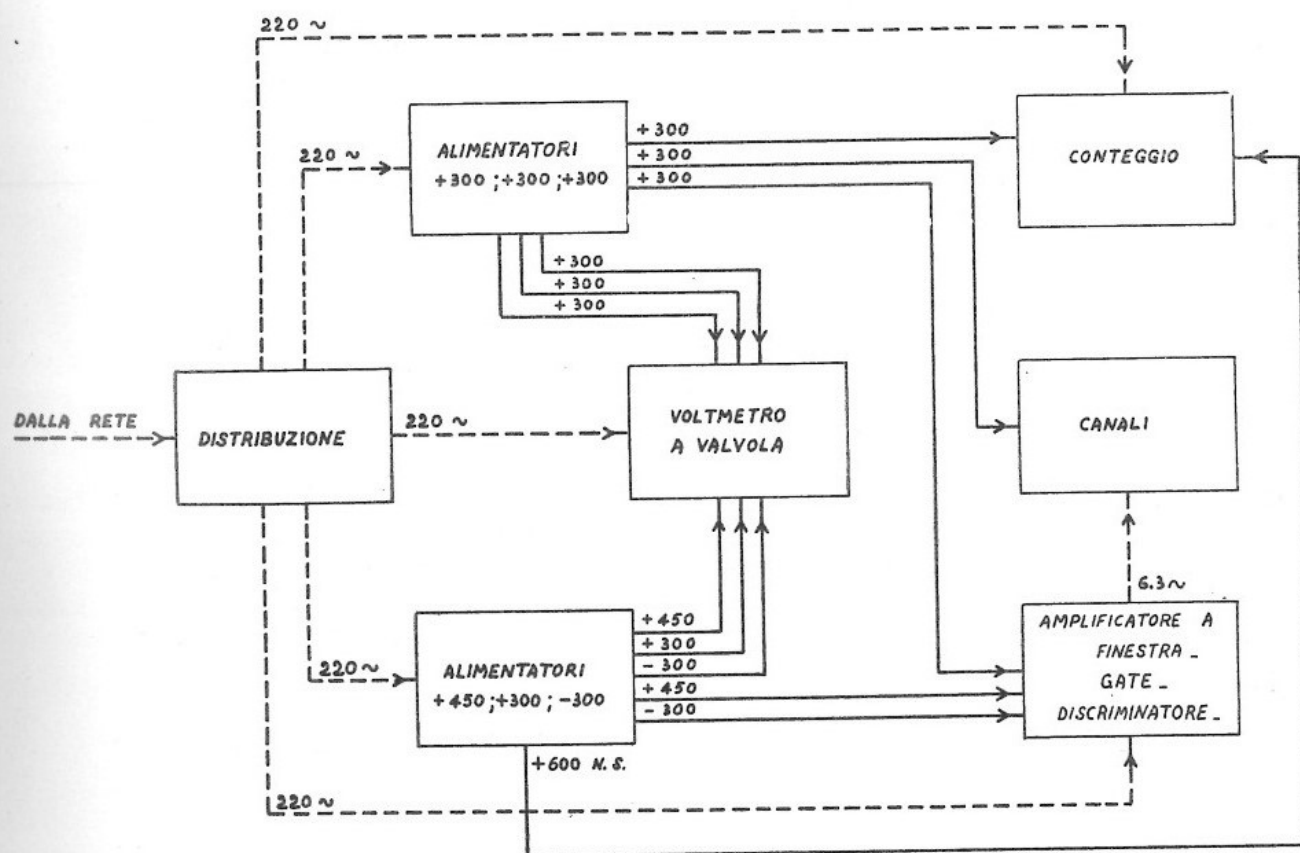


Fig. 12. - Schema a blocchi dell'alimentazione.

La tensione continua stabilizzata viene fornita da due gruppi di alimentatori.

Un primo gruppo, per complessivi 1,1 A a + 300 V è costituito da tre alimentatori rispettivamente da 500 mA, 300 mA e 300 mA di corrente massima (fig. 13 e 14). Lo schema non si discosta da quelli usuali

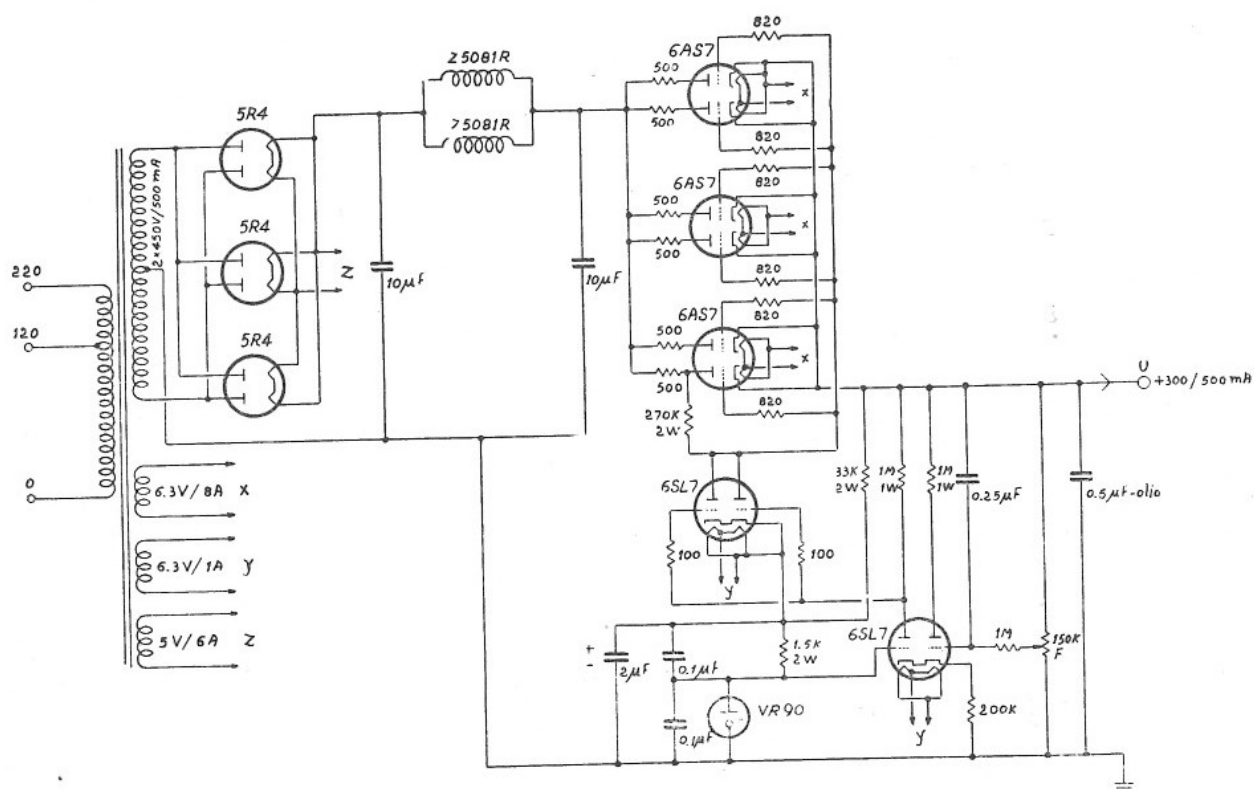


Fig. 13. - Alimentatore +300 V/500 mA.

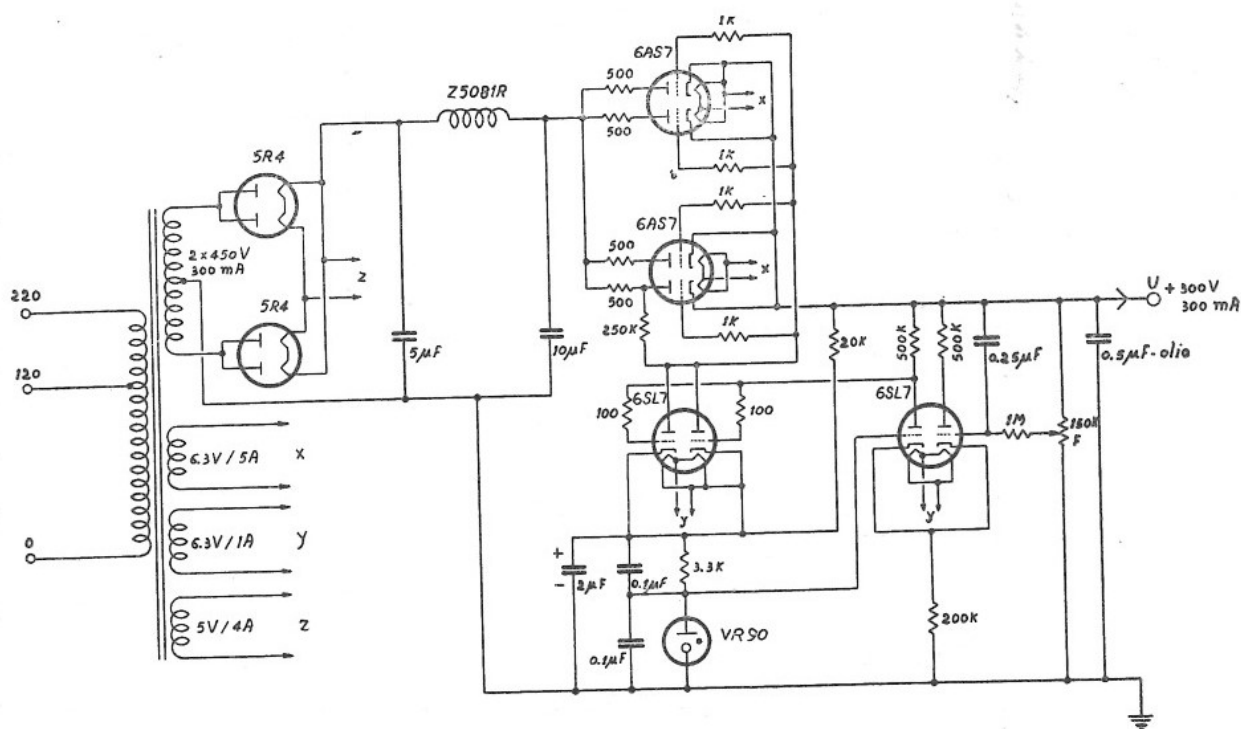


Fig. 14. - Alimentatore +300 V/300 mA.

si può solo notare che le piccole resistenze di placca delle 6AS7 hanno il compito di impedire che uno dei triodi sia sovraccaricato rispetto agli altri. Se infatti ciò accadesse la caduta della resistenza aumenterebbe e diminuirebbe la tensione di placca del triodo che tenderebbe così a condurre meno corrente.

Il secondo gruppo di alimentatori fornisce una tensione di — 300 V 200 mA (fig. 15), una tensione di + 450 V 80 mA (fig. 16) e infine una

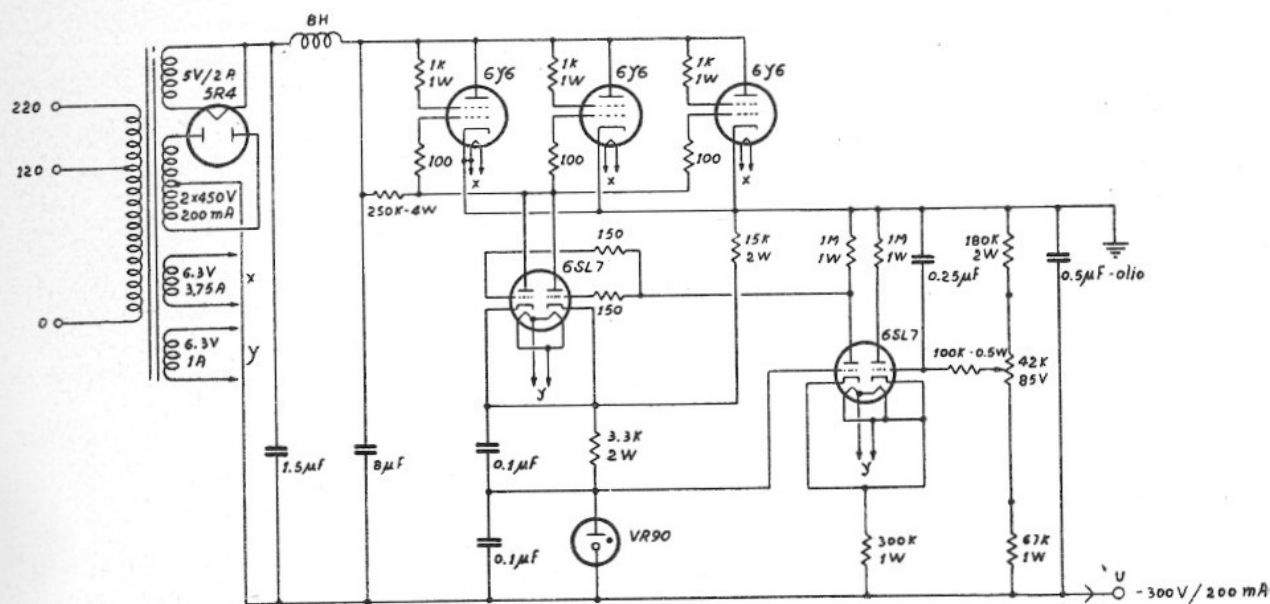


Fig. 15. - Alimentatore — 300 V/200 mA.

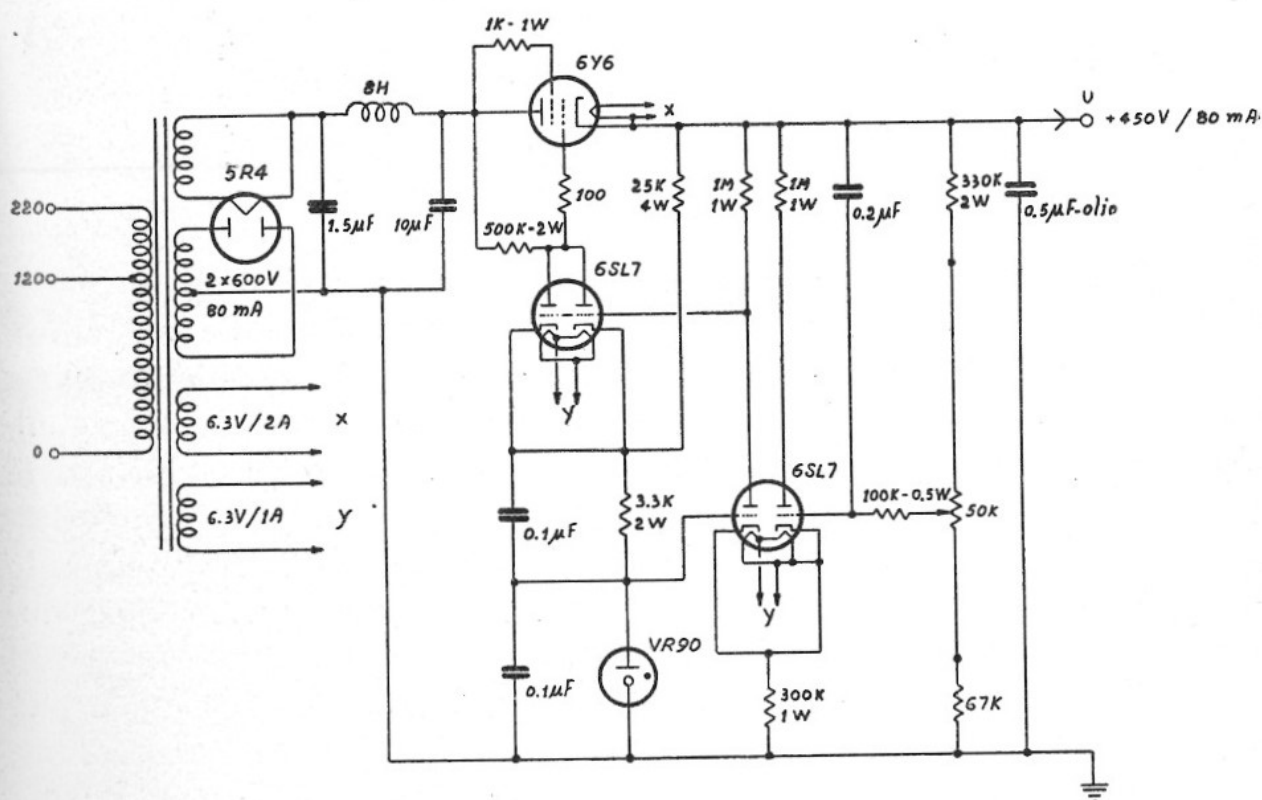


Fig. 16. - Alimentatore +450 V/80 mA.

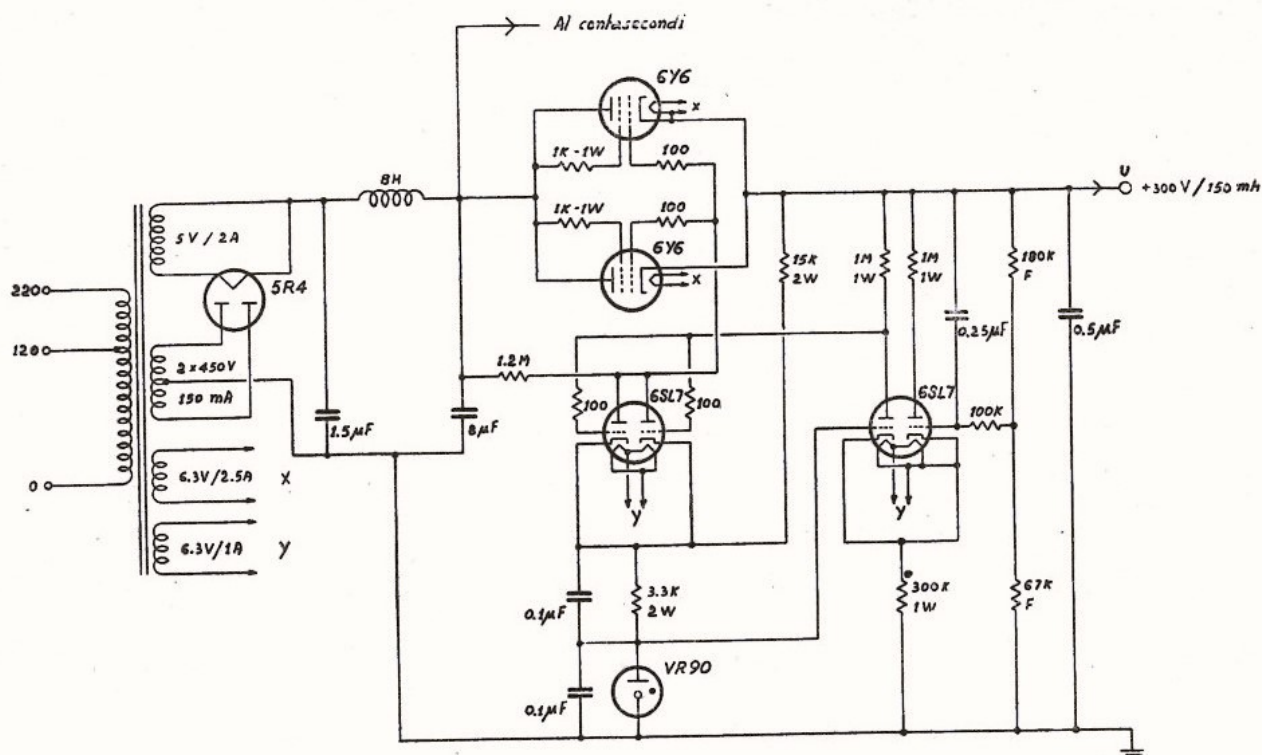


Fig. 17. - Alimentatore +300 V/150 mA.

tensione di + 300 V 150 mA (fig. 17). Quest'ultimo alimentatore, non necessario al funzionamento del 20 canali è stato previsto per poter alimentare apparati esterni.

Anche per questo secondo gruppo si tratta di circuiti che non presentano variazioni dagli schemi usuali.

La fig. 18 ci dà una veduta d'assieme dell'analizzatore.

VI. - CARATTERISTICHE DELL'ANALIZZATORE

In questa parte del presente lavoro, ci si propone di studiare più da vicino quali sono i circuiti che fissano alcuni parametri dell'analizzatore.

Si vuole in particolare portare l'attenzione su ciò che determina la soglia del conteggio e l'ampiezza dei canali. Inoltre ci si chiede quali siano le possibilità dell'apparecchio per quanto riguarda le misure in coincidenza.

La soglia di conteggio è l'altezza di un impulso che sia ancora in grado di essere contato nel primo canale, quando la polarizzazione dell'amplificatore a finestra è al suo minimo valore.

Un impulso che abbia un'ampiezza al di sotto della soglia non può perciò essere registrato.

Le parti dei circuiti che entrano nella determinazione della soglia sono: la prima parte dell'amplificatore a finestra fino all'amplificatore

intermedio escluso, il cathode follower di uscita, sempre dell'amplificatore a finestra, la valvola discriminatrice 6BN6 del canale 1.

La prima EF42 dell'amplificatore a finestra deve essere interdetta per tutti i valori della polarizzazione (cioè per tutte le posizioni dell'heliopot) e quindi è necessario mantenere una differenza di potenziale griglia-catodo che si aggira generalmente attorno ai 5 V. Dato che la tensione di interdizione è nel nostro montaggio attorno ai 3 V questo introduce una soglia di circa 2 V.

In realtà però il fatto che l'impulso di ingresso porti la prima EF42 all'accensione non è sufficiente per avere una uscita sulla placca della seconda EF42, la corrente di tale valvola ha infatti, in quiete, due componenti: l'una fluisce attraverso la resistenza di carico e la induttanza di compensazione, l'altra passa attraverso la metà accesa della 6AL5.

La parte iniziale dell'impulso ha quindi il compito di interdire il diodo e solo dopo che ciò è accaduto, si ha la salita vera e propria dell'impulso in uscita.

Questo effetto è piccolo in confronto a tutte le altre cause che determinano la soglia.

La polarizzazione di griglia del cathode follower di uscita, variabile con l'ampiezza dei canali, determina la tensione del catodo delle EL34, in condizioni stazionarie, e perciò (fig. 4) concorre a stabilire la polarizzazione della 6BN6 del canale 1 e quindi la soglia.

Detta V_P tale polarizzazione, cioè l'ampiezza dell'impulso necessaria ad accendere la 6BN6 e k l'amplificazione dell'amplificatore a finestra, il contributo alla soglia sarà:

$$V_s'' = \frac{V_P}{k}$$

mentre l'altro contributo V_s' viene dall'amplificatore a finestra. In totale per la soglia V_s è:

$$V_s = V_s' + \frac{V_P}{k}$$

La tensione V_s' viene regolata agendo sulle resistenze variabili « soglia », mentre V_P dipende da tre fattori. Essi sono: la polarizzazione delle griglie delle EL34, le resistenze di catodo delle EL34, la resistenza di autopolarizzazione sul catodo della 6BN6 del canale 1.

Queste varie regolazioni vengono introdotte sia per permettere piccoli aggiustamenti, sia perchè è bene che, al variare dell'ampiezza dei canali da 0.5 a 1 e 2 V, la soglia di conteggio rimanga costante. Poichè

variare l'ampiezza dei canali significa agire su k , occorre che V_p sia cambiata in conseguenza.

Normalmente si ha:

$$V_s \sim 3 V \qquad V'_s \sim 2 V \qquad V''_s \sim 1 V$$

Passiamo ora a considerare l'ampiezza dei canali. Essa è data, come già precedentemente detto, da:

$$\Delta V_k = \frac{\Delta P_k}{A_k}$$

dove ΔP_k è la differenza $V_{k+1} - V_k$ tra le polarizzazioni del canale $(k+1)$ -esimo e k -esimo, A_k l'amplificazione differenziale dell'amplificatore a finestra mediata per impulsi con ampiezza tra V_k e V_{k+1} .

Si vede quindi che occorre provvedere ad una regolazione delle polarizzazioni per compensare le eventuali disuniformità di A_k . Tale aggiustamento è dato dai potenziometri da 1 k Ω posti sul catodo delle 6BN6 dei singoli canali che, dato che la corrente entro le 6BN6 è in media di 6 mA, possono dare una variazione della tensione del catodo attorno a 6 V. Tale correzione è risultata pienamente sufficiente in tutti i casi.

Il circuito di interdizione, in condizioni normali di funzionamento, ha i seguenti tempi: primo univibratore con durata variabile tra 10 e 50 microsecondi circa, secondo univibratore con durata variabile tra 20 e 150 microsecondi circa.

Questo significa che il potere risolutivo delle coincidenze o delle anticoincidenze si aggira attorno ai 10 microsecondi, al minimo.

Infatti l'impulso sulle griglie 1 delle 6BN6 dei canali non supera, in durata, i 2.5 microsecondi (durata dell'impulso fornito dal formatore d'impulso all'ingresso), mentre quello sulle griglie 3 è appunto di 10 microsecondi.

Non vi sarebbe però difficoltà, se occorresse, a ridurre anche l'impulso sulle griglie 3 a 2.5 microsecondi.

E' anzi stato da noi provato che univibratori del tipo di quelli montati sul circuito di interdizione consentono durate di impulso di 1 microsecondo con tempi di salita di 0.1 μ sec. Modificando il formatore di impulso con la inserzione di una linea di ritardo da 1 microsecondo al posto di quella da 2.5, si potrebbe perciò scendere a un potere risolutivo di circa 2 μ sec.

Un ragionamento analogo vale per il funzionamento in anticoincidenza. Per il secondo univibratore è invece possibile accrescere la du-

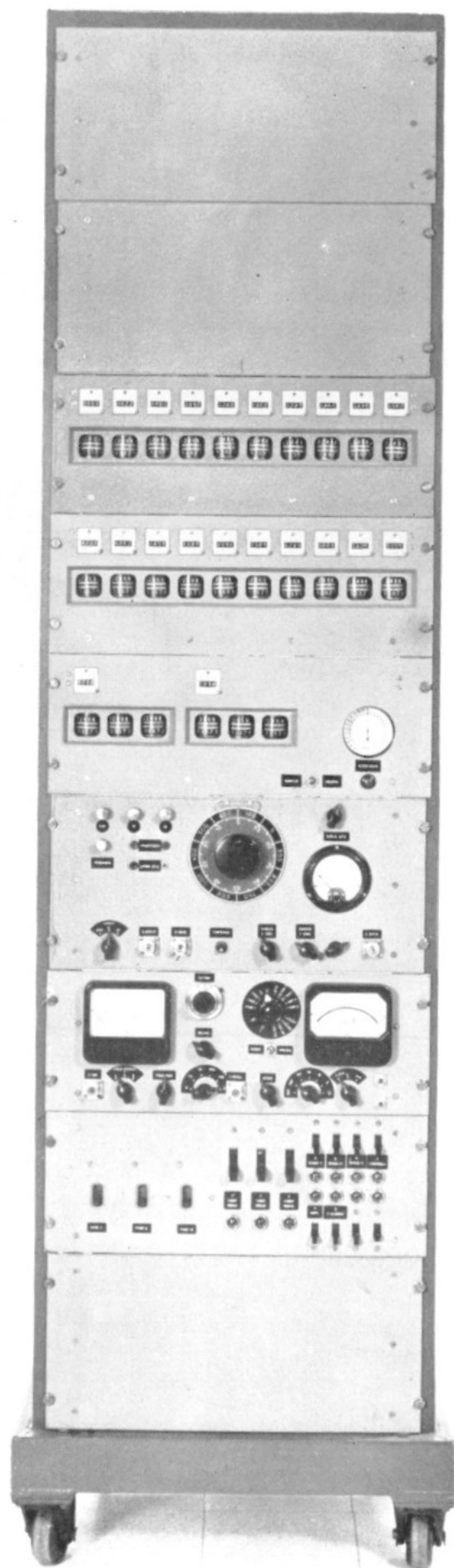


Fig. 18. - Veduta d'insieme dell'analizzatore.

rata fino a 1000 microsecondi, se fosse necessario, per la analisi di impulsi molto lunghi, introdurre tempi morti di quell'ordine.

Anche per esso si potrebbe scendere a tempi dell'ordine del microsecondo per avere coincidenze ritardate con 2 microsecondi circa di potere risolutivo.

Si può infine porre l'accento sul fatto che il circuito di interdizione è dotato di un discriminatore di ingresso. Questo può essere immediatamente utilizzato per il caso di coincidenze tra la parte più elevata di uno spettro dato da un rivelatore, con gli impulsi di un altro rivelatore, problema che si presenta spesso nella spettrometria in energia con contatori a scintillazione.

VII. - ALCUNI RISULTATI SPERIMENTALI

Gli analizzatori a molti canali sono particolarmente indicati nel caso che lo spettro da misurare contenga componenti di debole intensità; l'uso di un analizzatore a un canale singolo porterebbe, in tale evenienza, a misure di durata proibitiva.

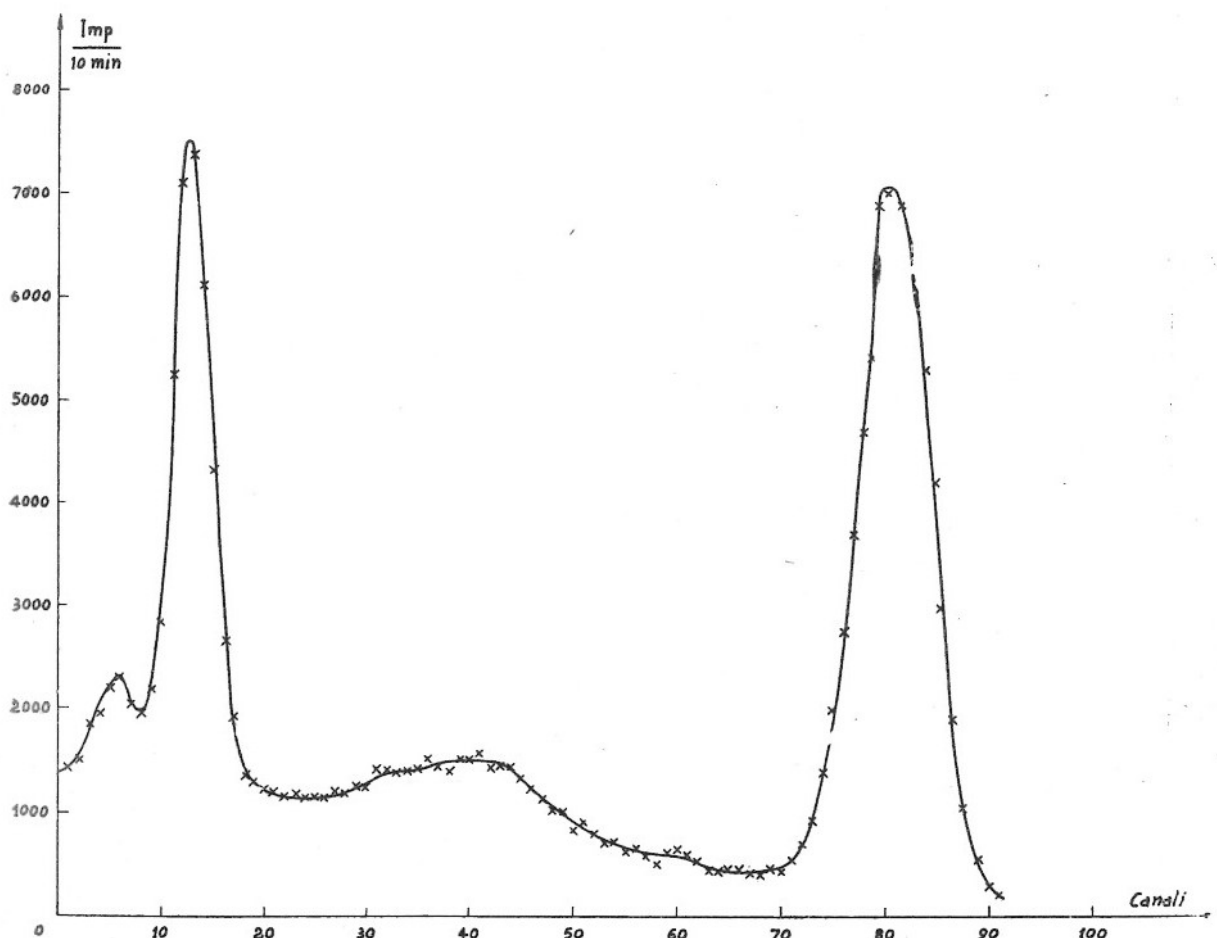


Fig. 19. - Spettro Hg^{198} (4,9 keV/can. $S = 2,5$ can.).

E' stata perciò scelta una misura di questo tipo come collaudo dell'apparato.

L'Hg¹⁹⁸, che si forma per decadimento β^- da Au¹⁹⁸, ottenuto irraggiando una foglia di oro con neutroni lenti, può trovarsi in due livelli eccitati: uno a 411,770 keV e un secondo a 1.09 MeV (²⁰). Il livello a 1.09 MeV decade generalmente con due raggi gamma in cascata da 411,770 keV e da 680 keV circa, si ha però anche la transizione diretta. Nella seguente tabella (¹¹, ¹²) sono riportate le intensità delle varie righe relative a quella di 411,770 keV, assieme alla loro energia.

Energia		Intensità rel.	
411.770	keV	1	
680	keV	1.4	10 ⁻²
1.09	MeV	0.3	10 ⁻²

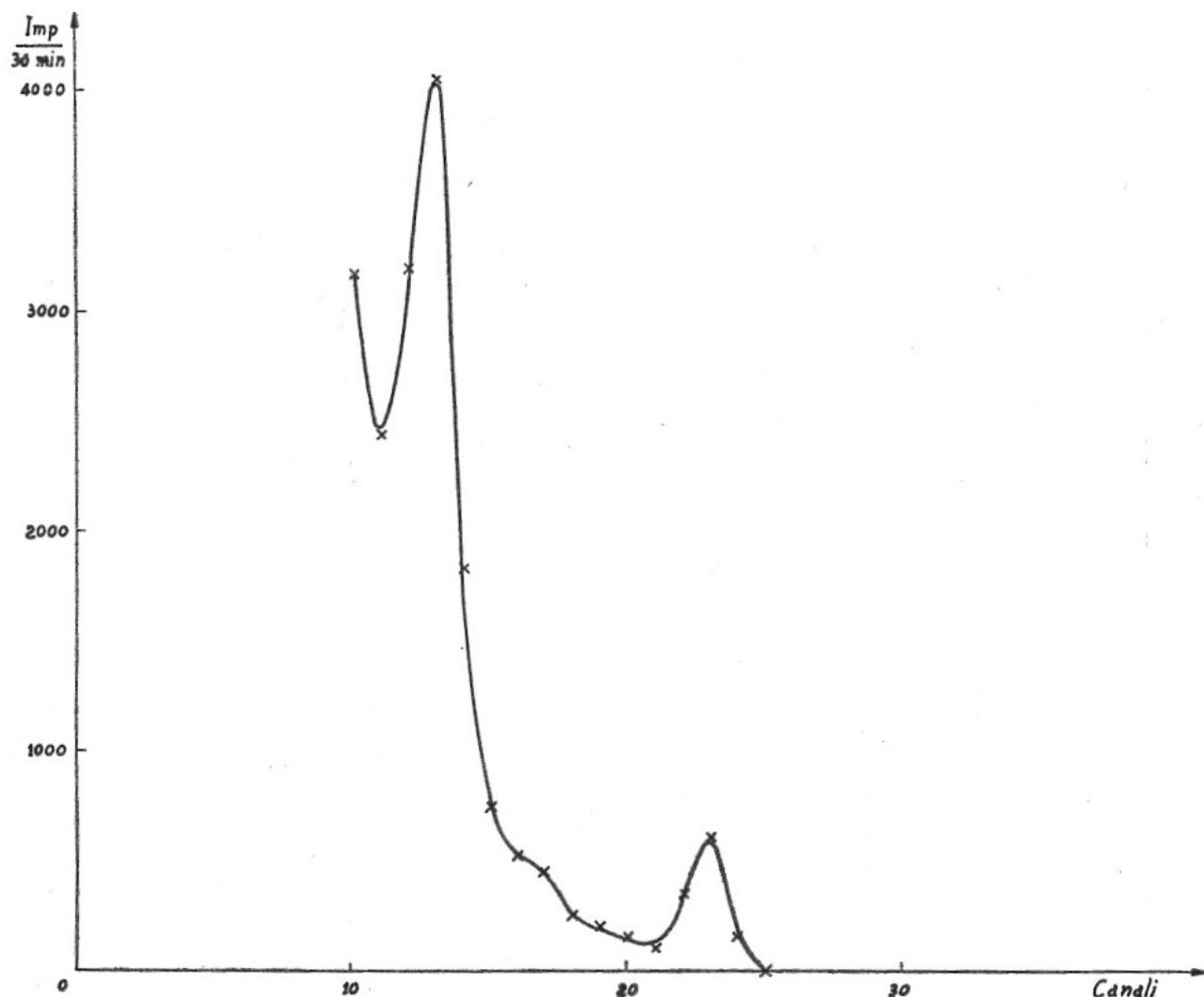


Fig. 20. - Hg.¹⁹⁸ parte alta dello spettro. (42,4 keV/can. S = 2,5 can.).

La fig. 19 mostra uno spettro dell' Hg^{198} eseguito con canali da 1 V (4,9 keV/canale) in un intervallo di energia tra 12,5 e 500 keV circa.

Si può vedere il picco principale dato dai gamma da 411.770 keV sul canale 80, il picco dei raggi X di conversione sul canale 12 e il picco di fuga dei raggi X sul canale 6. Questo spettro, come i seguenti, è stato ottenuto con un cristallo di NaI(Tl) cilindrico, di diametro e altezza di 5 cm e con un fotomoltiplicatore Du Mont 6292.

Come si vede, la risoluzione è abbastanza buona perchè si ha sul canale 80 una semilarghezza, a metà altezza, di 4 canali, corrispondente al 5%.

La successiva figura (fig. 20) mostra la parte più elevata dello spettro dell'oro, eseguita con canali da 1 V (42,4 keV/canale). Si vedono i due picchi principali, dovuti ai raggi gamma da 680 keV e 1.09 MeV mentre la riga da 411,770 keV non è stata disegnata in figura perchè di intensità 100 volte maggiore del picco a 680 keV.

La leggera ingobbatura che si ha sul canale 17, in corrispondenza a una energia di 820 keV, è data, come già fatto notare da BROSI e

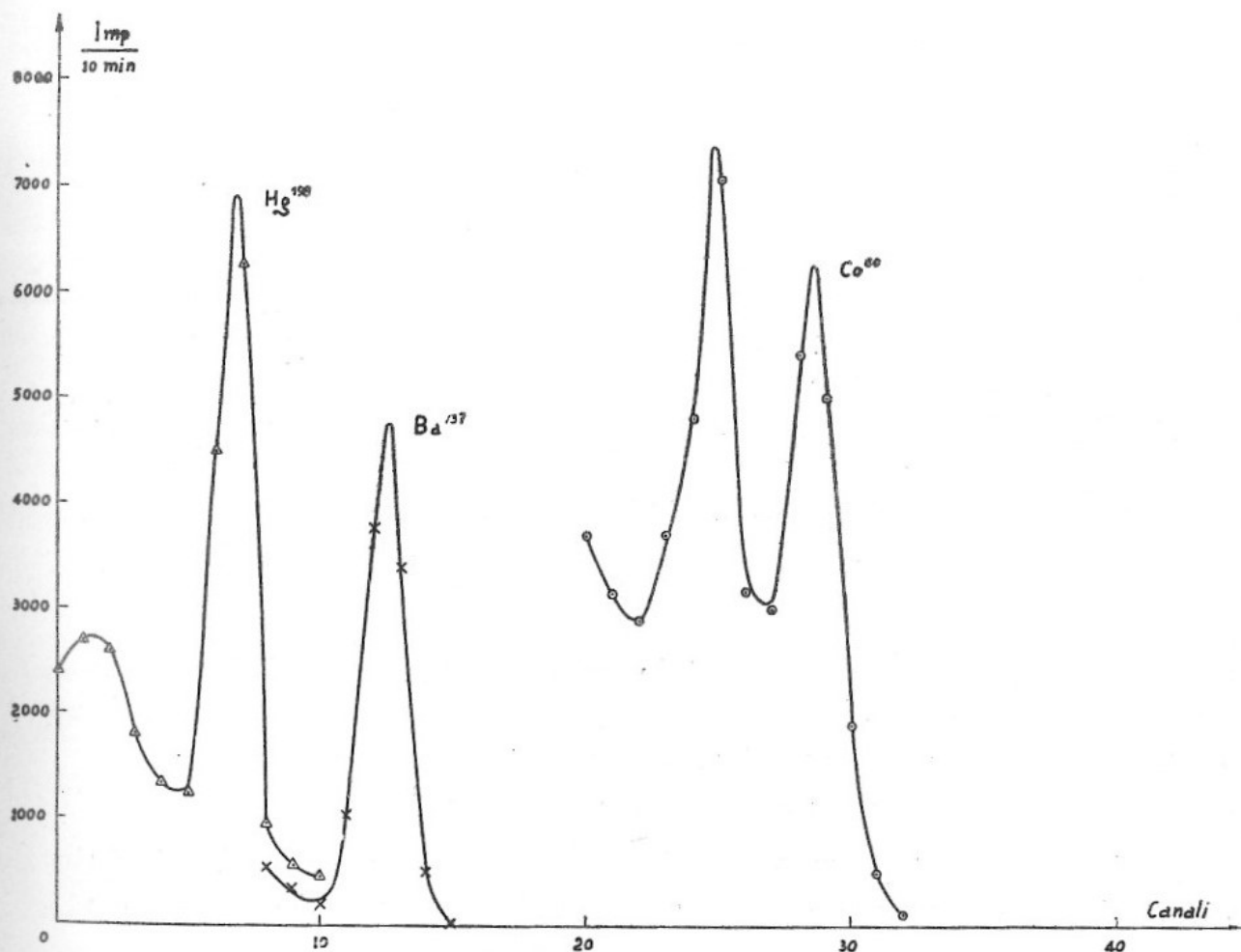


Fig. 21. - Spettri di taratura. (42,4 keV/can. $S = 2,5$ can.).

al. ⁽¹¹⁾, da una coincidenza casuale di due raggi gamma da 441.770 keV sul cristallo.

Per calibrare l'analizzatore su questa gamma di amplificazione, sono stati eseguiti tre spettri (fig. 21) di Hg¹⁹⁸, del Ba¹³⁷ e del Co⁶⁰ rispettivamente ricavandone la retta di fig. 22. Tale retta interseca l'asse y nel

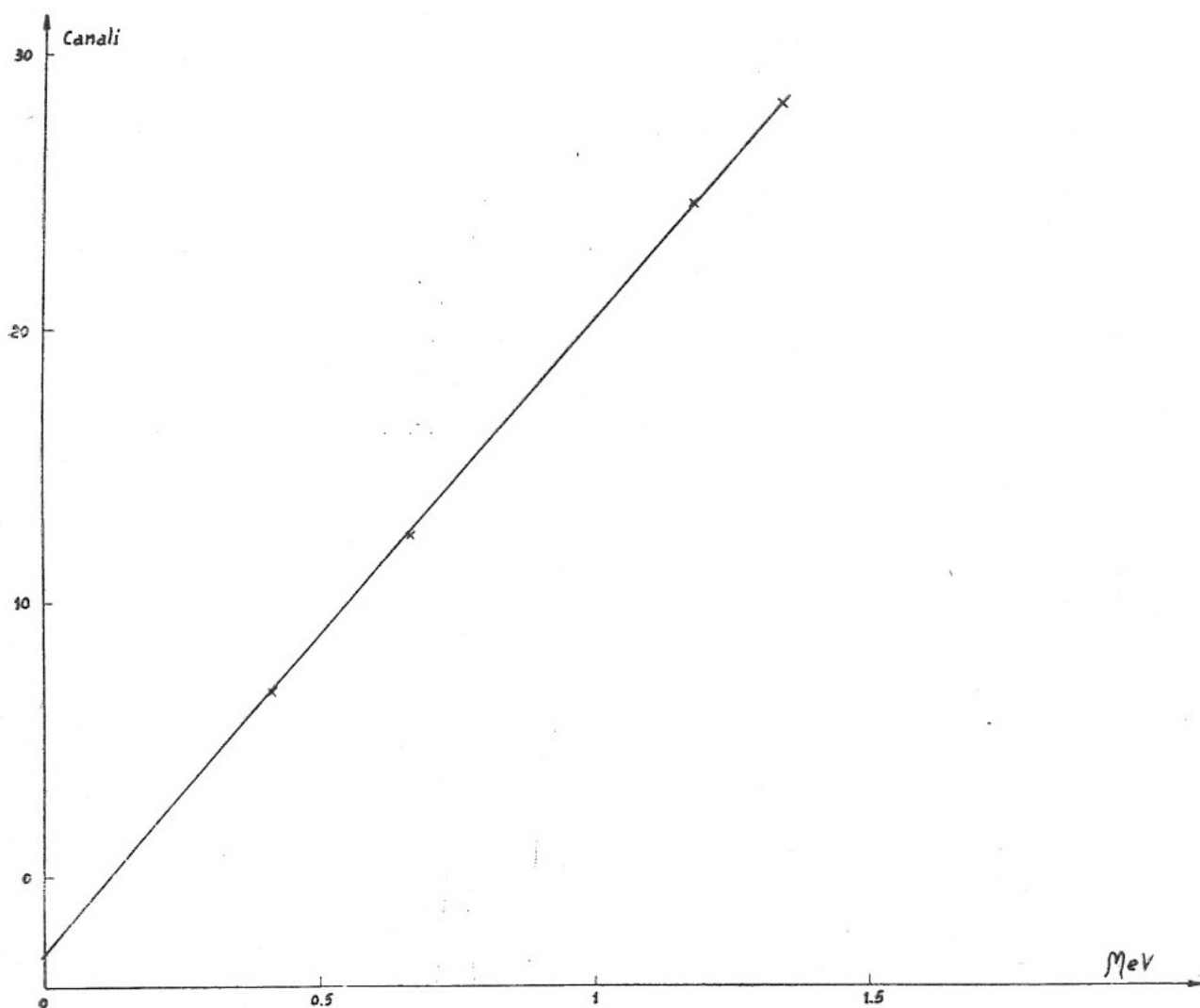


Fig. 22. - Curva di taratura gamma 8/2. (42,4 keV/can. S = 2,5 can.).

punto — 2.5 che corrisponde alla soglia introdotta dall'analizzatore. L'energia delle due righe alte dello spettro dell'oro è, come si deduce dalla retta di taratura, rispettivamente di 680 keV e di 1.09 MeV, in ottimo accordo con tutte le precedenti misure.

La durata della misura, compresa una misura di fondo, è stata di complessivi 60 minuti con una sorgente di intensità attorno a 1 μ C.

BIBLIOGRAFIA

- (1) FREUNDLICH H. F., HINCKS E. P., OZEROFF W. J. - Rev. Sci. Instrum., 18: 90 (1947).
 - (2) MAEDER D. - Helv. Phys. Acta, 20: 139 (1947).
 - (3) MAEDER D., HUBER P., STEBLER A. - Helv. Phys. Acta, 20: 230 (1947).
 - (4) BALDINGER E., CASALE R. - Helv. Phys. Acta, 21: 172 (1948).
 - (5) ELMORE W. C., SANDS M. - « Electronics - Experimental Techniques », 1th ed., McGraw Hill Book Co. Inc. - Pag. 241 e segg. e pag. 329.
 - (6) WATKINS D. A. - Rev. Sci. Instrum., 20: 495 (1949).
 - (7) GATTI E. - N. Cimento, 7: 655 (1950).
 - (8) KELLEY G. - ORNL-714 (1950).
 - (9) KELLEY G. - ORNL-796 (1950).
 - (10) WILKINSON D. H. - Proc. Cambr. Phil. Soc., 46: 508 (1950).
 - (11) BROSI A. R., KETELLE B. H., ZELDES H., FARSTEIN E. - Phys. Rev., 84: 586 (1951).
 - (12) CAVANAGH P. E. - Phys. Rev., 82: 791 (1951).
 - (13) FRANCIS J. E. jr., BELL P. R., GUNDLACH J. C. - Rev. Sci. Instrum., 22: 133 (1951).
 - (14) FRANK S. G. F., FRISCH O. R., SCARROTT G. G. - Phil. Mag., 42: 603 (1951).
 - (15) HUTCHINSON G. W., SCARROTT G. G. - Phil. Mag., 42: 792 (1951).
 - (16) KELLEY G. G. - Nucleonics 10 (4): 34 (1952).
 - (17) VAN RENNES A. B. - Nucleonics 10, luglio-agosto-settembre-ottobre (1952).
 - (18) BIRKS J. B. - « Scintillation Counters » Pergamon Press, London, 1953, pag. 53.
 - (19) GATTI E., PIVA F. - N. Cimento, 10: 948 (1953).
 - (20) HOLLANDER J. M., PERLMAN I., SEABORG G. T. - Rev. Mod. Phys., 25: 469 (1953).
 - (21) HUTCHINSON G. W. - Nucleonics 11 (2), 24 (1953).
 - (22) JOHNSTONE C. W. - Nucleonics 11 (1): 36 (1953).
 - (23) GATTI E. - N. Cimento, 11: 153 (1954).
 - (24) HUNT W. A. et al. - Rev. Sci. Instrum., 25: 268 (1954).
 - (25) ORTEL W. G. C. - Rev. Sci. Instrum., 25: 164 (1954).
 - (26) WAHL R. - J. Phys. Radium, 15: 97 A: (1954).
 - (27) AGENO M., CORTELLESA G., QUERZOLI R. - R. C. Ist. Sup. Sanità, in corso di pubbl.
-