

Laboratori Nazionali di Frascati

LNF-57/8 (21. 7. 57)

I. F. Quercia: CIRCUITI ELETTRONICI PER LA MISURA DINAMICA DI
UNA RADIOFREQUENZA RAPIDAMENTE VARIABILE.

Istituto Nazionale di Fisica Nucleare
Sezione Acceleratore.

Relazione n°: R 14
21 Luglio 1957

I. F. Quercia:

CIRCUITI ELETTRONICI PER LA MISURA DINAMICA DI UNA RADIO
FREQUENZA RAPIDAMENTE VARIABILE.

Premessa

Nell'Elettrosincrotrone Italiano da 1000 MeV gli elettroni vengono accelerati per mezzo di due cavità risonanti eccitate a radio frequenza. La prima di tali cavità è destinata ad accelerare gli elettroni dalla energia di iniezione (2 MeV) sino ad una energia di circa 10 MeV. In questo intervallo di energie gli elettroni subiscono un incremento di velocità di circa il 2,1%. Corrispondentemente aumenta la loro frequenza di rivoluzione entro il Sincrotrone. La frequenza della cavità risonante deve ad ogni istante corrispondere alla frequenza di rivoluzione degli elettroni, o ad un suo multiplo (nel nostro caso si tratta della 4^a armonica); pertanto essa deve variare del 2,1% nell'intervallo di tempo che impiegano gli elettroni a passare dalla energia di iniezione sino ad una energia tale (~ 10 MeV) che la velocità corrispondente sia uguale a quella della luce entro il 0,1%.

Nell'impianto a Radio Frequenza modulata, realizzato presso i Laboratori della Sezione Acceleratore (1), la modulazione di frequenza è ottenuta mediante un oscillatore pilota con tubo a reattanza, seguito da una catena di amplificazione a larga banda, la quale eccita la cavità risonante.

La modulazione di frequenza deve avvenire con tolleranza

Nota (1): A. Alberigi - F. Lepri - M. Puglisi - I.F. Quercia.
'L'Impianto a Radio Frequenza Modulata in Frequenza per l'Elettrosincrotrone Italiano da 1000 MeV'
Relazione n° R. 12 dello Istituto Nazionale di
Fisica Nucleare - Sezione Acceleratore
15 Febbraio 1957.

istantanea rispetto al valore teorico, ristretta al $\pm 0,1\%$. Per questo il programma della modulazione di frequenza, come è descritto in (1), è ciclo per ciclo, asservito al valore istantaneo del campo magnetico B nel traferro del Sincrotrone, che dà una misura del valore del momento che posseggono gli elettroni accelerati.

Il programma di modulazione di frequenza è dotato di controlli che elettronicamente ne correggono eventuali errori; tuttavia si è ritenuto opportuno costruire degli apparecchi che consentano di controllare la precisione e la stabilità della modulazione di frequenza in uno o più valori della curva teorica. I due apparecchi descritti nel seguito, progettati e costruiti presso la Sezione Acceleratore, consentono appunto di eseguire accurati e multipli controlli sul programma di frequenza.

§ 1-1 Apparecchio per il controllo del valore istantaneo di una frequenza variabile, in coincidenza con un valore prestabilito di un campo magnetico.

Il principio di funzionamento dell'apparecchio è il seguente: Si vuole osservare la coincidenza temporale tra l'istante t_1 in cui la frequenza variabile passa per un determinato valore ν_1 , e l'istante t_2 in cui il campo magnetico variabile passa per un determinato valore B_2 . I valori ν_1 e B_2 sono scelti sulla curva teorica della frequenza $\nu = \nu(B)$ in modo da costituire una coppia di valori corrispondenti.

Il problema si riduce a caratterizzare mediante impulsi elettrici sufficientemente brevi gli istanti t_1 e t_2 , ed inviarli quindi ad un normale circuito di coincidenza.

La uscita del circuito di coincidenza, per tramite di un voltmetro di cresta, è inviata a strumenti che indicano se i due istanti t_1 e t_2 coincidono oppure no.

1-2 Per caratterizzare l'istante t_1 al quale la frequenza variabile passa per un valore prefissato ν_1 viene impiegato il seguente sistema (2):

Un segnale a radio frequenza viene prelevato mediante una piccola antenna in prossimità della cavità risonante, e viene iniettato entro un circuito risonante avente elevato valore del fattore di merito Q , ed accordato sulla frequenza ν_1 .

Ai capi di questo circuito risonante, come è ben noto, si manifesta una tensione a radio frequenza il cui inviluppo costituisce la curva di risonanza del circuito stesso. Per variazioni lente della frequenza applicata al circuito risonante, la curva di risonanza raggiunge il suo valore massimo quando la frequenza passa per il valore di accordo ν_1 . Una accurata analisi del fenomeno (vedi p.es. (2)) mostra che se la variazione di frequenza $\dot{\nu} = \frac{d\nu}{dt}$ è troppo rapida, il picco della curva di risonanza ritarda di Δt e si sposta dal valore voluto ν_1 . Si trova che il ritardo Δt è dato dalla seguente formula:

$$\Delta t < \frac{0,2}{\sqrt{\pi \cdot \dot{\nu}}} \quad (I) \text{ secondi}$$

se è verificata la condizione:

$$\frac{2 \sqrt{\pi}}{Q} \cdot \frac{\nu_1}{\sqrt{\dot{\nu}}} \geq 2 \quad (II)$$

Ci interessa calcolare lo scarto percentuale di frequenza che il ritardo Δt introduce nella misura.

Il valore massimo della velocità di modulazione di frequenza ammesso nel nostro impianto (vedi (1)) è:

$$\dot{\nu}_{max} = 10 \frac{Kc/s}{\mu s} = 10^{10} c/s^2 \quad ;$$

Nota (2)

Un sistema simile è stato suggerito da:

R. Gabillard -CERN Report PS/RGb8 - September 1955.

lo scarto relativo di frequenza dovuto ad un ritardo Δt

è:

$$\frac{\Delta \nu}{\nu_1} = \frac{\Delta t \times \dot{\nu}}{\nu_1} < \frac{0,2}{\sqrt{\pi}} \frac{\sqrt{\dot{\nu}}}{\nu_1} = 0,026 \times 10^{-2} \text{ ovvero } 0,26 \text{ } \frac{\%}{100}$$

avendo assunto $\nu_1 = 43 \text{ Mc/s}$. Tale scarto di frequenza è trascurabile nel nostro caso.

Pertanto possiamo assumere che debba valere la (II), e quindi che il valore del Q del circuito risonante non debba superare

$$Q \leq 760$$

In realtà è praticamente irrealizzabile un circuito oscillante a costanti concentrate ed alla frequenza di risonanza intorno a $\nu_1 = 43 \text{ Mc/s}$, avente un Q superiore a $300 \div 400$. Pertanto tale condizione risulta semplicemente soddisfatta.

In conclusione nelle nostre condizioni di impiego il massimo della curva di risonanza si può assumere coincidente con il passaggio della frequenza per il valore ν_1 con un errore compreso nella tolleranza permessa.

1-3 Per determinare l'istante in cui il campo magnetico B passa per un valore determinato B_2 abbiamo fatto uso della tecnica delle 'peaking strips' (3). Un filo di Mu-metal di 0,05 mm di diametro, e lungo circa 40 mm, opportunamente trattato è immerso nel campo magnetico variabile in direzione parallela alle linee di forza. Tale filo ad alta permeabilità magnetica satura con campi magnetici estremamente bassi. Quando il campo magnetico totale in cui è immerso il filo passa per zero, l'inversione di segno del valore della induzione magnetica nel filo, induce un impulso di tensione in un avvolgimento di

Nota (3) Vedi: S. Giordano et al: Review of Scientific Instruments 24, 848 (1953)

G. Diambrini Palazzi

Nuovo cimento III, 2, 336 (1956)

circa 400 spire fatto attorno al filo stesso.

Questo impulso di tensione è usato per indicare il passaggio del campo magnetico per un valore determinato. Ciò lo si ottiene immergendo la 'peaking strip' in un avvolgimento solenoidale percorso da una corrente continua stabilizzata. Tale avvolgimento crea un campo magnetico costante di polarizzazione che si sovrappone al campo magnetico principale B . Si ha l'impulso di tensione quando la somma algebrica del campo di polarizzazione e del campo principale passa per un valore nullo. In questo modo, aggiustando il valore e il verso del campo di polarizzazione si può ottenere lo impulso di tensione in corrispondenza di un valore arbitrario del campo magnetico variabile B .

L'impulso di tensione indotta nell'avvolgimento della peaking strip, viene amplificato (vedi descrizione degli amplificatori in (1)) e può essere usato come segnale dell'istante t_2 di passaggio del campo magnetico per un valore B_2 prefissato. Tale segnale ha una riproducibilità superiore a 0,1 microsecondi con velocità di variazione del campo B dell'ordine di 0,3 gauss/microsecondo. Riferito al valore del campo magnetico quindi il segnale è riproducibile con una precisione (e stabilità) dell'ordine di qualche centesimo di gauss. Nelle condizioni di impiego questa precisione è di un ordine di grandezza superiore a quella strettamente necessaria.

1-4 Lo schema a blocchi dell'apparecchio è indicato nella figura 1.

Il segnale proveniente dal circuito oscillante, avente un $Q \cong 350$, è inviato a un rivelatore, costituito da un triodo con carico catodico (vedi fig. 2), che fornisce all'uscita U_2 una forma d'onda uguale alla curva di risonanza del circuito oscillante. Tale forma d'onda è inviata anche ad un secondo triodo (vedi ancora fig. 2) che funziona da derivatore grazie alla reazione placca-griglia costituita dalle

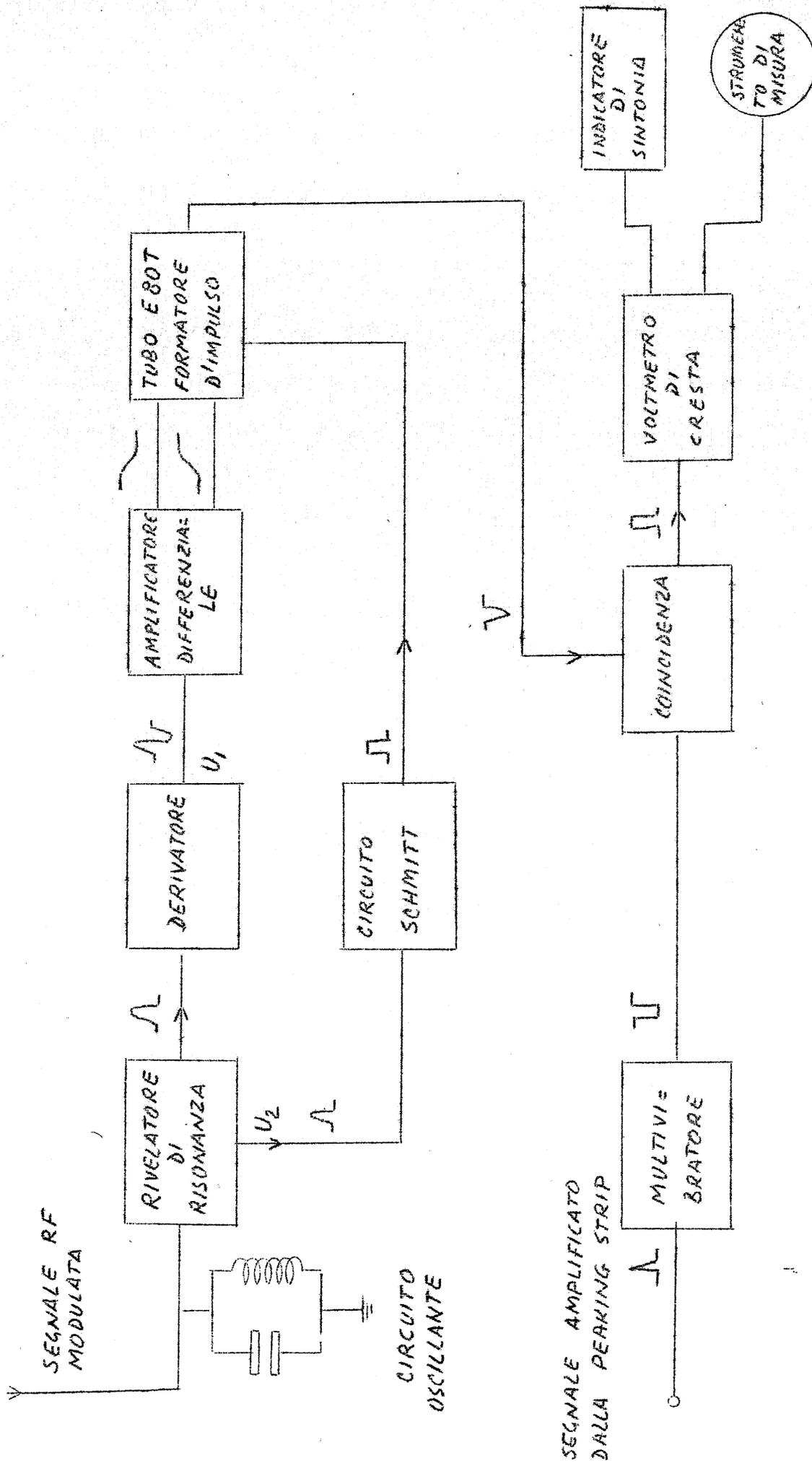


Fig. 1 - SCHEMA A BLOCCHI DELL'APPARECCHIO PER IL CONTROLLO ISTANTANEO DELLA FREQUENZA IN COINCIDENZA CON UN VALORE PREFISSATO DI UN CAMPO MAGNETICO.

resistenze da 100 K ohm. Sul catodo di questa seconda valvola, alla uscita U_1 , compare un segnale proporzionale alla derivata della curva di risonanza.

Seguendo un suggerimento contenuto nel lavoro citato di R. Gabillard (2) è opportuno individuare il massimo della curva di risonanza, mediante il passaggio per zero della sua derivata prima. La individuazione di tale passaggio per zero è ottenuta elettronicamente mediante un amplificatore differenziale con uscita differenziale costituito da due stadi: un doppio triodo 6J6 e due pentodi EF40 come indicato nella fig. 3. Il segnale proveniente dal derivatore viene iniettato in questo amplificatore, alle cui uscite A e B compaiono due forme d'onda simmetriche le quali passano per lo zero con una pendenza di alcune decine di volt per microsecondo.

La formazione dell'impulso di tensione che individua il passaggio per lo zero della derivata, e quindi il passaggio per il massimo della curva di risonanza, è ottenuta mediante l'impiego di un tubo di deviazione di fascio tipo Philips E80T. I segnali simmetrici provenienti dalle uscite A e B dell'amplificatore differenziale sono applicati direttamente alle placchette deviatrici del tubo E80T (fig. 3).

Il fascio di tale tubo si trova a cadere quindi sempre fuori dell'anodo, salvo che all'istante in cui le tensioni di uscita A e B sono uguali entro circa 7 volt. A tale istante la corrente del fascio passa nel circuito anodico e provoca una caduta di tensione impulsiva nelle resistenze di carico anodico di 22 K ohm. In realtà, data la rapidità di variazione delle tensioni sulle placchette A e B, la forma dell'impulso che si ottiene è determinata unicamente dalla corrente nel circuito anodico e dalle costanti di tempo associate ad esso.

Nelle condizioni di lavoro che verranno precisate appresso si ottiene un impulso negativo di circa 5 volt, di forma triangolare e durata alla base di circa 4,5 microsecondi.

Per isolare tale impulso da altri eventuali spuri, la griglia controllo della E80T viene generalmente tenuta alla interdizione, e il tubo viene portato in regime di conduzione solo durante un breve intervallo di tempo che corrisponde all'interno del massimo della curva di risonanza del circuito oscillante. Ciò lo si ottiene (vedi fig. 3) inviando la uscita U_2 del rivelatore ad una amplificatrice 6J6 ed ad un discriminatore di ampiezza tipo Schmitt (4), che forma un impulso rettangolare positivo di circa 20 Volt di ampiezza in corrispondenza del passaggio per il massimo della curva di risonanza. Tale impulso è inviato a sbloccare la griglia del tubo E80T.

L'impulso formato sulla placca delle E80T viene inviato ad un ingresso della coincidenza (vedi fig. 1 e fig.4) costituite dai due pentodi EF42 con carico anodico comune.

Sul secondo ingresso di tale circuito, viene inviato un impulso rettangolare negativo, ottenuto da un multivibratore monostabile costituito da una ECC82, innescato per mezzo di un'altro triodo ECC82 dell'impulso amplificato e generato dalla peaking strip. L'impulso negativo fornito da questo multivibratore ha una durata di circa 5 microsecondi ed una ampiezza di circa 20 volt.

Sul circuito anodico della coincidenza si ha un impulso circa 15 volt quando gli impulsi iniettati nei due ingressi sono simultanei entro circa 3 microsecondi: si ha un impulso di soli 5 volt quando i due impulsi di ingresso sono spostati nel tempo di \sim di 3 microsecondi.

L'impulso di coincidenza, positivo, viene inviato ad un voltmetro di cresta, che fornisce in uscita una tensione continua uguale al valore di cresta dell'impulso.

Nota (4)

Vedi: J. MILLMAN e H. TAUB: 'Pulse and Digital Circuits'
pag. 164 e segg.

Mc. GRAW-HILL BOOK Co. New York - 1956.

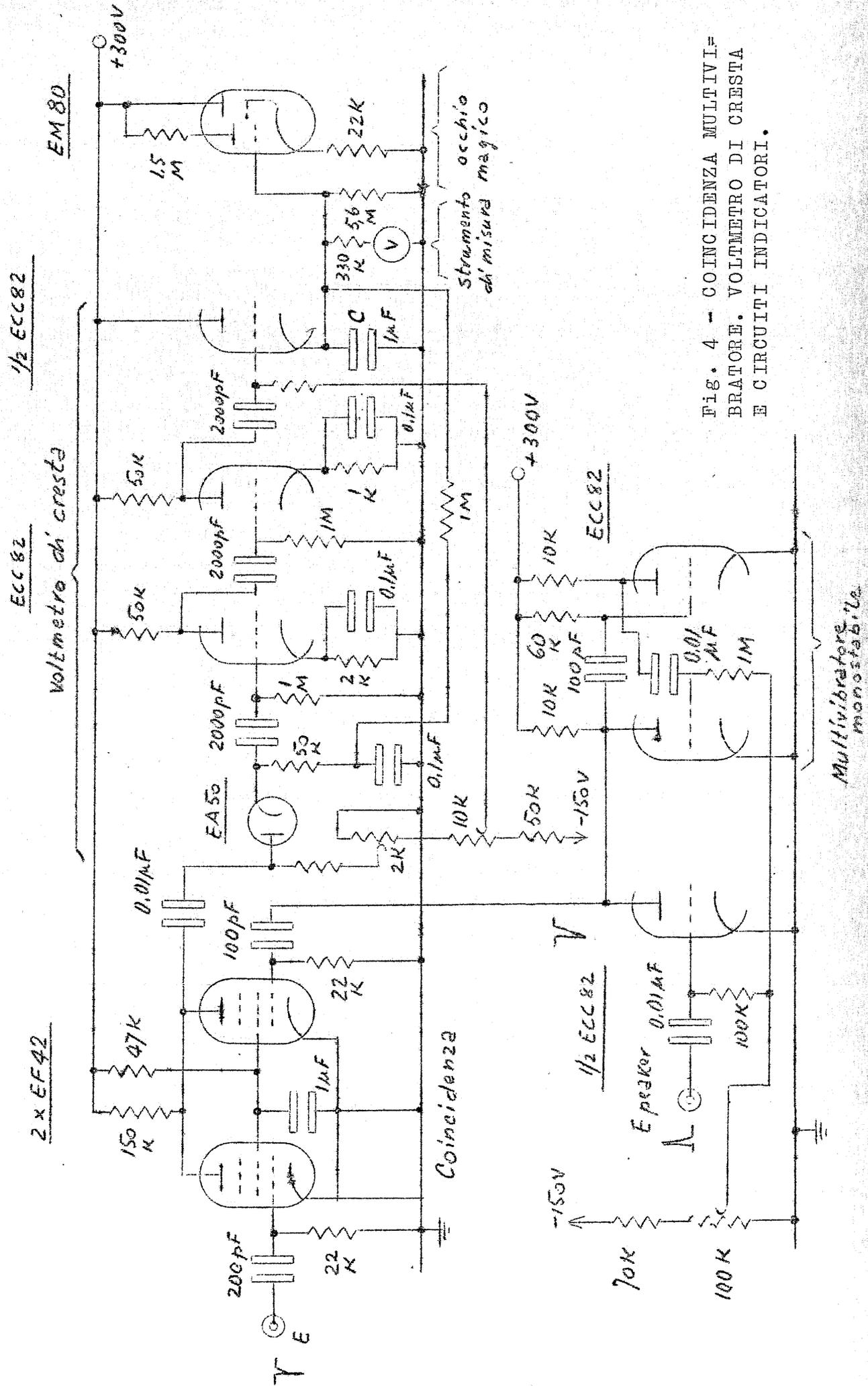


Fig. 4 - COINCIDENZA MULTIVI-
BRATORE. VOLTMETRO DI CRESTA
E CIRCUITI INDICATORI.

Poichè l'impulso di coincidenza ha una durata di circa 5 microsecondi, e la frequenza di ripetizione è di 20c/s, cioè si ha un impulso ogni 50.000 microsecondi, il rapporto $5:50.000=10^{-4}$ (duty ratio) è troppo basso per potersi usare un semplice voltmetro di cresta con diodo e capacità.

Pertanto è stato impiegato un voltmetro di cresta tipo 'slide back' (5) il cui funzionamento è il seguente (vedi fig. 4). Gli impulsi dei quali si vuole misurare il valore di cresta vengono passati attraverso il diodo EA50 ad un amplificatore di tensione costituito da 2 triodi ECC82, e da un inseguitore catodico ECC82 che carica il condensatore C da 1 MF; la tensione raggiunta su questo condensatore è riportata attraverso le resistenze da 1 Mohm a polarizzare il catodo del diodo. Pertanto il diodo stesso blocca il passaggio degli impulsi all'amplificatore non appena la tensione sul condensatore C ha raggiunto un valore pari al valore di cresta degli impulsi stessi.

Il valore della tensione di uscita del voltmetro di cresta è letto da uno strumento di misura, e qualitativamente indicato dalla chiusura dell'iride di un tubo ad occhio magico tipo Philips EM80 (vedi ancora fig. 4)

1-5 Sono state eseguite misure di sensibilità con questo apparecchio e si sono trovati i seguenti risultati:

Con velocità di modulazione di frequenza :

$$\dot{\nu} \equiv \frac{d\nu}{dt} \approx 11 \frac{\text{Kc/s}}{\text{ms}}$$

applicata all'impianto a radio frequenza del Sincrotrone, si è osservato che mediante la osservazione dello strumento di misura o dell'occhio magico è possibile apprezzare deviazioni della frequenza istantanea corrispondenti a

$$\pm 65 \text{ Kc/s}$$

rispetto ad una frequenza ν_1 di circa 43 Mc/s. Ciò corrisponde ad apprezzare variazioni di circa il 0,15% dal valore istan-

Nota (5) pag. seguente.

taneo della frequenza.

La corrispondente risoluzione temporale è di $\sim \pm 5$ microsecondi.

Con velocità di modulazione di frequenza più basse tali valori di sensibilità e risoluzione possono essere sostanzialmente migliorati.

§ 2-1 Apparecchio per la osservazione autosincrona della curva di modulazione di frequenza, con sistema automatico di taratura.

Questo apparecchio ha principalmente lo scopo di presentare su di uno schermo oscillografico la curva della frequenza modulata in funzione del tempo. Ciò è ottenuto inviando un segnale prelevato dalla cavità risonante eccitata dalla frequenza modulata, ad un discriminatore di frequenza. Quest'ultimo fornisce in uscita una tensione la cui ampiezza è proporzionale al valore istantaneo della frequenza. Tale tensione viene applicata allo amplificatore Y di un sincroscopio, mentre l'asse X dello stesso si muove linearmente con il tempo, con velocità adeguata. Sullo schermo del tubo a raggi catodici si presenta quindi una forma d'onda che, ripetuta ad ogni ciclo di modulazione, riproduce l'andamento della funzione $v = v(t)$.

In relata l'apparecchio fornisce alcune altre informazioni e servizi supplementari. Precisamente:

a) Un commutatore elettronico che inietta la frequenza modulata nel discriminatore, e, durante un periodo morto, alternativamente un frequenza fissa generata da un oscillatore a cristallo. Tale frequenza fissa da luogo all'uscita del discriminatore

Nota (5) Vedi: S. SEELY 'Electron Tube Circuits' pag. 478

Mc. GRAW HILL BOOK Co. New York 1950.

ad una tensione costante che viene usata per la calibrazione del discriminatore stesso.

b) Un breve impulso di tensione che viene iniettato sulla griglia del tubo a raggi catodici, e che ne intensifica in un punto il fascio. Tale impulso è innescato da una peaking strip (6) e serve a marcare l'istante in cui il campo magnetico passa per un valore predeterminato.

c) Due successivi impulsi, che si ripetono ad ogni ciclo di accelerazione, e che servono ad iniziare l'asse dei tempi del sincroscopio.

In complesso sul tubo a raggi catodici compare una figura come quella di figura 5.

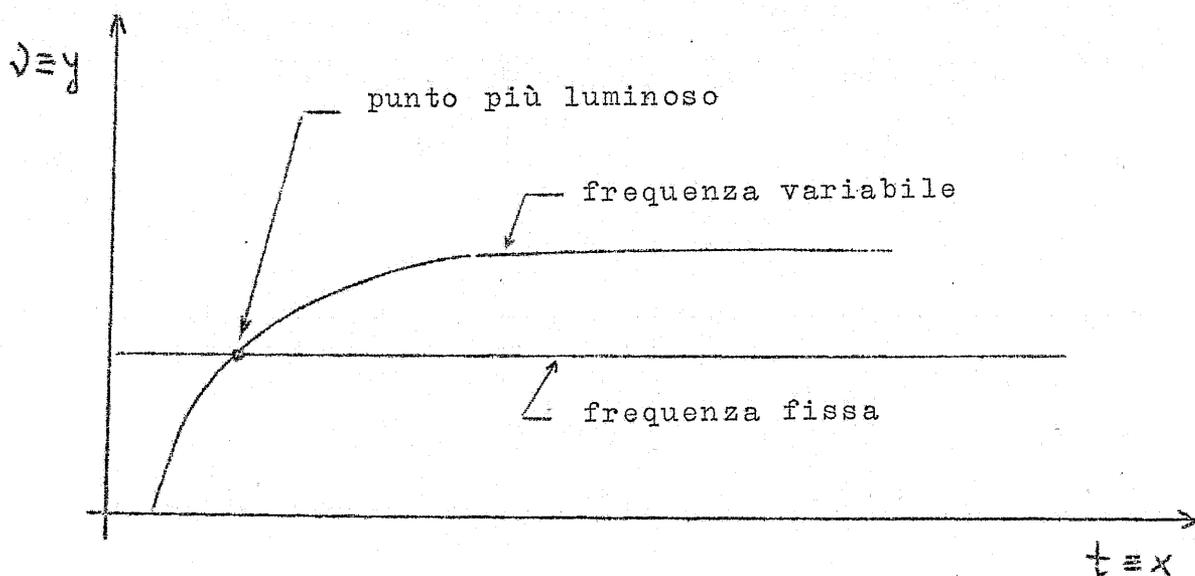


Fig. 5

Se indichiamo con ν_1 la frequenza fissa, e con B_2 il valore del campo magnetico per cui si deve avere teoricamente tale frequenza, è possibile aggiustare la polarizzazione della

Nota (6)

Vedi descrizione precedente, e citazione (3).

peaking strip (7) in maniera tale che si abbia l'intensificazione del fascio proprio quando il campo magnetico passa per il valore B_2 .

In tale caso, se tutto funziona correttamente, la retta delle frequenze fisse deve intersecare la curva della frequenza modulata proprio in corrispondenza del punto intensificato.

Si provvede così ad una rappresentazione dei fenomeni che consente l'osservazione dell'andamento qualitativo della curva di modulazione di frequenza, ed in oltre una accurata taratura in uno o più punti della curva $\nu = \nu(B)$.

2-2 Lo schema a blocchi dell'apparecchio è dato nella figura 6.

I due segnali provenienti rispettivamente dalla frequenza modulata (RFM) e dall'oscillatore a cristallo (X-tal) sono iniettati nelle due griglie controllo di due pentodi 6AU6 (vedi fig. 7) che funzionano da commutatore elettronico. Le griglie schermo di questi tubi sono connesse alle due uscite simmetriche (C e D) di un multivibratore monostabile (ECC82).

L'impulso proveniente dalla peaking strip 1, che è quella che inizia anche l'operazione della modulazione di frequenza (vedi nota (1)), sbilancia il multivibratore in modo che il potenziale dello schermo connesso in C sale, e il potenziale di D scende. In queste condizioni il tubo di sinistra del commutatore elettronico diviene conduttore e consente il passaggio dal segnale RFM sul circuito anodico. Allo stesso tempo il segnale X-tal è bloccato dal tubo di destra ampiamente interdetto. Nel discriminatore in questa fase del funzionamento è iniettato il segnale RFM, e quindi all'asse Y del sincroscopio è applicata una tensione proporzionale a valore ista-

Nota (7) Vedi descrizione precedente paragrafo.

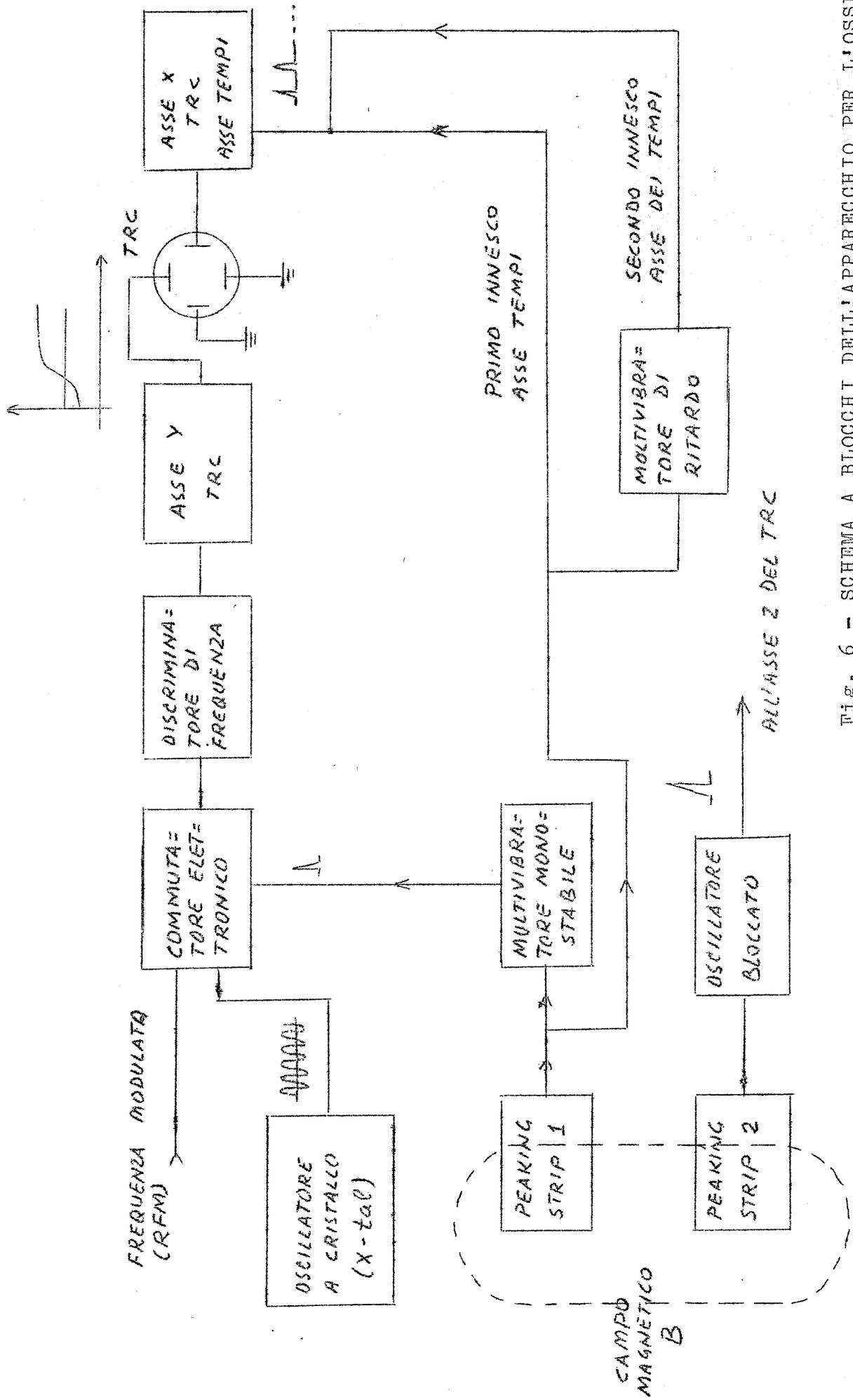


Fig. 6 - SCHEMA A BLOCCHI DELL'APPARECCHIO PER L'OSSERVAZIONE AUTOSINCRONA DELLA CURVA DI MODULAZIONE DI FREQUENZA.

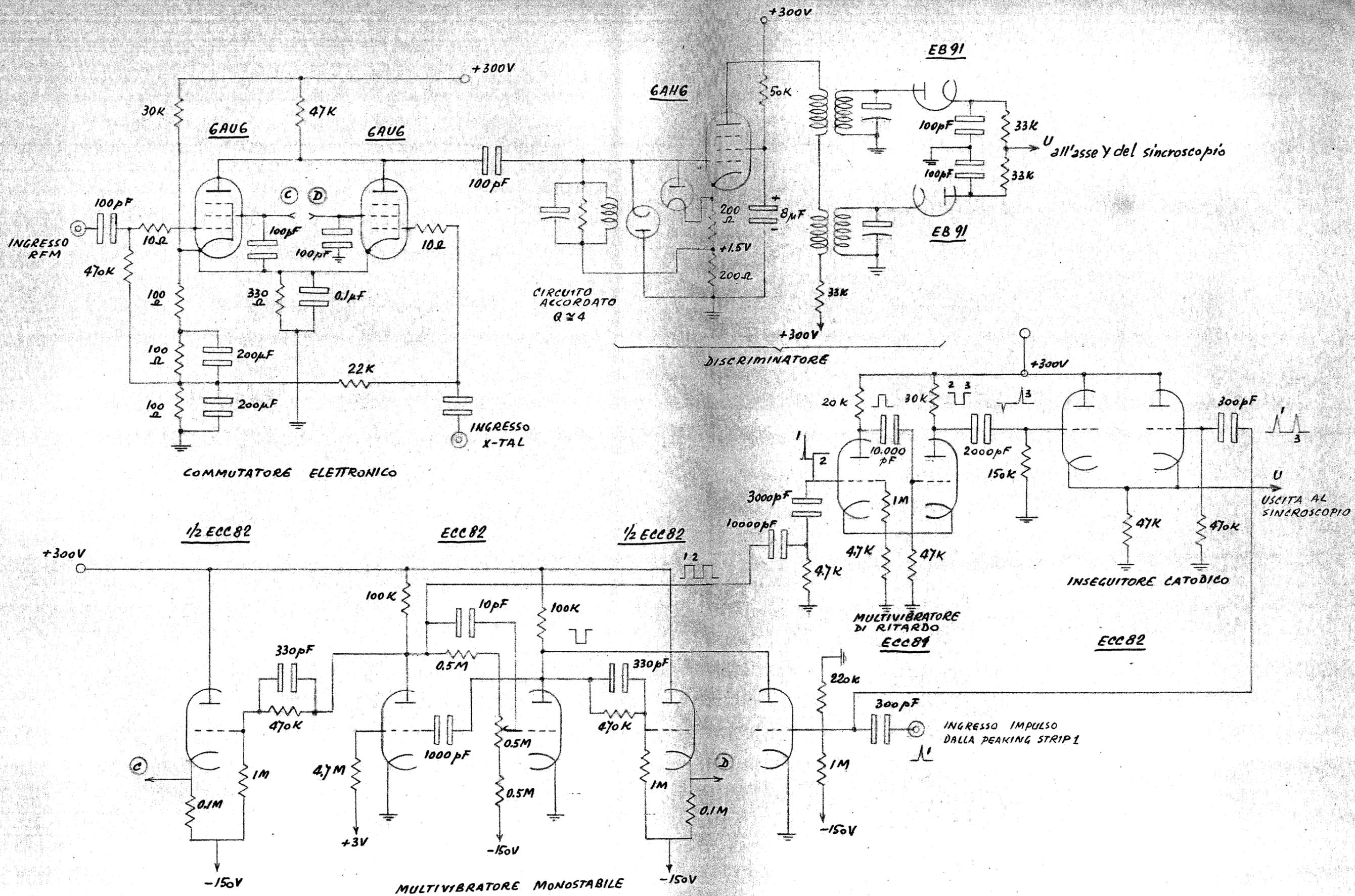


FIG. 7.- COMMUTATORE ELETTRONICO DISCRIMINATORE DI FREQUENZA E CIRCUITI AUSILIARI.-

taneo della frequenza modulata.

L'impulso della peaking strip 1 inizia anche, attraverso un inseguitore catodico (ECC82) l'asse dei tempi del sincrocoscio, che è aggiustato ad una velocità opportuna (per es. 20 microsecondi/cm.). Si forma in tal modo sullo schermo del tubo a raggi catodici la forma d'onda della modulazione di frequenza $v = v(t)$.

Durante questa fase la peaking strip 2, per tramite di un oscillatore bloccato (8) (schema di fig. 8), intensifica un punto del fascio, in corrispondenza dell'istante in cui il campo magnetico B passa per un valore prefissato B_2 .

Dopo circa 10.000 micro-secondi, quando la modulazione di frequenza è ormai terminata e il fascio del sincrocoscio tornato allo zero dei tempi, si inizia la fase seconda. In questa fase il multivibratore monostabile, per le sue costanti di tempo, torna alla condizione di riposo.

I valori delle tensioni nei punti C e D (vedi fig. 7) si invertono; diviene conduttore il pentodo di destra del commutatore elettronico. All'ingresso del discriminatore è ora ammesso il segnale X-tal. La tensione di uscita del discriminatore va al valore corrispondente alla frequenza X-tal, e tale tensione è portata sull'asse Y del sincrocoscio.

L'asse X dei tempi del sincrocoscio è fatto partire una seconda volta da un impulso ritardato di circa 500 microsecondi rispetto all'istante nel quale avviene la commutazione elettronica. Ciò è necessario per consentire al discriminatore di frequenza di aver tempo sufficiente per andare a regime sul segnale X-tal. Si ottiene tale ritardo mediante il multivibratore di ritardo che per mezzo dello inseguitore catodico produce il segnale di inizio del secondo asse dei tempi nel sincrocoscio.

Nota (8)

Vedi p.es. J. Millman e H. Taub - Chap. 9 § 9 pag. 272 Mc Graw-Hill Book Co. New York ed. 1956.

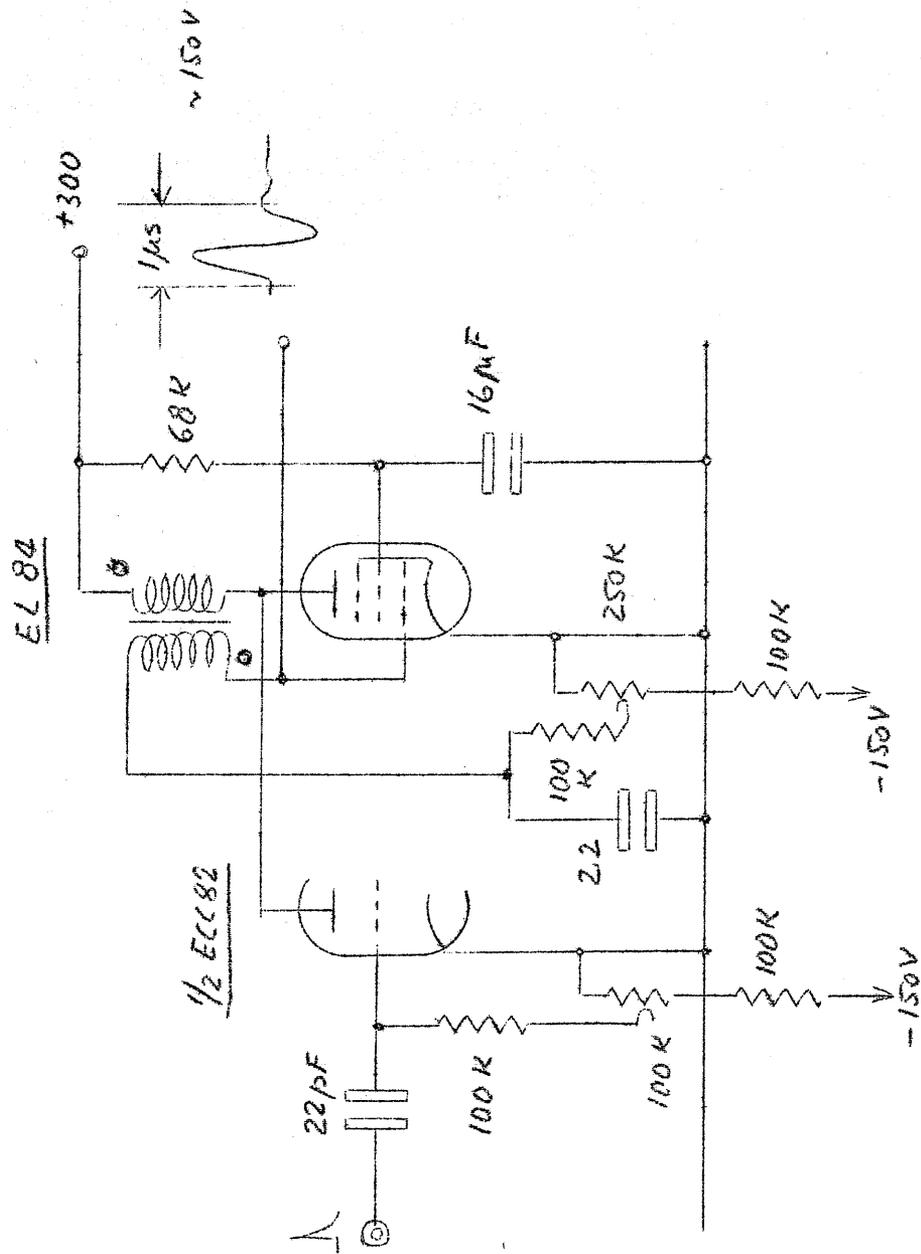


Fig. 8 - OSCILLATORE BLOCCATO PER IL COMANDO DELL'ASSE Z DEL SINCRSCOPIO.

Il discriminatore di frequenze, di disegno convenzionale ⁽⁹⁾ è aggiustato in modo da dare un'uscita lineare entro il 5% circa tra le frequenze di 42,0 e 43,8 Mc/s; la variazione della tensione di uscita tra queste due frequenze è di circa 12 Volt.

Particolarmente curata in questo circuito è stata la indipendenza della tensione di uscita dalle ampiezze del segnale a radio frequenza in ingresso. Ciò si è realizzato aggiungendo sulla griglia del tubo 6AH6 due diodi che limitano l'ampiezza dei segnali ammessi.

L'oscillatore a cristallo è costituito da quattro canali uguali, ciascuno dei quali fornisce un segnale di circa 15 Volt in uscita sulle frequenze 42,90-43,20-43,50-43,70 Mc/s.

Un commutatore consente di scegliere a piacere uno dei quattro segnali. Ciascun canale è realizzato da una oscillatrice pilota EF80 a cristallo (vedi fig. 9) seguita da uno stadio di quadruplicazione (EL84). I quattro cristalli, oscillanti su frequenza 1:4 delle corrispondenti frequenze finali hanno una precisione di circa 10^{-4} ed una stabilità molto maggiore.

2-3 La presentazione sul tubo a raggi catodici consente di apprezzare variazioni delle forme d'onda di modulazione rispetto ad una forma predeterminata, dell'ordine del 10%. Poichè la modulazione di frequenza ammonta al 2% circa, ciò significa che la sensibilità relativa dello strumento per giudicare dall'andamento complessivo della modulazione di frequenza, si può stimare a circa $\pm 0,2\%$. In ciascuno dei quattro puntimoni quali può essere fatta la taratura con frequenza fissa la sensibilità stimata è di circa il $\pm 0,7\%$

Nota (9) Vedi p.es. L.B. Arguimbau - Chap. X § 7 - pag. 490

John Wiley e Sons - Inc. New York - Ed. 1948.

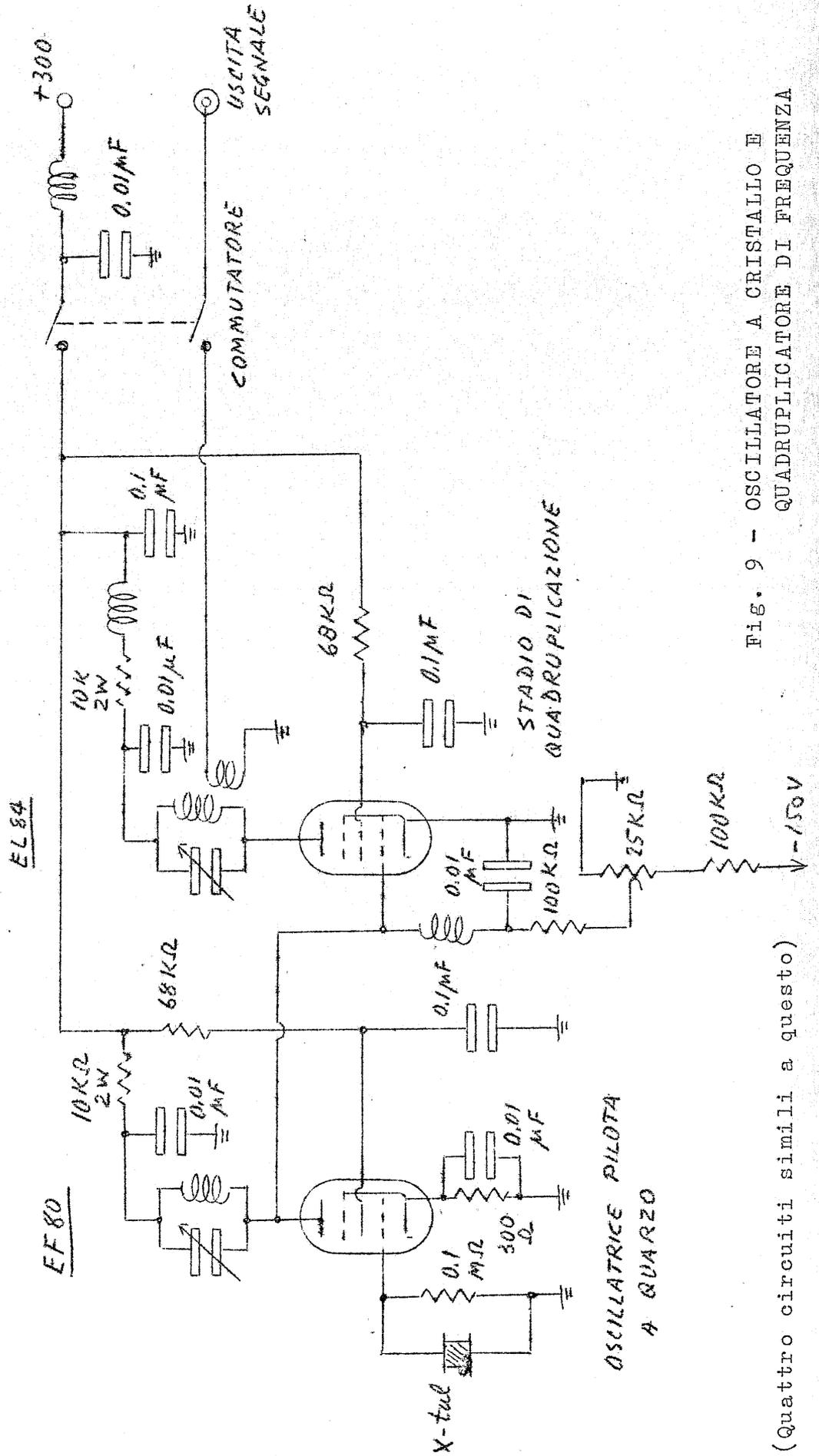


Fig. 9 - OSCILLATORE A CRISTALLO E QUADRUPPLICATORE DI FREQUENZA

(Quattro circuiti simili a questo)

La precisione relativa dell'apparecchio, nei quattro punti di taratura, può essere stimata superiore al valore della sensibilità indicata precedentemente, poichè, come si è descritto, il sistema viene praticamente ritardato ad ogni ciclo dalle frequenze degli oscillatori a cristallo la cui stabilità è estremamente elevata.

Ringraziamenti: Desidero ringraziare il Dott. F. Lepri per alcuni utili suggerimenti nella realizzazione dei circuiti. Il Sig. C. Dardini che ha montati e messi a punto i circuiti ha anche il merito di aver suggerite alcune modifiche e miglioramenti.