

Laboratori Nazionali di Frascati

LNF-57/1 (15. 2. 57)

A. Alberigi, F. Lepri, M. Puglisi, I. F. Quercia: L'IMPIANTO DI RADIOFREQUENZA PER L'ELETTROSINCROTRONE ITALIANO DA 1000 MeV.
Parte I - GENERALITA' E CONTROLLO FREQUENZA.

ISTITUTO NAZIONALE DI FISICA NUCLEARE
Sezione Acceleratore

Relazione n°: R 12
15 Febbraio 1957.

A. Alberigi, F. Lepri, M. Paglisi, I.F. Quercia:
L'IMPIANTO DI RADIO FREQUENZA MODULATA IN FREQUENZA PER
L'ELETTROSINCROTRONE ITALIANO DA 1000 MEV.
Parte 1ª - GENERALITA' E CONTROLLO FREQUENZA.

Premessa

Il problema di accelerare gli elettroni del fascio circolante entro un sincrotrone è stato generalmente risolto mediante l'impiego di Cavità risonanti di vario tipo alimentate da un impianto generatore di radio frequenza (1, 2, 3). Tali cavità hanno il compito di generare in una determinata posizione lungo l'orbita degli elettroni un campo elettrico sincrono con la frequenza di rivoluzione degli elettroni, e sufficientemente intenso da cedere ad essi l'energia necessaria per mantenersi sull'orbita stabile di equilibrio al crescere del campo magnetico e per compensare le perdite di energia che gli elettroni subiscono prevalentemente per effetto dell'irraggiamento (4) (5).

Inoltre l'ampiezza del campo elettrico a radio frequenza generato dalla cavità risonante deve essere tale da soddisfare alle condizioni necessarie per la stabilità di fase (6) (7) (8).

Poichè in generale gli elettroni vengono iniettati nel Sincrotrone con energia cui corrisponde una velocità che dista di qualche per cento dalla velocità della luce, nella prima fase di accelerazione gli elettroni subiscono un incremento di velocità e quindi un incremento della loro frequenza di rivoluzione entro la macchina. La radiofrequenza

in quanto primo stadio di accelerazione deve pertanto accompagnare l'aumento di frequenza di rivoluzione degli elettroni. Occorre dunque che nella prima parte del ciclo gli elettroni vengano accelerati mediante un sistema a Radio frequenza variabile. Ogni scarto tra la frequenza degli elettroni e la frequenza del campo elettrico acceleratore innesca oscillazioni di sincrotrone che allargano radialmente il fascio intorno all'orbita di equilibrio.

I requisiti cui deve soddisfare l'impianto di Radio frequenza per un Sincrotrone, possono essere così riassunti.

- 1) Generazione di un segnale a radiofrequenza avente in ogni istante frequenza pari, entro tolleranze prefissate, alla frequenza di rivoluzione degli elettroni o ad una sua armonica (vedi (7)).
- 2) Controllo dinamico della modulazione di frequenza mediante informazioni sul valore istantaneo del campo magnetico cui è vincolata univocamente la frequenza di rivoluzione degli elettroni.
- 3) Cessione di energia dalla radiofrequenza agli elettroni del fascio mediante un campo elettrico generato in un apposito risuonatore posto lungo l'orbita degli elettroni.

INTRODUZIONE

Le caratteristiche cui deve soddisfare l'impianto a Radio Frequenza per l'accelerazione degli elettroni nel Sincrotrone dalla energia di iniezione alla energia finale, sono state precisate nei rapporti nn. 16 - 19 (8) del Gruppo Teorico, nella relazione G. 19 (9), nelle lettere del 16/10/'54, 20/1/'55, 7/2/'55 del Prof. Persico ed in numerose discussioni tra il gruppo Radio Frequenza e gli altri Gruppi. La presente relazione sostituisce la relazione R 11 (10) che si riferiva al progetto dell'impianto RF₁.

E' stato deciso di separare in due parti l'impianto a Radio Frequenza (RF).

Una prima parte (RF₁) alimenta una cavità risonante posta lungo una delle sezioni diritte, ed è destinata ad accelerare gli elettroni dalla energia di iniezione (2 MeV cinetici) sino ad un valore della energia cui corrisponda una velocità degli elettroni che differisca meno di 10^{-3} dalla velocità della luce.

Poichè durante il ciclo di funzionamento della RF₁ gli elettroni aumentano di velocità, e quindi aumenta anche la loro frequenza di rivoluzione nella macchina, occorre che la RF₁ provveda ad una corrispondente variazione della frequenza di eccitazione della cavità.

Una seconda parte (RF₂) alimenta una seconda cavità risonante ed è destinata ad accelerare gli elettroni sino alla loro energia finale di 1.000 MeV. La RF₂ deve fornire una frequenza fissa, e deve compensare le perdite di energia per radiazione che al di sopra dei 100 MeV per gli elettroni diventano piuttosto sensibili. (4) (5)

La presente relazione descrive l'impianto RF₁ come è stato realizzato presso la Sezione Acceleratore dell'I.N.F.N.; nella prima parte vengono descritte le generalità e il sistema di controllo; nella seconda parte vengono descritte le catene a radio frequenza e la cavità risonante.

Il presente impianto deve considerarsi nell'insieme come definitivo; tuttavia non è da escludersi che qualche parte ne possa venire modificata in seguito a successive esperienze e prove che verranno effettuate prima del montaggio dell'impianto stesso sul Sincrotrone.

§ 1.- Descrizione delle prestazioni richieste all'impianto RF₁.

a) Prestazioni sulla frequenza:

Si è deciso di usare per la RF una frequenza corrispondente alla 4^a armonica della frequenza di rivoluzione degli elettroni nella macchina.

L'andamento della frequenza in funzione del campo magnetico B_0 sull'orbita centrale di equilibrio, è dato nel diagramma della fig. 1 (11). Poiché B_0 è proporzionale al momento degli elettroni, questo diagramma non dipende dall'andamento della funzione $B_0(t)$.

La tolleranza amessa nello scarto di frequenza dal valore teorico è fissata a $\pm 1/1.000$.

Il valore della frequenza all'istante di iniezione è:

$$\nu_i = 42,77 \cdot 10^6 \text{ c/s}$$

corrispondente al valore di $B_{0i} = 22,7$ gauss.

Il valore asintotico della frequenza è:

$$\nu_{\infty} = 43,69 \cdot 10^6 \text{ c/s}$$

Questo valore viene raggiunto dalla curva di fig. 1 entro 10^{-3} per il campo $B_0 = 120$ gauss. Pertanto la modulazione di frequenza deve arrivare sino almeno a questo valore di B_0 corrispondente ad una energia degli elettroni di circa 12 MeV.

Si è deciso che l'impianto RF₁ sia in grado di fornire una modulazione di frequenza di almeno il 2,5%.

b) Prestazioni sulla tensione:

La tensione di cresta a radio frequenza che deve svilupparsi tra le armature del risonatore dipende dalla energia istantanea degli elettroni, e dalla velocità di variazione del campo magnetico $B_0(t)$. Nella fig. 2 è dato in funzione del tempo t , l'andamento della tensione $V_{\text{min. di cresta}}$

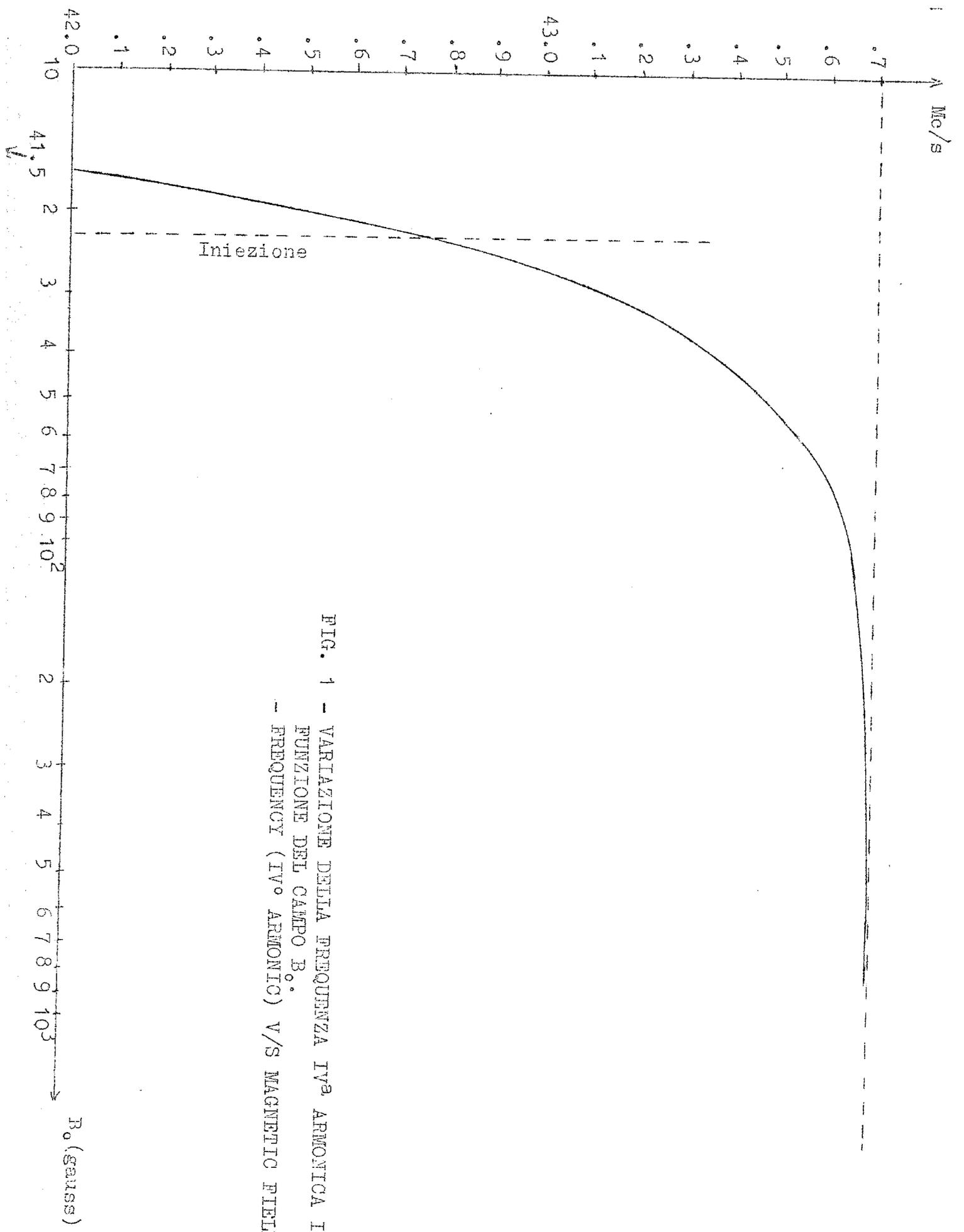


FIG. 1 - VARIAZIONE DELLA FREQUENZA IV^a ARMONICA IN FUNZIONE DEL CAMPO B₀.
 --- FREQUENCY (IV^o HARMONIC) V/S MAGNETIC FIELD B₀.

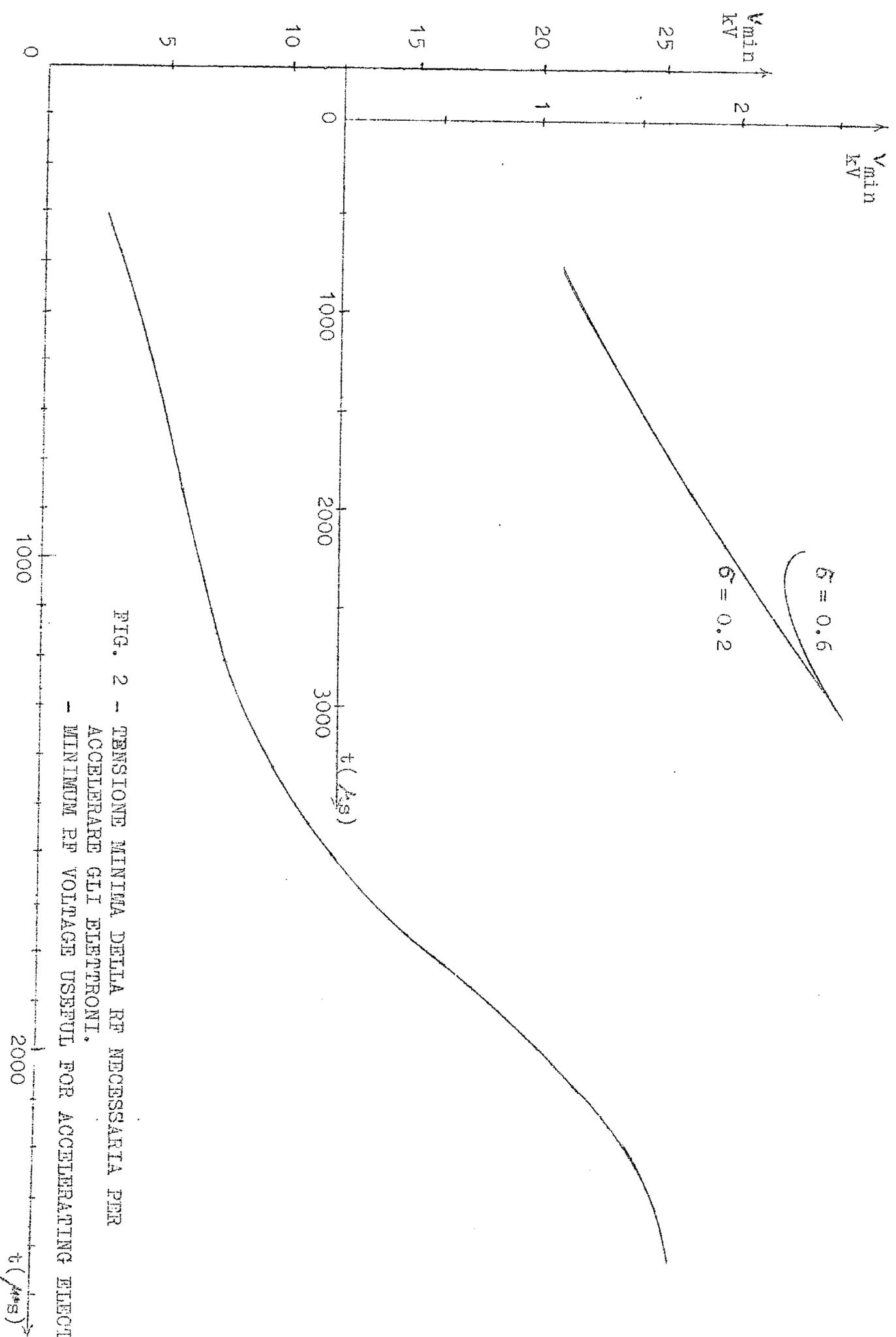


FIG. 2 - TENSIONE MINIMA DELLA RF NECESSARIA PER
 ACCELERARE GLI ELETTRONI.
 - MINIMUM RF VOLTAGE USEFUL FOR ACCELERATING ELECT

$t (\mu s)$

necessaria (12). Si vede da questa figura che intorno all'iniezione questa tensione varia a seconda del valore prescelto per la spiralizzazione \tilde{G} , cioè del valore di dB_0/dt .

Nella fig.3 è dato il valore di $V_{min.}$ e di $V_{max.}$ in funzione della energia totale degli elettroni, per $\tilde{G} = 0,6$ cm. (13). Si può pensare di mantenersi con la tensione al di sopra di $V_{min.}$ anche per un fattore 2. Il valore della tensione di cresta, all'istante di accensione della RF_1 , è indicato come V_0 nei diagrammi di fig.4. (14).

Per i valori $\tilde{G} = 0,2$ cm e $\tilde{G} = 0,6$ cm, in questo diagramma è indicata in ordinata la percentuale di elettroni catturati dalla RF_1 rispetto al valore massimo teorico $I_{max.}$ in funzione di V_0 .

Secondo le indicazioni del Rapp. Teorico n.4 (7), la tensione V_0 deve poter essere raggiunta in un tempo di circa $1 \div 2 \mu s$.

In seguito a questi dati si è deciso che l'impianto RF_1 deve poter fornire una tensione di 3.000 Volt all'istante di iniezione, e salire fino almeno a 7.000 Volt alla fine del suo ciclo di funzionamento.

c) Prestazioni sul controllo:

Il controllo deve provvedere durante ogni ciclo di accelerazione a modificare la frequenza secondo la curva di fig.1 con la precisione richiesta; deve provvedere ad accendere la RF_1 al valore prefissato di B_0 , deve provvedere alla modulazione di ampiezza della tensione, ed infine deve spegnere la RF_1 e passare un segnale di accensione alla RF_2 .

Poichè è desiderabile che il controllo funzioni aperiodicamente, si è stabilito di scegliere come variabile indipendente per le operazioni di controllo su elencate il valore del campo B_0 . Ciò consente ad esempio di poter variare entro larghi limiti il valore di dB_0/dt intorno alla iniezione.

ne senza dover modificare conseguentemente il funzionamento del controllo.

Naturalmente esiste un limite superiore per il valore ammissibile della dB_0/dt e quindi per il valore della $\frac{dV}{dt}$.

I valori limite ammessi sono indicati nella fig. 5 in funzione del campo B_0 . (15)

§ 2.- Schema generale dell'impianto RF₁

Nelle figg. 7 e 6 sono riportati a blocchi gli schemi dell'impianto RF₁ e del relativo controllo.

Qui appresso diamo una descrizione sommaria del funzionamento dell'impianto. Nei paragrafi successivi verranno descritti in particolare i singoli componenti.

Come si è detto nel paragrafo 1 c), per il controllo della modulazione di frequenza è opportuno usare come variabile indipendente il valore B_0 del campo magnetico nel traferro del sincrotrone. A questo scopo una bobina, indicata con \dot{B} , è posta nel traferro, in posizione opportuna. Il segnale fornito da tale bobina, proporzionale al valore della $\dot{B} = dB/dt$, viene amplificato con un amplificatore rapido c.c. e passato ad un integratore.

L'operazione di integrazione viene iniziata ad un valore predeterminato del campo B_0 ; ciò è ottenuto mediante un circuito di sganciamento che mantiene bloccato ad un livello fisso l'ingresso dell'integratore, sin tanto che non riceve un segnale dal generatore dell'impulso di sgancio dell'integratore il quale è a sua volta comandato da una "peaker" opportunamente polarizzata.

In uscita dell'integratore si ha dunque una tensione proporzionale al valore di B_0 , e questa tensione deve modulare, con la legge data dalla fig. 1, la frequenza generata dall'oscillatore pilota. Occorre pertanto inserire un circuito formatore di funzione il quale in funzione della

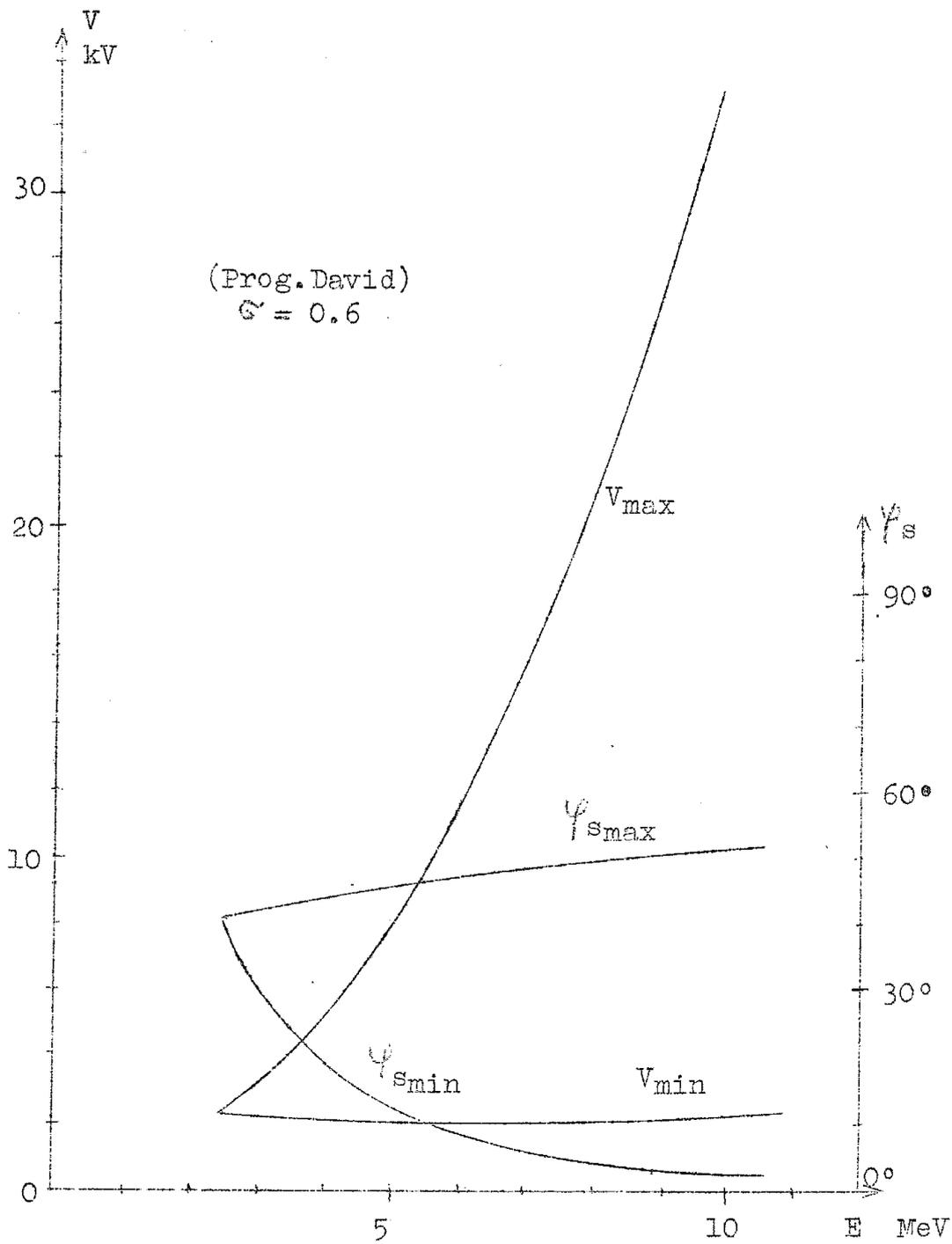


FIG. 3 - TENSIONI A RF E FASI SINCRONE MINIME E MASSIME PERMESSE, IN FUNZIONE DELL'ENERGIA TOTALE DEGLI ELETTRONI.-
 - MINIMUM AND MAXIMUM VALUE OF THE RF VOLTAGE AND SYNCHRONOUS PHASE, AS FUNCTION OF TOTAL ELECTRONS ENERGY.-

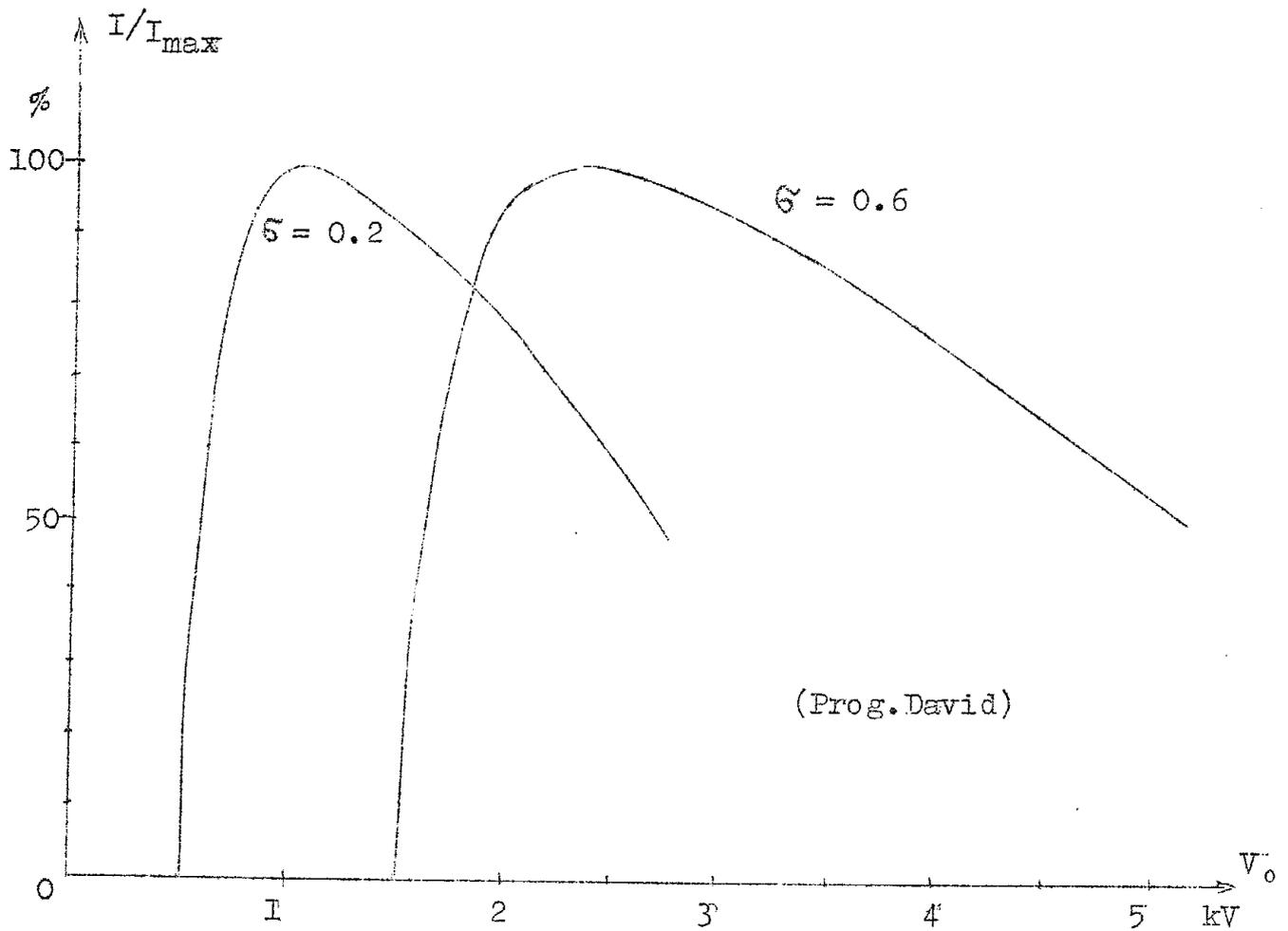


FIG. 4 - RENDIMENTO RELATIVO DI CATTURA DEGLI ELETTRONI IN FUNZIONE DELLA TENSIONE RF INIZIALE PER DUE VALORI DELLA SPIRALIZZAZIONE.-
 - RELATIVE CAPTURE EFFICIENCY OF ELECTRONS V/S RF STARTING VOLTAGE FOR TWO VALUES OF THE SPIRALIZATION.-

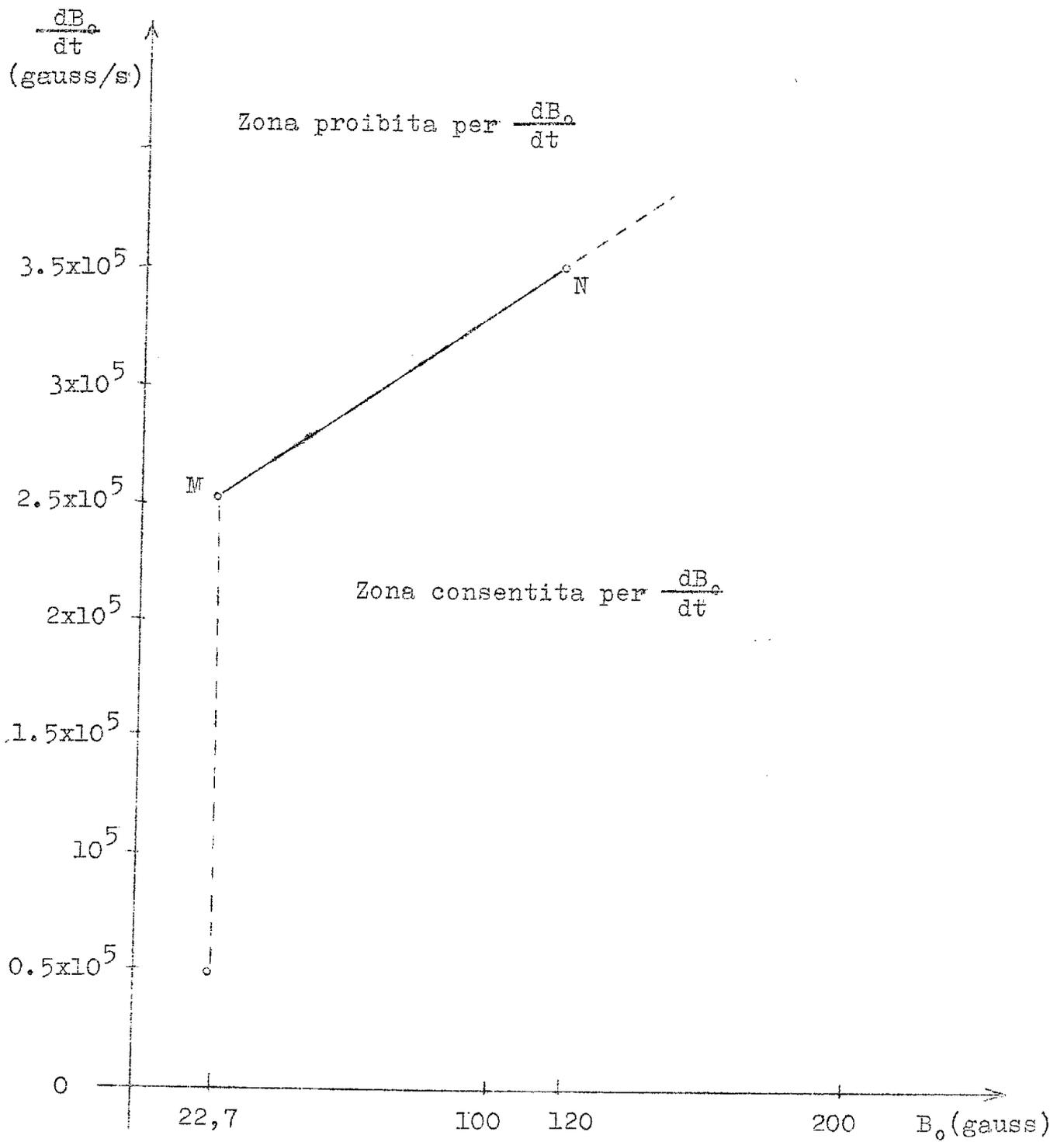


FIG. 5 - VALORI MASSIMI CONSENTITI DI \dot{B} IN FUNZIONE DI B_0 -
 - MAXIMUM ALLOWED VALUE OF \dot{B} V/S B_0 -

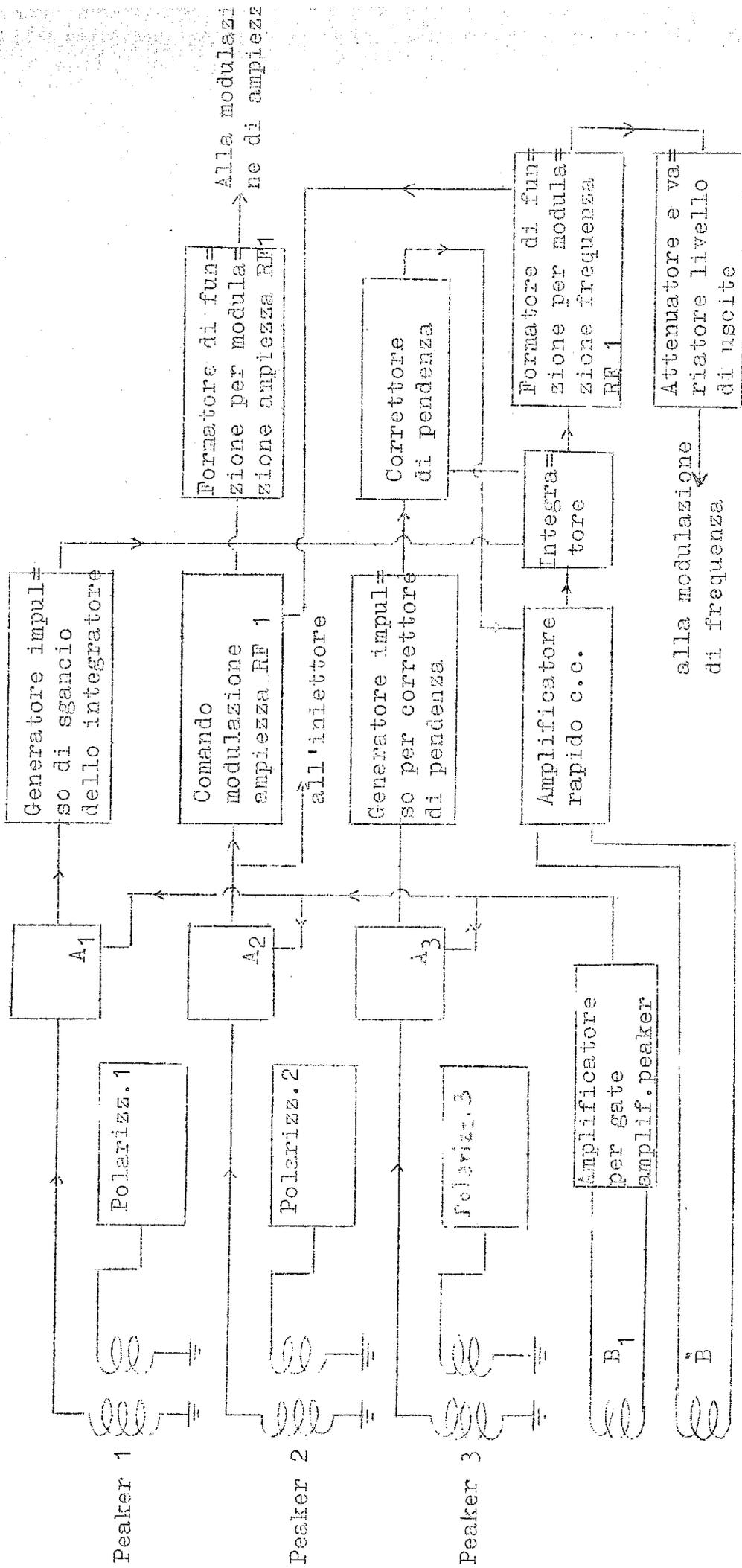


FIG. 6 - SCHEMA A BLOCCHI DEL CONTROLLO RF 1 (SINCRONIZZATORE).
 - BLOCK DIAGRAM OF RF 1 CONTROL DEVICE.

MODULAZIONE IN AMPIEZZA

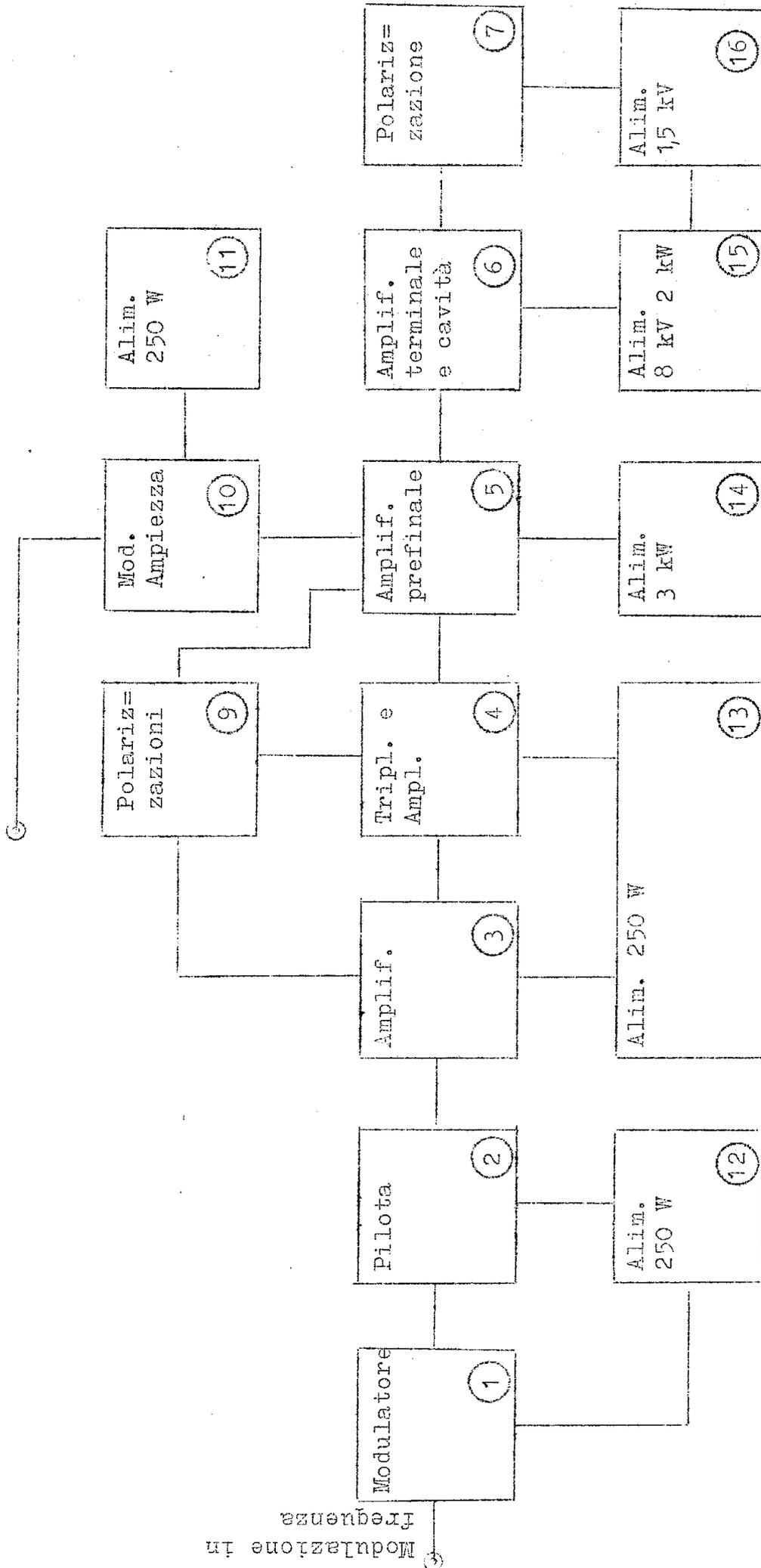


FIG. 7 - SCHEMA A BLOCCHI RF 1
- BLOCK DIAGRAM OF THE RF 1 AMPLIFIER

tensione che riceve dall'integratore fornisce in uscita una tensione avente l'andamento desiderato. Tale tensione entra nel modulatore il quale provvede a variare la frequenza di oscillazione del pilota.

Il pilota, secondo l'attuale schema, deve pilotare la successiva catena di stadi della RF₁.

All'uscita del pilota la frequenza ha il valore di $1/3$ della frequenza ed è modulata nel modo voluto al valore del campo B_0 .

Si è scelta questa frequenza di lavoro come compromesso tra l'esigenza di stabilità dell'auto-oscillatore e la necessità di non introdurre ritardi apprezzabili nella modulazione di frequenza stessa.

Dall'uscita del pilota si entra nella catena a RF₁ indicata nella fig.7 dai blocchi 3, 4, 5 e 6.

Dopo una prima amplificazione, blocco 3, si ha la triplicazione di frequenza e quindi la prima amplificazione di potenza (blocco 4).

Il segnale così amplificato comanda lo stadio prefinale (blocco 5) che è quello sul quale avviene anche la modulazione di ampiezza attraverso l'apposito modulatore (blocco 10).

Il segnale proveniente dal prefinale pilota direttamente la valvola terminale (blocco 6) che è montata sulla cavità risonante stessa.

Nella II^a parte di questa relazione saranno descritti in dettaglio tutti questi circuiti.

§ 3.- Descrizione del sistema di controllo per la modulazione di frequenza asservito al campo magnetico $B_0(t)$.

a) L'informazione relativa alla funzione $B_0(t)$ viene prelevata mediante la bobina B posta nel campo magnetico del sincrotrone (16) e mediante il peaker polarizzato 1 (17). Tale informazione deve essere modificata per dare luogo ad una

tensione che sia una funzione prestabilita $F(B_0)$ della variabile indipendente B_0 . Tale tensione serve a comandare il modulatore di frequenza.

Lo schema a blocchi del sistema di controllo per la modulazione di frequenza è dato nella fig. 6.

L'area spire della bobina B deve essere mantenuta bassa, per avere una costante di tempo breve; pertanto il segnale da essa fornito viene amplificato mediante un amplificatore ad accoppiamento diretto e passato al circuito di integrazione.

La tensione di ingresso del circuito di integrazione è mantenuta ferma dallo sganciatore fin tanto che il campo B_0 non raggiunge un valore prefissato. A questo istante il peaker 1 fornisce un impulso che, amplificato dall'amplificatore rapido A_1 , viene iniettato nel circuito generatore dell'impulso di sgancio. Quest'ultimo fornisce in uscita un impulso positivo squadrato di ampiezza circa 70 Volt, tempo di salita inferiore a 0,5 μ s e la cui durata è di poco superiore al ciclo di accelerazione del sincrotrone (circa 26 ms). Per tutto il tempo che dura tale impulso dunque lo sganciatore lascia libero l'ingresso dell'integratore e questo integra il segnale fornito dall'amplificatore e fornisce quindi in uscita un segnale proporzionale a $B_0(t)$

Quando l'impulso termina, tra un ciclo di accelerazione ed il successivo, lo sganciatore riaggancia l'ingresso dell'integratore al livello di riferimento, e provvede anche a scaricare la capacità di integrazione C. Il dispositivo si trova quindi pronto per il ciclo successivo. Durante il funzionamento può accadere che la tensione di uscita dell'amplificatore rapido c.c. derivi lentamente nel tempo, allontanandosi dal valore di riposo. Questa tensione

spuria di deriva si somma alla tensione amplificata fornita dalla bobina, e quindi introduce un errore nel valore della tensione d'uscita dell'integratore.

Il circuito correttore di pendenza provvede a compensare tale errore. Il suo funzionamento è il seguente: il peaker 3 dà un impulso di tensione quando il campo B_0 raggiunge un valore predeterminato ovviamente superiore al valore di B_0 per cui inizia l'integrazione. L'impulso del peaker 3 opportunamente amplificato da A_3 comanda il circuito generatore di impulso per il correttore di pendenza. Questo circuito fornisce in uscita un impulso negativo di durata variabile a piacere da 2 a 5 μ s, tempo di discesa circa 0,2 μ s e ampiezza circa 50 Volt. Tale impulso iniettato nel correttore di pendenza, aziona un circuito in cui viene confrontata la tensione raggiunta in uscita dall'integratore con una tensione fissa di riferimento. La differenza tra queste due tensioni provoca una variazione lenta (costante di tempo circa 0,5 s) della tensione di polarizzazione della prima valvola dell'amplificatore rapido c.c. e viene così compensato ogni eventuale effetto di deriva prodottosi nell'amplificatore rapido c.c. La tensione di uscita dell'integratore è applicata al circuito formatore di funzione. Questo genera in uscita una tensione che approssima con la precisione necessaria una funzione predisposta della tensione di ingresso. Tale funzione è sostanzialmente la funzione data dalla fig.1 corretta per tenere conto della eventuale non-linearità della risposta del modulatore di frequenza.

Il formatore di funzione genera in uscita una tensione che approssima con la precisione necessaria una funzione predisposta della tensione di ingresso. In condizioni normali di funzionamento in ingresso al formatore di

funzione si ha l'impulso negativo e_0 fornito dall'integratore ed in uscita si ha un impulso positivo di ampiezza massima di circa 80 Volt. Tale impulso viene inviato ad un dispositivo attenuatore e variatore di livello che permette di attenuare a piacere il segnale da 1 a zero e di variare la tensione continua in uscita da -15 a +6 Volt per portarsi nelle condizioni migliori per il comando del pilota. Inoltre quando la tensione di ingresso al formatore di funzione ha raggiunto un certo valore a cui corrisponde il valore del campo B_0 per il quale deve cessare il funzionamento della cavità RF_1 ed iniziare il funzionamento della cavità RF_2 , il formatore di funzione fornisce anche un impulso positivo e squadrato che viene iniettato nel comando modulazione di ampiezza RF_1 per la finalità che vedremo più avanti.

b) Come detto nel § 1) la precisione istantanea in frequenza deve essere migliore da $\pm 1/1000$ e la variazione totale di frequenza deve poter raggiungere il 2,5%.

D'altra parte (vedi fig.5) i valori consentiti per la $\dot{B}(t) = \frac{dB_0}{dt}$ non debbono all'istante di iniezione uscire dall'intervallo:

$$0,5 \cdot 10^5 \leq \dot{B}(t) \leq 2,5 \cdot 10^5 \text{ gauss/s}$$

e fino a circa 120 gauss non superare :

$$\dot{B}(t) \leq 3,5 \cdot 10^5 \text{ gauss/s}$$

Inoltre la modulazione di frequenza deve essere mantenuta con la detta precisione fino ad almeno 120 gauss a partire dal valore di B_{0i} all'iniezione.

Per il calcolo dei tempi di risposta consentiti per gli amplificatori e per altre parti del circuito occorre tenere presente che nelle condizioni più severe, cioè con $\dot{B}_1 = 2,5 \cdot 10^5 \text{ gauss/s}$, ad un intervallo di tempo di 1,6 μ s, corrisponde, secondo la curva di fig.1, uno scarto di frequenza di 1/1000. Pertanto è necessario mantenere le

fluttuazioni dei tempi di risposta molto al di sotto del micro-secondo, ed i tempi di risposta stessi quanto possibile brevi.

c) Il modulatore di frequenza è stato scelto del tipo a tubo di reattanza (18) e ciò perchè i ritardi di modulazione sono quasi trascurabili e la modulazione stessa avviene con un segnale di tensione. (Precedentemente era stato provato un pilota con modulatore a ferrite ma esso è stato scartato).

Riportiamo nella fig.8 la curva di modulazione (tensione - frequenza) dedotta dal pilota costruito. In ordinate vi è la frequenza in MHz e in ascisse la tensione negativa applicata alla griglia della valvola di reattanza.

La variazione di un Volt causa in media una variazione di circa 60 KHz, quindi una stabilizzazione e precisione entro 0.2 Volt nella tensione modulante sono sufficienti per gli scopi richiesti.

d) Calcolo della bobina di B, dell'amplificatore e dell'integratore. Per la valutazione dell'aria spire da dare alla bobina di misura di B e del guadagno da dare al susseguente amplificatore, possiamo pensare che sia per il tratto iniziale (vd. Rel. n°T24/bis) (19):

$$\dot{B}(t) \cong \text{cost.}$$

supponiamo che Σ sia l'area-spire della bobina e G_1 il guadagno dell'amplificatore. Dopo lo sgancio l'integratore inizierà ad integrare un segnale a gradino di ampiezza:

$$E_s = \Sigma G_1 \dot{B}(t) \quad \text{Volt}$$

$\left(\begin{array}{l} \Sigma \text{ in } m^2 \\ \dot{B} \text{ in } Wb/m^2/s \end{array} \right)$

oppure, esprimendo Σ in cm^2 ed il campo in gauss:

$$E_s = \Sigma G_1 \dot{B}(t) \times 10^{-8} \quad \text{Volt}$$

Supponiamo che all'istante dello sgancio sia:

$$t = 0 \quad B(0) = B_s \quad \text{gauss;}$$

la tensione di uscita $e_o(t)$ di un integratore avente guadagno G_2 , costante di integrazione RC , tempo di salita $2,2 \times T$ (vedi relazione Integratore elettronico) (20)(21), è data da:

$$e_o(t) = - \sum G_i \dot{B}(t) \cdot 10^{-8} G_2 \left[1 - \frac{e^{-\frac{t}{T}}}{1 - \frac{(G_2+1)RC}{T}} + e^{-\frac{t}{(G_2+1)RC}} \left(\frac{1}{1 - \frac{(G_2+1)RC}{T}} - 1 \right) \right]$$

Naturalmente questa relazione così complicata serve a poco. Supponiamo allora che sia:

$$t \ll (G_2+1) RC$$

$$T \ll (G_2+1) RC$$

Essa allora si semplifica nella forma seguente:

$$e_o(t) = A \left[t - T \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) \right]$$

dove si è indicato:

$$A = - \frac{\sum G_i \dot{B} \cdot 10^{-8}}{RC}$$

Questa espressione va confrontata con la formula che ci interessa, cioè:

$$B(t) = B_s + \dot{B}(t) \cdot t$$

Per questo consideriamo la $e_o(t)$ come data dalla differenza tra le due funzioni:

$$A \times t ; \quad AT \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right)$$

La seconda di queste due funzioni si riduce ad una costante $=AT$ quando $t \gg T$.

Possiamo facilmente valutare che per

$$t^x \geq 6 T$$

Pilota montato sulla catena
Taratura del 5 Giugno 1956.
(BC 221 - Tester Multavi)

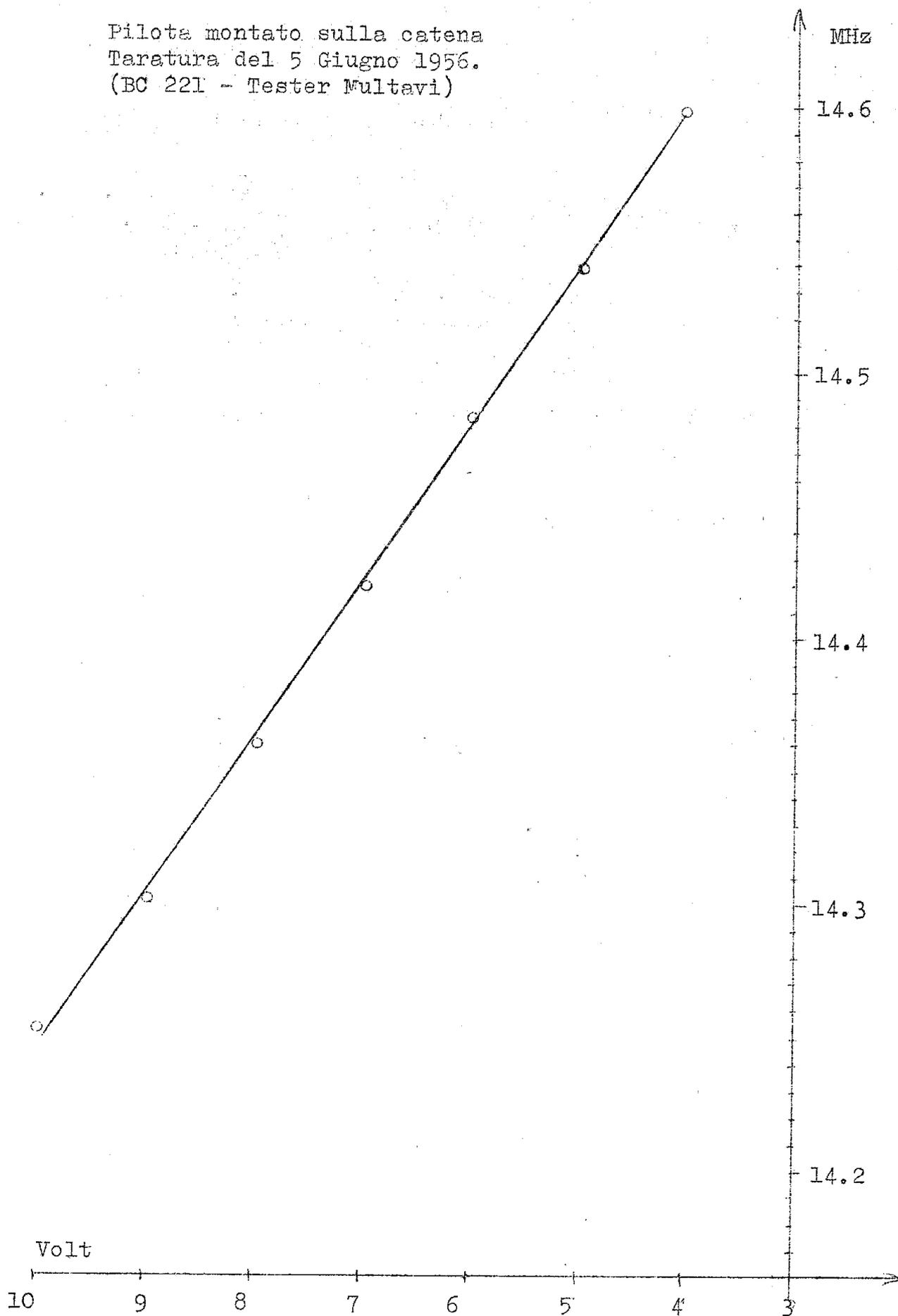


FIG. 8 - FREQUENZA DEL PILOTA IN FUNZIONE DELLA POLARIZZAZIONE DEL TUBO DI REATTANZA.-
- PILOT OSCILLATOR FREQUENCY V/S BIAS OF REACTANCE TUBE.-

questa funzione è uguale al suo valore asintotico AT con uno scarto inferiore a $1/1.000$.

Possiamo dunque considerare che per $t > t^x$ l'errore introdotto dall'integratore consiste solamente in un ritardo della funzione integrata che esso fornisce, cioè:

per $t > t^x$

$$e_o(t) = A(t - T)$$

A questo ritardo nella risposta introdotto dall'integratore occorre aggiungere il ritardo introdotto dallo amplificatore rapido c.c. - Nel nostro caso quest'ultimo ritardo risulta essere circa $0,25 \mu s$.

Il tempo di salita dello amplificatore che costituisce l'integratore è dell'ordine di $1 \mu s$, e pertanto $T \sim 0,5 \mu s$. Il ritardo totale introdotto da amplificatore + integratore, quando quest'ultimo è a regime, cioè per $t > t^x = 3 \mu s$, risulta quindi di circa $0,7 \mu s$. Come abbiamo detto precedentemente nelle condizioni più stringenti ad $1,6 \mu s$ di scarto corrisponde un errore nelle frequenze pari a circa $0,1\%$. Il ritardo che si ha nel nostro caso non è trascurabile rispetto a questo valore e pertanto potrà essere necessario introdurre delle piccole correzioni quando si vorrà variare apprezzabilmente il valore del $B(t)$ all'iniezione. D'altra parte occorre tenere presente che il circuito formatore di funzione e la stessa catena di amplificazione a radio frequenze introducono dei ritardi nella risposta alle variazioni di frequenze, che dovranno essere compensati ogni qual volta verrà cambiato sostanzialmente il valore di $B(t)$ alla iniezione.

Vogliamo ora valutare il valore del guadagno G_1 da dare allo amplificatore rapido c.c., e il valore da dare alla costante di tempo RC dello integratore.

Valutiamo a circa 0,1 volt la deriva in uscita dello integratore, data la presenza del diodo che mantiene agganciato il livello di uscita (vedi appresso § 4, b). Poichè desideriamo avere errori inferiori all'1% dell'integrale all'istante dell'iniezione come risulta dalla tabella I^a occorre che la tensione di uscita dello integratore

Tabella I^a

B_0 (Gauss)	13	17	22	60	120
$\frac{dB_0}{B_0} \%$	0,75	1,3	2,1	16,4	64

Nella tabella I^a sono indicati gli scarti percentuali nel valore di $B_0(t)$, cioè dB_0/B_0 , per diversi valori del campo $B_0(t)$, corrispondenti ad uno scarto dello $I/I.000$ sulla frequenza, come risultano dal diagramma della fig. I.

Come si vede la tolleranza più stringente la si ha per i valori bassi di B_0 , mentre per i valori alti di B_0 sono consentiti scarti apprezzabili.

a questo istante sia almeno 100 volte maggiore di 0,1 volt, cioè maggiore di 10 volt. D'altra parte la escursione di tensione di uscita dello integratore è bene che non superi circa 80 volt nella zona utile, per evitare distorsioni dovute al fatto che le valvole escono dalla regione lineare di lavoro. Se a 80 volt si fanno corrispondere 120 gauss, al campo di iniezione: ~ 20 gauss, corrispondono 16 volt, supponendo di iniziare a 0 gauss l'integrazione. Se si con-

sente di avere 10 volt per 20 gauss (fermo restando il valore di 80 volt per 120 gauss) basta iniziare la integrazione a :

$$B_s = 5,7 \text{ gauss } (*)$$

e ne consegue una pendenza di:

$$P = 0,7 \frac{\text{volt}}{\text{gauss}}$$

talchè la tensione di uscita dello integratore sarà ad ogni istante t dopo lo sgancio:

$$e_o(t) = P \times [B(t) - B_s] \text{ Volt}$$

D'altra parte è:

$$e_o(t) = \frac{\Sigma G_i [B(t) - B_s] \cdot 10^{-8}}{RC}$$

e quindi risulta:

$$P = \frac{\Sigma G_i \cdot 10^{-8}}{RC}$$

Per definire il valore di G_1 e di RC occorre dare un valore a Σ . Per questo consideriamo che lo amplificatore rapido c.c. ha una deriva equivalente in ingresso (per ora trascuriamo l'effetto di compensazione dovuto al correttore di pendenza) dell'ordine di 1 mV. Se desideriamo

(*) Nota - si osservi che anche nelle condizioni più sfavorevole il campo impiega per andare da B_s a B_1 un tempo maggiore di $50 \mu s$, e quindi l'integratore ha largamente modo di andare a regime.

che le tensioni fornite dalla bobina di \dot{B} sia 100 volte più grande, occorre che sia:

$$\Sigma \cdot \dot{B} \cdot 10^{-8} \geq 0.1 \text{ Volt}$$

Poichè il minimo valore di \dot{B} è $5 \cdot 10^4$ gauss/s, ne risulta come minimo valore da dare all'area - spire della bobina:

$$\Sigma_{\min} = 200 \text{ cm}^2$$

Inoltre anche i valori possibili di RC hanno un limite inferiore.

Come è noto infatti (vedi relaz. Integratore elettronico) (20), l'integratore dà una risposta corretta, a parte i ritardi di cui abbiamo già parlato, sin tanto che vale la relazione:

$$t \ll (G_2 + 1) RC$$

Il termine correttivo della risposta dell'integratore ha la forma:

$$\frac{1}{2} \frac{t^2}{[(G_2 + 1) RC]^2}$$

Se noi desideriamo che questo termine sia inferiore a ϵ volte il termine principale, deve essere:

$$\frac{1}{2} \left[\frac{t}{(G_2 + 1) RC} \right]^2 \cdot \frac{t}{(G_2 + 1) RC} < \epsilon$$

cioè:

$$(G_2 + 1) RC > \frac{1}{\epsilon} \frac{t}{2}$$

Salvo una correzione, dovuta ai ritardi di cui si è parlato precedentemente, la durata dell'integrazione deve

andare almeno dall'istante di iniezione fino all'istante in cui il campo assume il valore di circa 120 gauss. Assumiamo il più basso valore consentito per $\dot{B}(t)$ cioè:

$$\dot{B}(t) = 0,5 \cdot 10^5 \text{ gauss/s}$$

allora per fare 120 gauss occorrono:

$$H \approx \frac{120}{\dot{B}} = \frac{120}{0,5} \cdot 10^{-5} \text{ secondi} = 2400 \mu\text{s} \quad (18)$$

pertanto dovrà essere:

$$(G_2 + 1) RC > \frac{1}{2} H$$

Assumendo per es. $\Sigma = 5 \times 10^{-2}$ si ha

$$(G_2 + 1) RC > 0,025 \text{ secondi}$$

Si noti che Σ è lo scarto alla fine della integrazione quando su B_0 sarebbero tollerabili errori superiori al 15% (Vedi tabella I).

Poiché il guadagno dello stadio di amplificazione che costituisce l'integratore è circa:

$$G_2 = 80$$

risulta che deve essere

$$RC \geq \frac{25}{80} \approx 0,3 \text{ ms}$$

(19) In realtà tenendo conto della variazione di B anche il minimo valore della spiralizzazione $G = 0,2 \text{ cm}$, il tempo che impiega il campo a passare da 15 gauss a 120 gauss non supera i $1.500 \mu\text{s}$ (19).

Abbiamo scelto i valori:

$$RC = 0,5 \text{ ms}$$

$$G_I = 110$$

dai quali risulta

$$\Sigma = 290 \text{ cm}^2$$

che è un valore compatibile con il Σ_{min} trovato precedentemente.

In conclusione raccogliamo qui le caratteristiche che hanno la bobina, l'amplificatore e l'integratore:

1) Bobina : Area spire $\Sigma = 290 \text{ cm}^2$

frequenza risonanza $\geq 1 \text{ Mc/s}$

2) Amplificatore : guadagno : $G_I = 110$

banda passante: DC $\rightarrow 1 \text{ Mc/s}$

deriva annessa: 1 mV in ingresso

3) Integratore : guadagno $G_2 \approx 100$

banda passante DC $\rightarrow 0,3 \text{ Mc/s}$

RC = $0,5 \times 10^{-3} \text{ s}$

4) Descrizioni e schemi dei componenti del sistema di controllo della modulazione di frequenza.

a) L'amplificatore ad accoppiamento diretto (*) (fig.9)

è costituito da due maglie di amplificazione ciascuna delle quali ha una forte controreazione. Lo stadio di ingresso consiste di un doppio triodo per avere un effetto di bilanciamento rispetto alle variazioni della corrente di emissione del catodo (22). Inoltre questo primo stadio consente di avere il ritorno della controreazione della prima maglia su di un punto ad alta impedenza qual'è la griglia del secondo

(*) Negli schemi di apparati elettronici che compaiono nella presente relazione il valore delle componenti si intende, ove non sia diversamente indicato, preciso al 10%.

triode; nel nostro caso, infatti, la griglia del primo triode è connessa alla bobina di B che presenta una impedenza molto bassa. Sulla griglia del secondo triode è iniettata oltre alla tensione di reazione negativa, anche la tensione continua di correzione proveniente dal correttore di pendenza. La prima maglia aperta amplificherebbe circa 3.000, ed è portata dalla controreazione ad amplificare circa 10. La seconda maglia aperta avrebbe un guadagno di circa 10.000 ridotta dalla controreazione a circa 15. Il guadagno complessivo dell'amplificatore risulta quindi circa di 110. Il tempo di salita è inferiore a $0,3 \mu s$ e il tempo di ritardo $0,25 \mu s$.

Questo amplificatore richiede un alimentatore particolare. Occorre infatti che le variazioni relative delle tensioni +300 e -300 siano mantenute inferiori a $1/1.000$, e che l'impedenza di uscita dell'alimentatore del +300 sia inferiore a 0,1 ohm. Inoltre è opportuno stabilizzare la corrente nei filamenti dello stadio di ingresso, ciò che si ottiene alimentandoli in serie con la tensione continua stabilizzata a -300 volt. L'alimentatore stabilizzato per questo amplificatore verrà descritto in seguito.

b) L'integratore e lo sganciatore elettronico sono descritti nello schema di fig. 10.

L'integratore è costituito da uno stadio di amplificazione a pentodo 6 A H 6 seguito da un inseguitore catodico costituito da una 12AT7. Il tempo di salita di questo amplificatore è circa $1 \mu s$.

Tra lo stadio di amplificazione e l'inseguitore catodico l'accoppiamento è realizzato mediante una capacità da $0,01 \mu F$ a cui è posta in parallelo una resistenza da 1 Mohm; la resistenza di griglia dell'inseguitore catodico è costituita da un diodo EAA91. Durante l'integrazione la tensione sulla placca del pentodo scende, il diodo, interdetto, si comporta come una resistenza molto grande e pertanto la costan-

te di accoppiamento tra pentodo e triodo è molto lunga e non introduce deformazioni nella forma d'onda. Alla fine della integrazione la griglia controllo del pentodo amplificatore viene riagganciata alla tensione di riferimento, la tensione di placca risale al valore di riposo, il diodo conduce e il condensatore di accoppiamento viene scaricato attraverso una piccola costante di tempo.

La costante di tempo di integrazione RC ha il valore specificato nel paragrafo precedente. Occorre scegliere con cura il condensatore C, per evitare che esso presenti un troppo elevato effetto di "inzuppamento" (soaking) (16) che falserebbe la misura. A questo scopo viene impiegato un condensatore con dielettrico in plastica (stiroflex) particolarmente adatto.

Il circuito di sganciamento è costituito da due diodi 6AL5 in serie. In assenza del segnale "impulso di sgancio" i due diodi conducono e mantengono il punto di sgancio ad un livello fisso di riferimento (tale livello può essere fatto variare mediante il potenziometro da 10 K in serie con i diodi). L'impulso di sgancio è costituito da un segnale rettangolare alto circa 150 volt e della durata di 26 m s e porta in regime di conduzione le due 6V6, le quali interdicano i diodi.

Gli impulsi di sgancio, osservati sulla placca del diodo superiore e sul catodo del diodo inferiore, hanno ampiezze rispettivamente di -5 volt e +5 volt, tempo di salita 0,4 μ s, forma circa uguale, a parte il segno. In conseguenza di tali impulsi i diodi rimangono interdetti, il punto di sgancio rimane isolato e l'integratore inizia la sua operazione.

L'integratore ed il circuito di sgancio sono alimentati dal medesimo alimentatore cui si è accennato in a), salvo che la tensione positiva +300 è indipendente da quella che

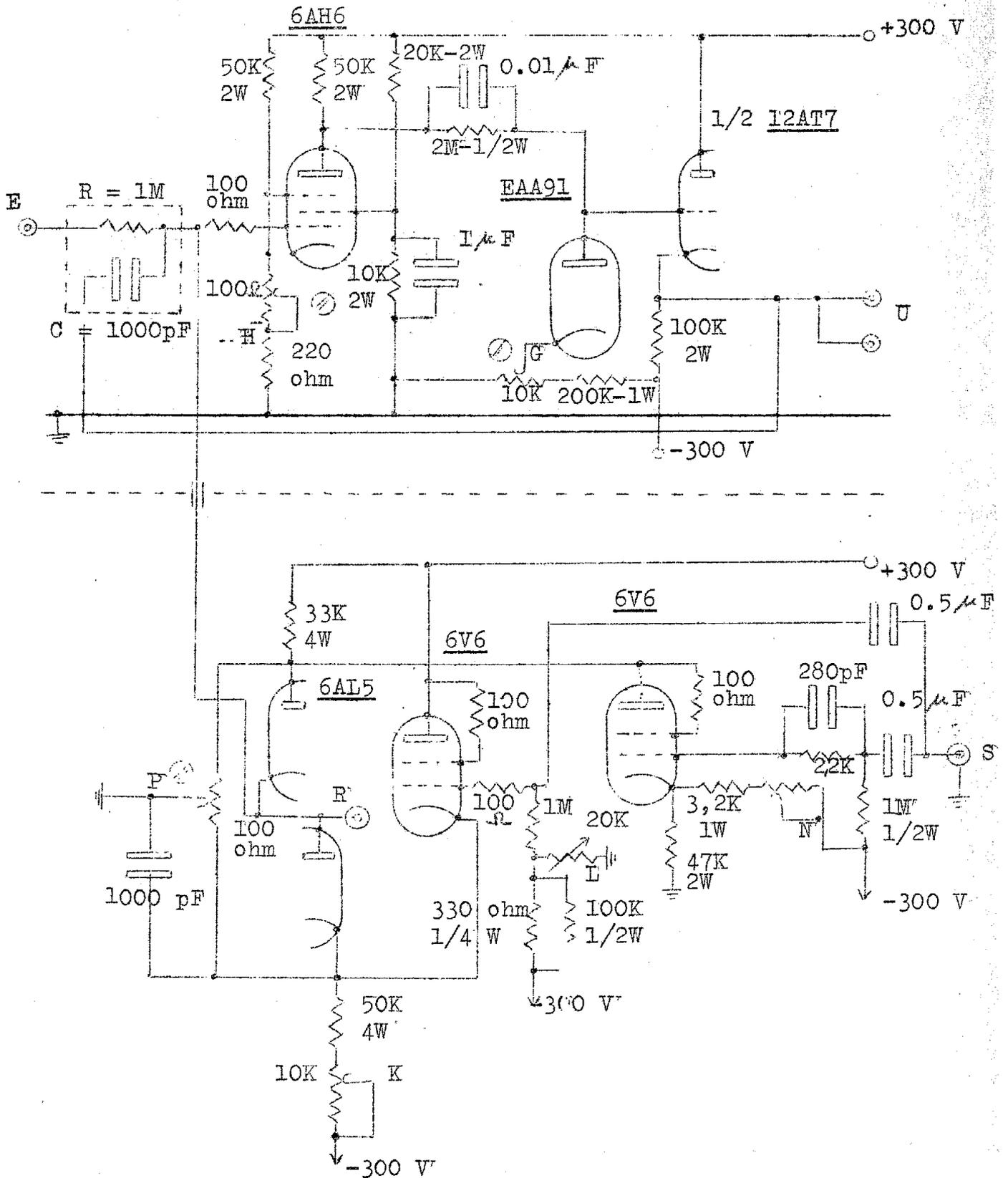


FIG. 10 - CONTROLLO RF I. INTEGRATORE E SGANCIATORE.-
 - RF I CONTROL. INTEGRATING AND CLAMP CIRCUIT.-

allimenta l'amplificatore per evitare accoppiamenti tra i due apparecchi.

c) Il circuito correttore di pendenza è rappresentato nella fig. 11. Per comprenderne il funzionamento, nella fig. 12 sono rappresentate, in funzione del valore di B_0 riportato sulle ascisse, i valori delle tensioni di uscita dell'amplificatore e_s , e dell'integratore e_0 . La tensione e_s è proporzionale a B_0 , che nel diagramma è supposta costante. La tensione d'uscita dell'integratore è in questo caso una retta la cui pendenza dipende dal valore di e_s . Qualora la deriva dell'amplificatore aggiunga una tensione spuria ad e_s , la retta che rappresenta la e_0 avrà una'altra pendenza (vedi linee tratteggiate sul diagramma). Pertanto ad un determinato valore B_0^x del campo magnetico la tensione d'uscita dell'integratore avrà un valore e_0^x diverso dal valore corretto \bar{e}_0^x . (12)

Per eseguire elettronicamente questa osservazione, e la conseguente correzione, la tensione e_0 negativa viene applicata ad un ingresso E_1 di un amplificatore differenziale costituito da un doppio triodo 12AT7. Sull'altro ingresso di questo amplificatore è applicata una tensione di riferimento prelevata mediante un potenziometro da un tubo stabilizzatore 85A2. La tensione di uscita da questo stadio è proporzionale alla differenza tra le due tensioni di ingresso, e viene applicata alla griglia di una sezione di un doppio triodo ECC91. Il catodo di questo doppio triodo segue la tensione di tale griglia. La griglia P dell'altra sezione della ECC91 è normalmente mantenuta ad un potenziale prossimo a zero poichè è collegata alla placca della successiva 12AT7 la quale è in regime di forte conduzione. Quando all'ingresso E_2 giunge un ampio impulso negativo, la corrispondente sezione della 12AT7 viene portata alla interdizione ed il potenziale di placca, e quindi del punto P, sale. Tale potenziale può però salire solo fino alla tensione a cui in quel momento si trovano i catodi comuni della ECC91

pertanto in P si ha un impulso di tensione la cui ampiezza è proporzionale allo sbilanciamento dello amplificatore differenziale all'istante in cui si ha l'impulso negativo in E_2 . Questo impulso di tensione attraversa la sezione inseguitore catodico della 12AT7 viene riportato in B e di qui iniettato nel voltmetro di cresta costituito dalle EL34, EA50, e $\frac{1}{2}$ ECC82. L'uscita U_I del voltmetro di cresta è una tensione continua di ampiezza proporzionale al valore di cresta degli impulsi di tensione, mediata con una costante di tempo di qualche secondo, e viene inviata al primo stadio dell'amplificatore c.c. per correggere come si è detto le derive dell'amplificatore stesso. L'impulso negativo in E_2 viene provocato da un peaker polarizzato per esempio a 40 gauss ed è fornito dal circuito generatore d'impulso per correttore di pendenza descritto in dettaglio più avanti.

d) Formatore di funzione

Questo apparecchio riceve in ingresso la tensione di uscita $V_x = e_0$ dello integratore. Esso fornisce in uscita una tensione V_y la quale è una assegnata funzione della V_x ; cioè:

$$V_y = f(V_x)$$

La tensione V_y , attenuata linearmente e spostata di livello, viene applicata al tubo di reattanza che modula la frequenza dell'oscillatore pilota. La frequenza ν dello oscillatore è una funzione nota della tensione V_y , quindi:

$$\nu = g(V_y)$$

La frequenza ν risulta quindi funzione della tensione $V_x = e_0$ dello integratore:

$$\nu = g \{ f(V_x) \} = k V_x = k e_0$$

La funzione k , a parte costanti moltiplicative, deve avere lo stesso andamento della funzione $\nu = \nu(B_0)$ della fig. 1. Ciò lo si ottiene scegliendo opportunamente la funzione $f(V_x)$.

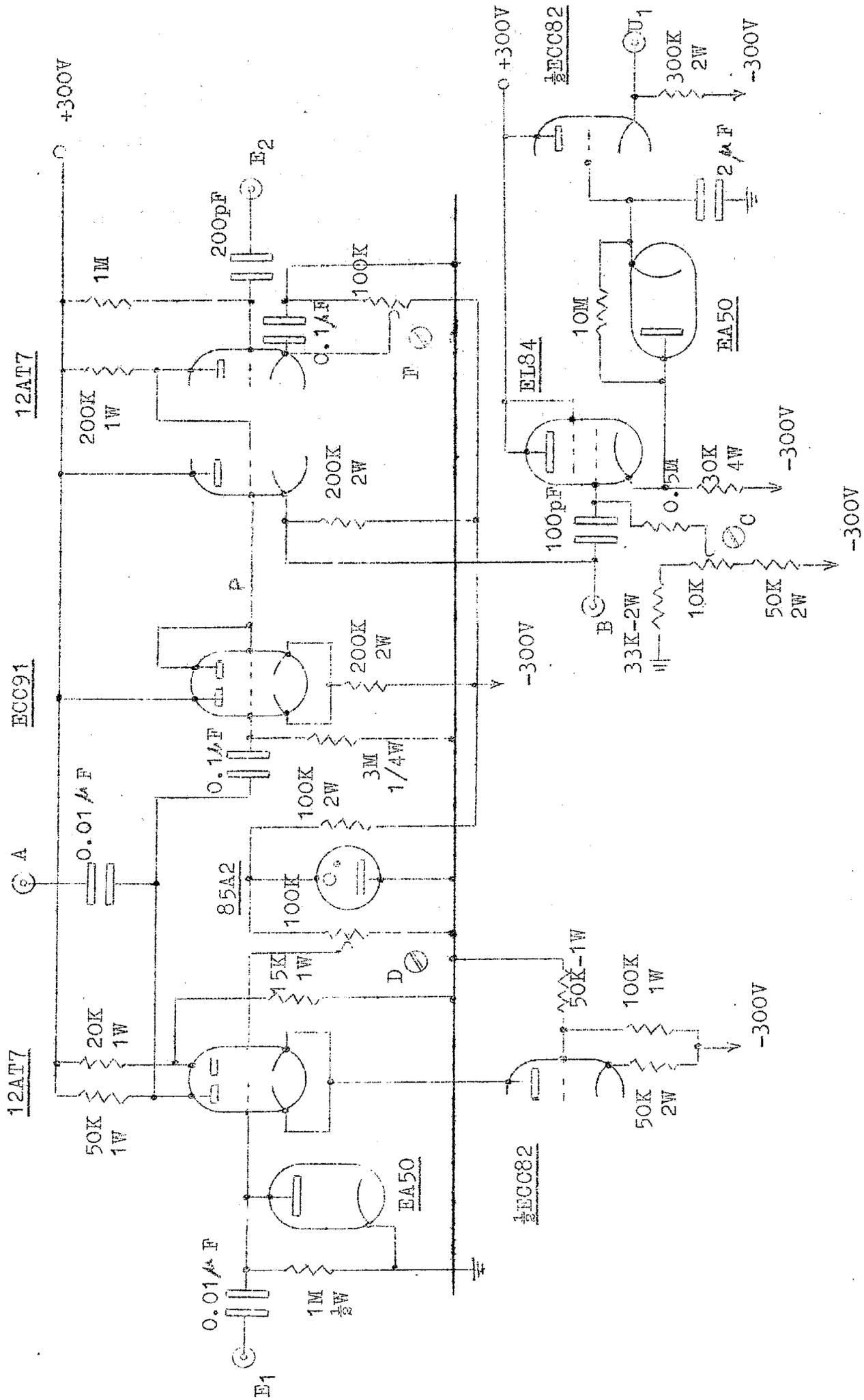


FIG. 11 - CONTROLLO RF 1. CORRETTORE DI PENDENZA.
 - RF 1 CONTROL. SLOPE CORRECTING CIRCUIT.

In realtà l'apparecchio approssima la funzione teorica $f(V_x)$ mediante una spezzata costituita da 10 segmenti.

Il principio di funzionamento è il seguente:

Il campo di variabilità della tensione V_x viene suddiviso in 10 intervalli, la cui ampiezza è scelta opportunamente a seconda della forma della funzione $f(V_x)$ da riprodurre. In ciascun intervallo opera un discriminatore, il quale fornisce una corrente I_n che è nulla per valori di V_x inferiori alla tensione soglia inferiore $V_{x_{n-1}}$, è costante per valori di V_x superiori alla soglia superiore V_{x_n} , ed è proporzionale a V_x entro l'intervallo compreso tra le due tensioni di soglia (vedi fig. 12 bis)

Le correnti I_n vengono sommate su di una resistenza R , ai cui capi si manifesta la tensione V_y . Quest'ultima risulta quindi costituita da 10 segmenti successivi i quali nell'insieme costituiscono una spezzata che approssima la funzione voluta $f(V_x)$.

Lo schema dell'apparecchio è dato nella fig. 13. Come si vede i dieci discriminatori sono riuniti in due gruppi ciascuno di 5 unità. Ciò deriva dal fatto che la funzione di approssimare, simile come abbiamo detto alla $\mathcal{V} = \mathcal{V}(B_0)$ di fig. 1, è molto ripida all'inizio, e meno ripida alla fine. Il primo gruppo di discriminatori è realizzato appunto in maniera di consentire una risposta molto rapida. Ciascun discriminatore è costituito da un doppio diodo 6AL5 e da un pentodo 6AU6 polarizzato. Le correnti dei pentodi si sommano nella resistenza comune da 20 kohm 10 W. La tensione generata ai capi di questa resistenza è portata in uscita per mezzo di un invertitore a bassa impedenza di uscita.

Il circuito può essere tarato staticamente nel senso che ad ogni valore della tensione di uscita che dipende solo dai guadagni degli amplificatori e dai valori dei tagli dei discriminatori, corrisponde univocamente un valore della tensione di ingresso.

L'approssimazione ottenibile va valutata caso per caso a seconda della funzione assegnata. Per funzioni del tipo che ci interessano essa può essere facilmente mantenuta al di sotto di 1% del valore max della tensione di uscita. Per valori della escursione di V_x dell'ordine di 100 volt la stabilità ottenuta in uscita è di circa 0,3 volt (3%) + 1% del valore max della derivata.

Il ritardo introdotto dal formatore di funzione non supera i 0,5 μ secondi.

e) Amplificatore rapido e polarizzatore per peaker.

I peaker sono costituiti da un filo di ni-metallo e di permalloy della lunghezza di 20 mm e dal diametro di 0,1 mm.

(23) . Su tale filo, chiuso in un tubicino di vetro, sono avvolte 200 spire di filo di rame smaltato da 0,1 mm, che costituiscono l'avvolgimento di prelievo del segnale. Gli impulsi che così si ottengono sono dell'ordine di 20 + 30 mV, e vengono iniettati, attraverso un cavo coassiale, all'ingresso dell'amplificatore rapido di fig. 14.

L'amplificatore è costituito da tre stadi di amplificazione (tre pentodi 6AH6), uno stadio finale (EL84), uno stadio "gate" (ECC82) e un cathode follower (EL84) d'uscita. Lo stadio finale, a cui giunge dai tre stadi precedenti un ampio impulso positivo, viene portato bruscamente in regime di conduzione; esso quindi scarica, con un impulso di corrente di circa 200 mA, tutte le capacità che caricano l'uscita U_1 (in particolare la capacità del cavo d'uscita), producendo un impulso negativo di tensione con tempo di discesa di circa 0,2 μ s e ampiezza \sim 80 volt.

Lo stadio di "gate" è semplicemente uno stadio di coincidenza "old Rossi" (24) in cui vengono portati a coincidere l'impulso dello stadio finale ed un impulso negativo fornito da un amplificatore a uno stadio (vedi fig. 14 bis) che amplifica e inverte l'impulso fornito dalla bobina B_1 posta nel campo del sincrotrone (vedi fig. 16). In tal modo

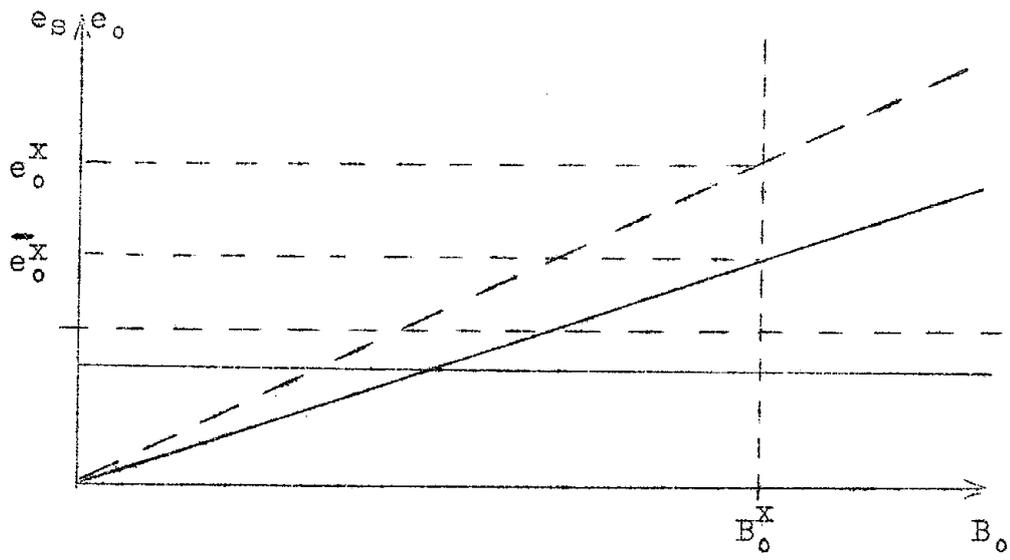


FIG. 12 -

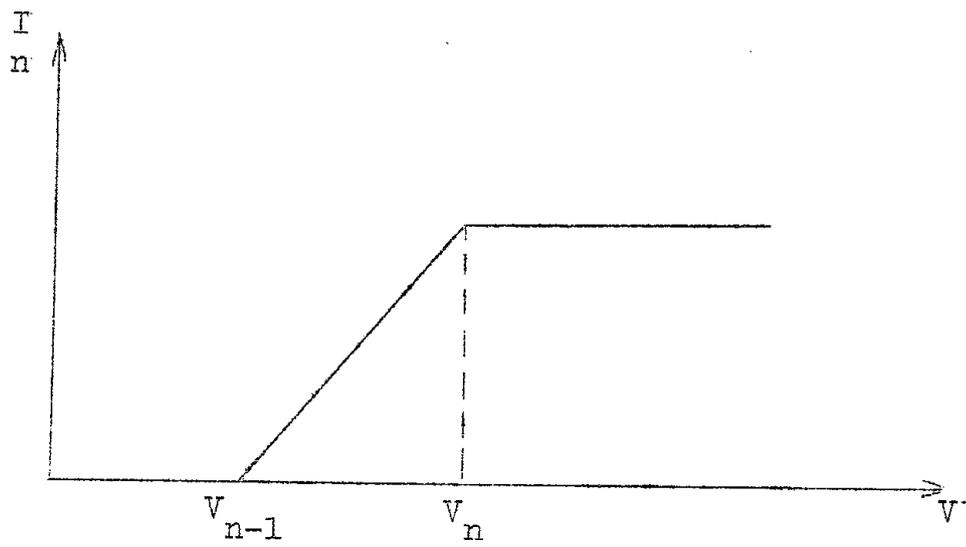


FIG. 12 bis -

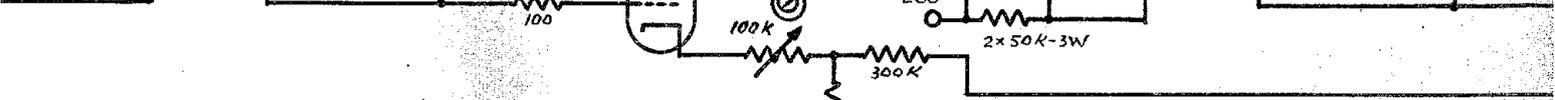
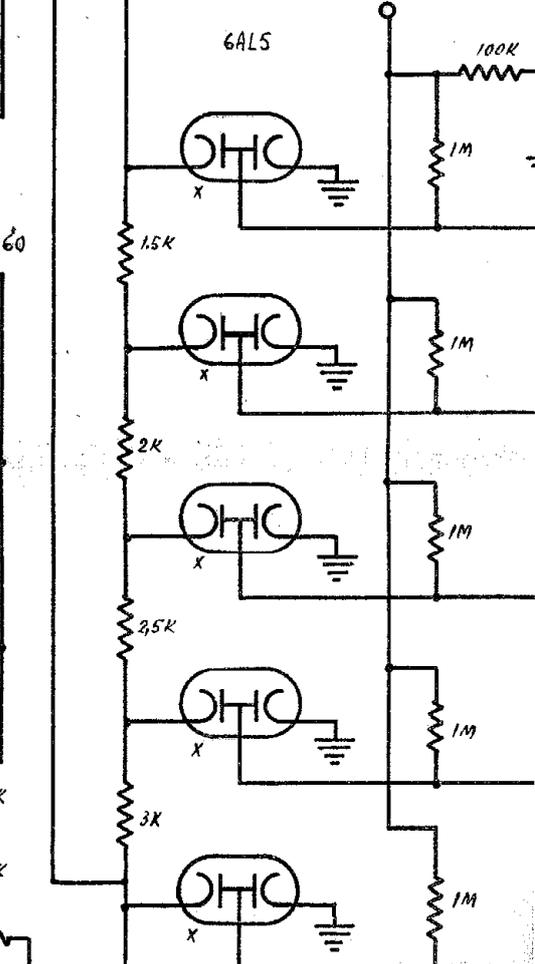
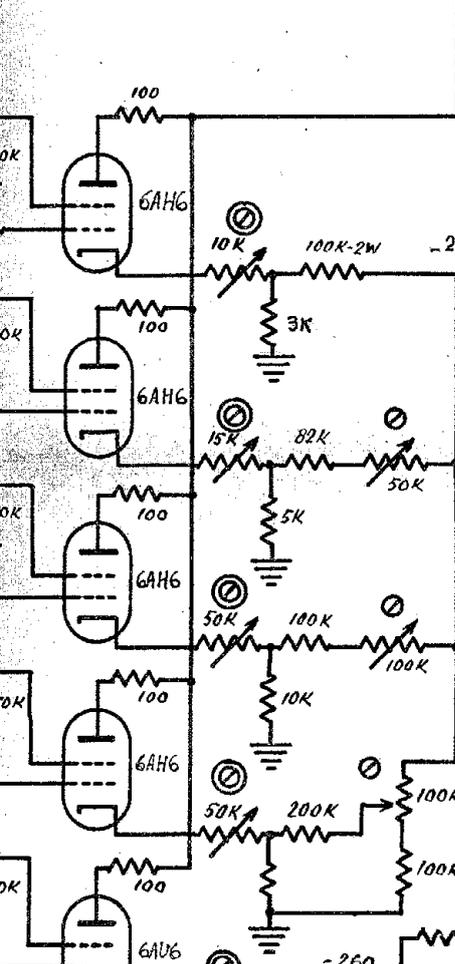
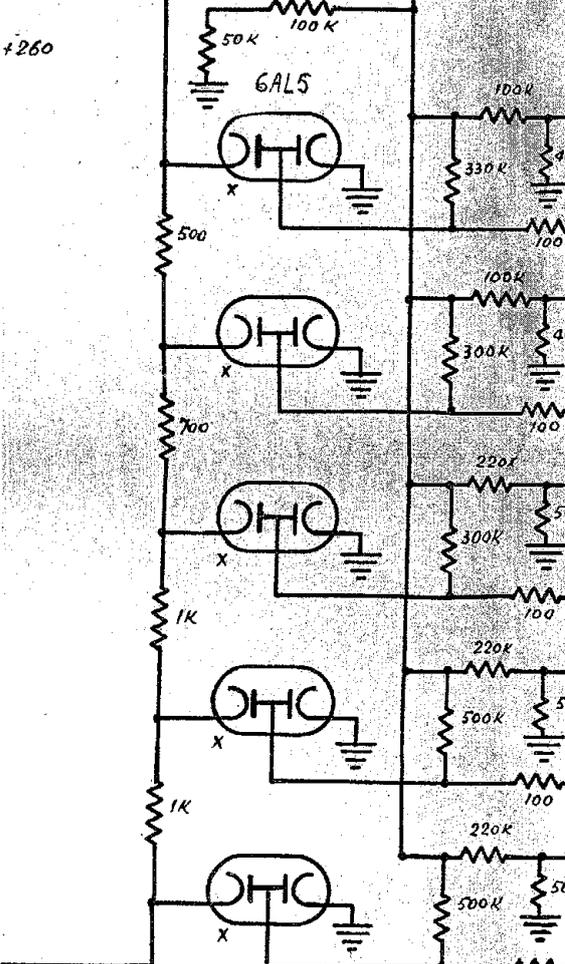
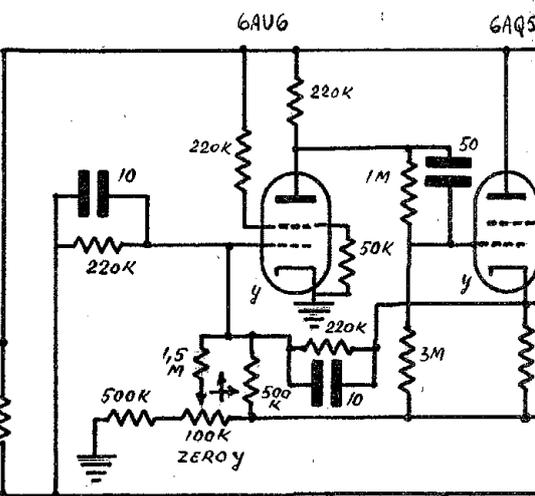
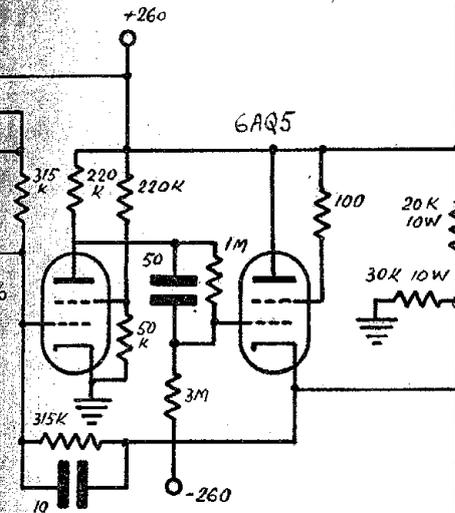
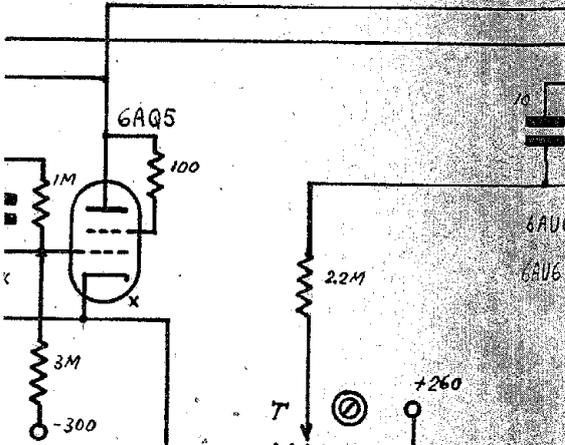
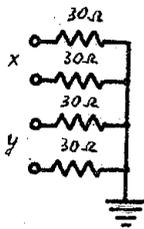
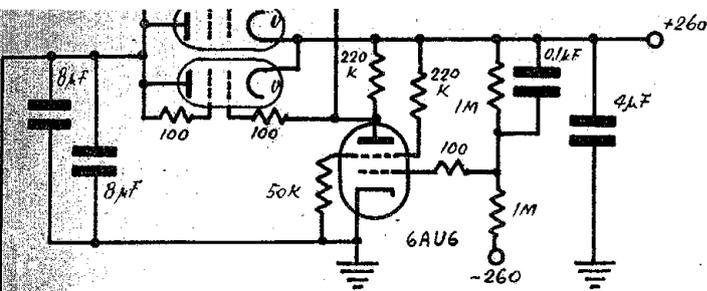
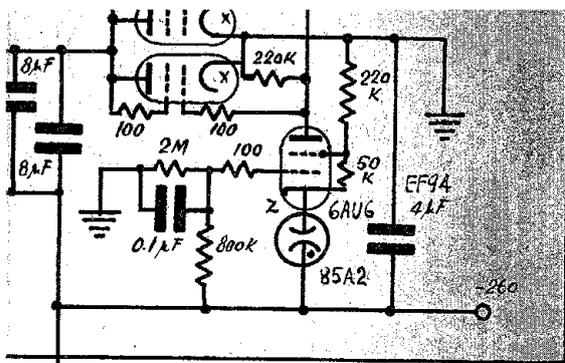
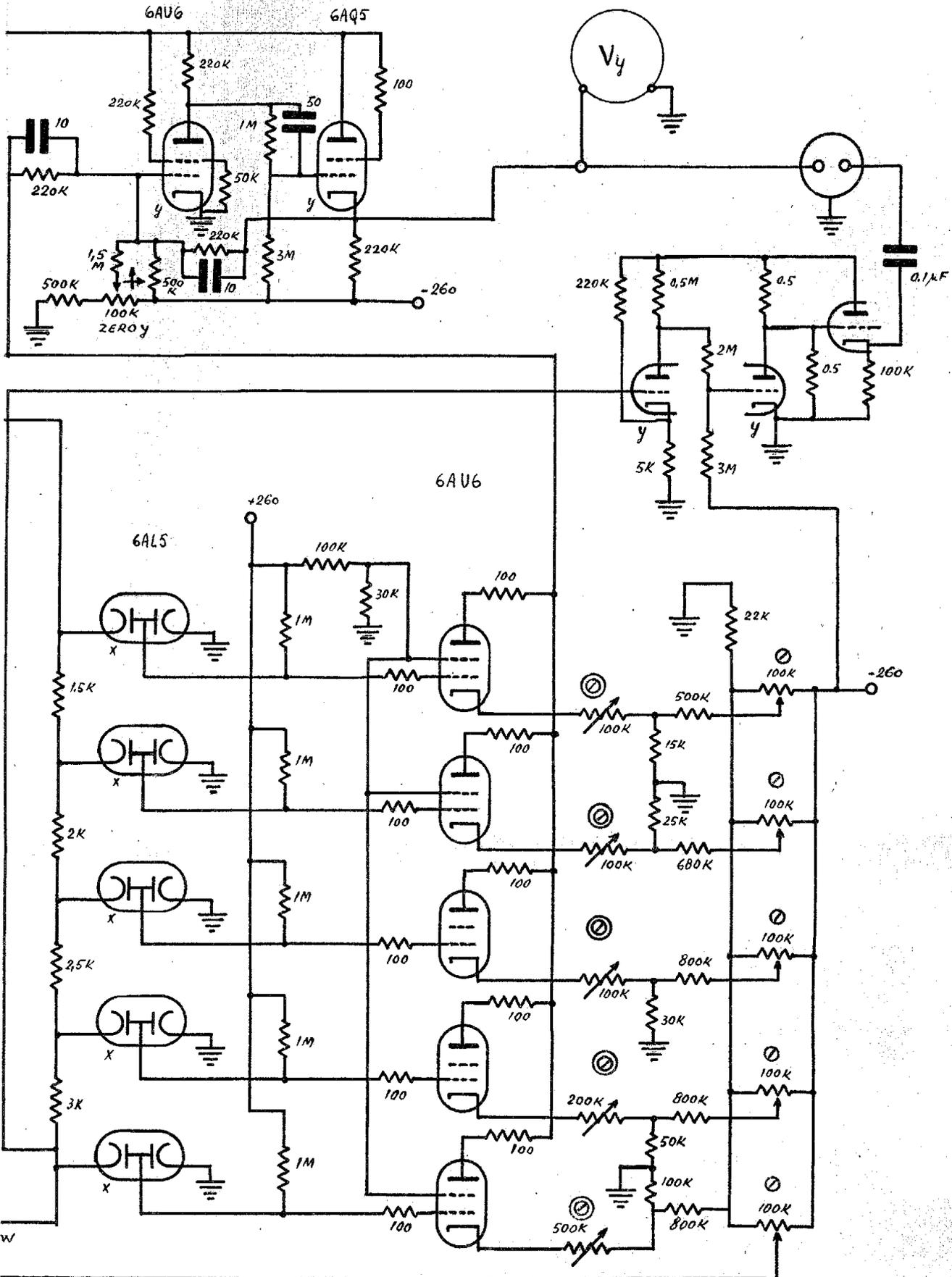
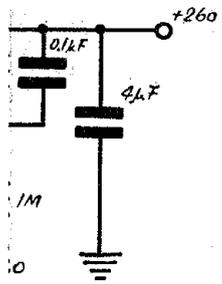


FIG. 13 - CONTROLLO RF1. FORMATORE DI FUNZIONE A DIECI INTERVALLI.
 MOD. FF 1 100R. SCHEMA ELETTRICO.
 - RF1 CONTROL. TEN STEPS FUNCTION FORMING CIRCUIT.



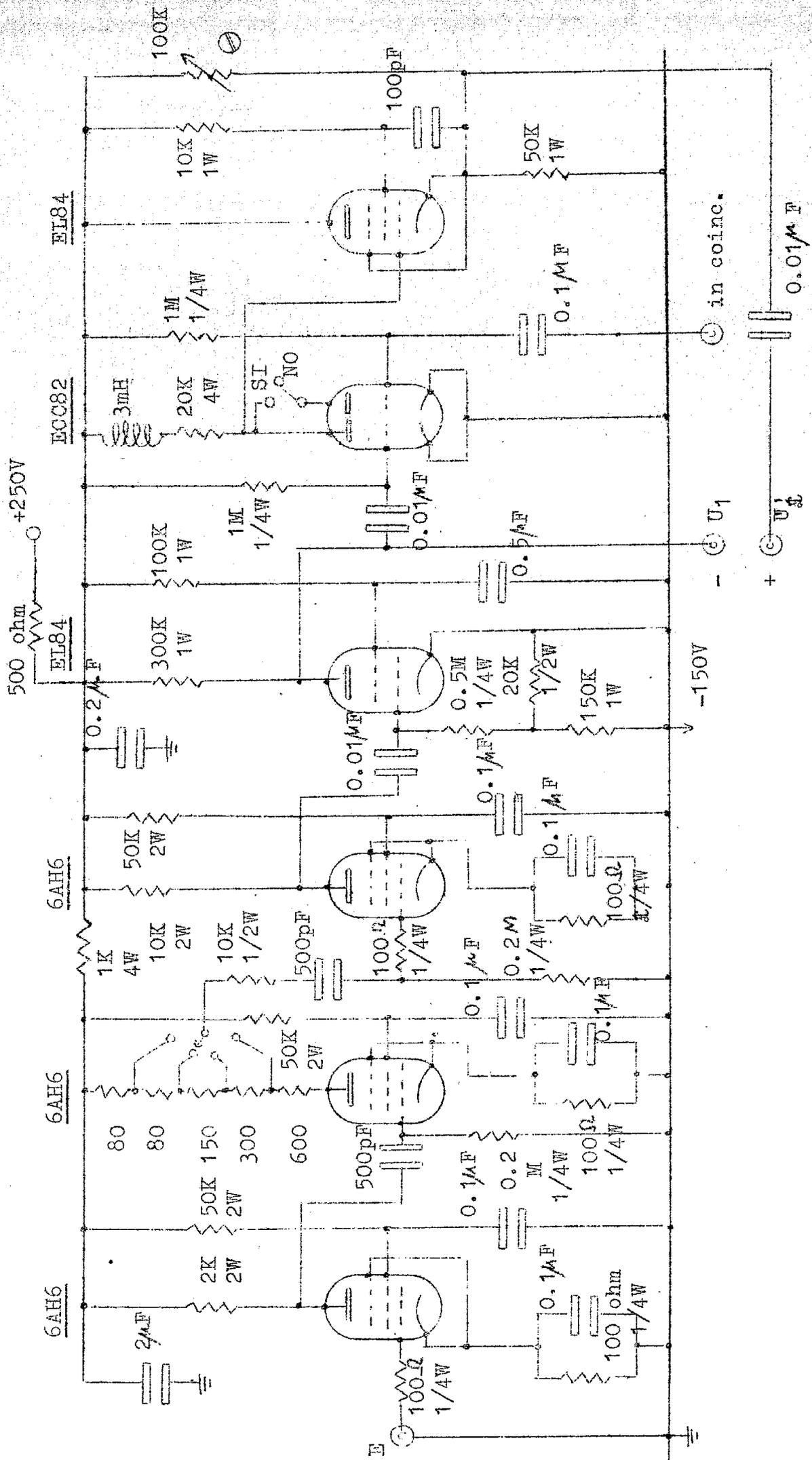


FIG. 14 - CONTROLLO RF 1. AMPLIFICATORE PEAKER TIPO A/C5.
 - RF 1 CONTROL. PEAKERS AMPLIFIER.

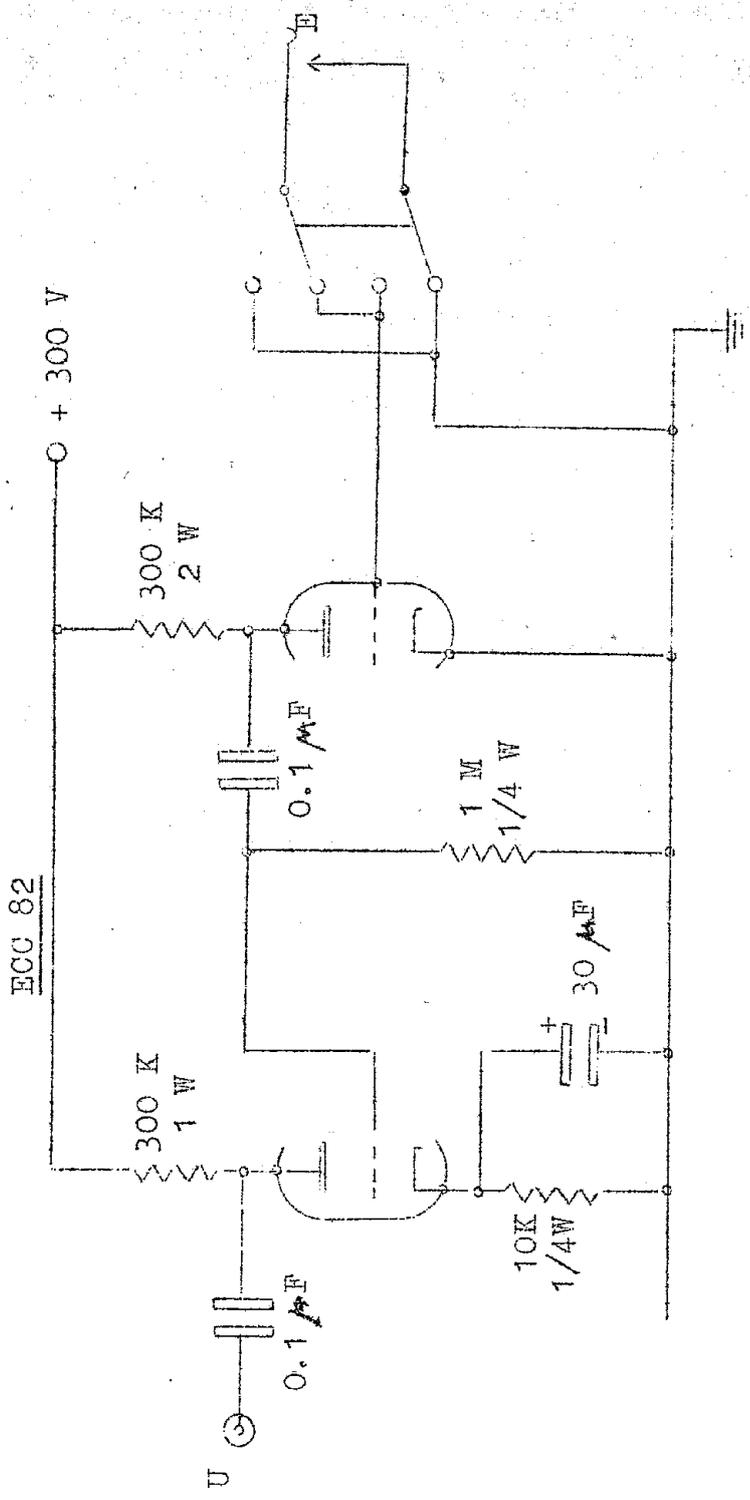


FIG. 14 bis
 Controllo RF1 -- Amplificatore per "Gate" - Amplificatore peaker
 RF1 Control - Gate Amplifier

te per la polarizzazione del paeker 3 che fornisce l'impulso di comando per il correttore di pendenza. Il generatore di corrente stabilizzata per la polarizzazione è un amplificatore ad accoppiamento diretto con contro reazione. La corrente stabilizzata è fornita dal pentodo di potenza EL34. Tale corrente nel carico catodico di questa valvola, costituito da una resistenza ed un potenziometro di alta stabilità, dà luogo ad una tensione che viene riportata in ingresso dell'amplificatore per tramite delle due resistenze di reazione da 50 k-ohm. In questo modo il guadagno dell'amplificatore che a maglia di reazione aperta sarebbe circa 1.000, viene ridotto ad 1; come è noto (25) dallo stesso fattore vengono ridotte sia le variazioni delle correnti di uscita, dovute a variazioni per esempio della tensione di alimentazione, sia il valore della impedenza di uscita.

In questo circuito è particolarmente importante avere una bassa impedenza di uscita, per ridurre al minimo l'effetto delle forze elettromotrici indotte nelle bobine di polarizzazione sul valore della corrente di polarizzazione stessa.

f) L'alimentatore stabilizzato per l'amplificatore a) per l'integratore b) (vedi schema fig.16), fornisce due tensioni positive a + 300 volt indipendenti tra di loro da 100 mA ciascuna, e una tensione negativa di -300 volt 200 mA. Quest'ultima viene utilizzata anche per l'accensione in continua dei filamenti di alcuni stadi più sensibili, come descritto precedentemente.

Questo apparecchio deve alimentare stadi di amplificazione accoppiati direttamente ed aventi un elevato guadagno pertanto è necessario che in particolare il rapporto tra il valore della tensione positiva e quella negativa si mantenga costante entro 1/1.000; e che il rumore sia inferiore a qualche millivolt. Inoltre occorre che la impedenza di uscita sul positivo sia inferiore a 0,1 ohm per evitare accoppia-

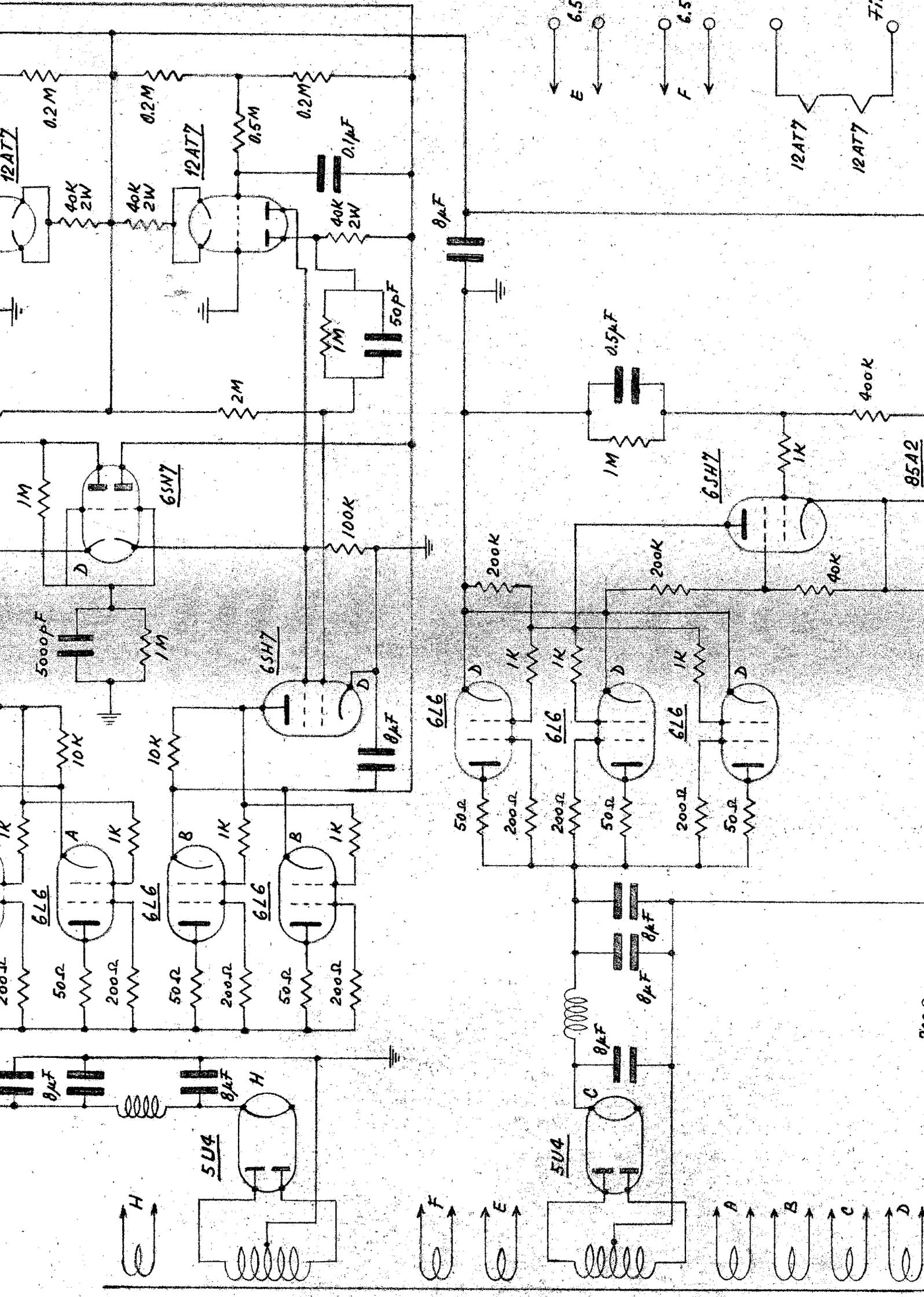
si ottiene un impulso dalla uscita U_2 solo quando la peaker viene azionata mentre il campo magnetico sta aumentando e si eliminano gli impulsi indesiderati prodotti dai peaker durante la diminuzione del campo magnetico. Il cathode follower d'uscita è parzialmente polarizzato per eliminare il "piedistallo" degli impulsi forniti dal precedente stadio di "gate". Il tempo di salita dell'impulso in uscita U_2 fornito dal cathode follower è $0,3 \mu s$ e il tempo di ritardo dell'amplificatore è $0,2 \mu s$, l'ampiezza degli impulsi è ~ 120 volt.

L'azione di "gate" può essere esclusa mediante apposito interruttore.

Il polarizzatore per i peaker (fig.15) deve fornire una corrente rigorosamente costante, e dell'ordine di 50 mA max, alle bobine di polarizzazione che circondano i peaker 1,2,3. La tolleranza nella costanza richiesta della corrente si può calcolare come segue.

Facendo riferimento alla tabella I si osserva che uno scarto di circa il 2% nella misura di B_0 corrisponde ad un errore di 0,1% sulla frequenza. - Per quanto riguarda dunque il peaker 1, che sgancia lo integratore, si può considerare sufficiente che la corrente di polarizzazione si mantenga costante entro 1%.

Per quanto riguarda il peaker 2 che comanda sia lo iniettore sia l'inizio della RF_1 , si può considerare tollerabile un errore in B_0 , corrispondente a uno spostamento dall'orbita istantanea di equilibrio dell'ordine di 0,6 cm (con la nascente spiralizzazione σ , ciò corrisponde a un giro degli elettroni entro la ciambella, pari dunque a circa $0,1 \mu s$). Un simile spostamento corrisponde ad un errore in B_0 pari a circa l'1% del campo d'iniezione B_i . Quindi anche per questa è sufficiente una stabilità dell'1% nella corrente di polarizzazione. La medesima stabilità è certamente sufficien-



menti tra i diversi stadi alimentati.

Per realizzare questi requisiti, si è progettato un alimentatore per tensione negativa di buona stabilità e con minimo di rumore, di tipo convenzionale. La tensione negativa da questo fornita è presa come riferimento per la stabilizzazione delle tensioni positive. Allo scopo di poter applicare un elevato fattore di reazione (stabilità e bassa impedenza di uscita) gli amplificatori corrente continua, sono stati progettati con banda passante piuttosto larga ~ 1 Mc/s.

L'amplificazione delle maglie di reazione è di oltre 3.000, ed il partitore di riferimento è realizzato con resistenze stabili di precisione.

g) Generatore impulso per accensione RF₁.

L'impulso che comanda la accensione della RF₁ è fornito da un circuito che viene comandato dall'impulso proveniente dall'amplificatore della peaker 2, opportunamente polarizzata. L'impulso in uscita a questo circuito è rettangolare negativo, di ampiezza ~ 250 volt, con tempo di discesa $\sim 0,5 \mu s$ e tempo di risalita $\sim 30 \mu s$. Il ritardo tra impulso in ingresso e impulso in uscita di questo circuito è regolabile con continuità tra 1 e 11 μs .

Tale impulso termina quando giunge dal formatore di funzione l'apposito impulso positivo.

Nel caso che questo impulso non giunga, la durata dell'impulso in uscita risulta 1800 μs .

Lo schema del circuito in questione è mostrato in fig.

17. La prima parte di esso è costituita da una discriminatrice d'ingresso (EF95) convenzionale, e da un circuito bootstrap (2 valvole EF95) che produce un impulso positivo con velocità di salita costante (24) 25 volt/ μs . Tale impulso viene inviato a una seconda valvola discriminatrice EF95 la cui tensione di griglia, variabile

a piacere e con continuità per mezzo del potenziometro R, determina la tensione, e quindi l'istante, in cui essa viene portata in regime di conduzione. A questo istante sulla placca della discriminatrice si ha un ampio impulso negativo la cui durata dipende dal valore della resistenza di carico, ossia dalla posizione del potenziometro L. L'impulso negativo fornito dalla discriminatrice viene invertito ($\frac{1}{2}$ ECC81) e provoca mediante il successivo inseguitore catodico ($\frac{1}{2}$ ECC81) la carica del condensatore stiroflex da 200 pf. Tale condensatore resta carico per tutta la durata dell'impulso della discriminatrice a meno che non giunga in E₂ dal formatore di funzione un impulso positivo che ponendo in regime di conduzione il triodo ($\frac{1}{2}$ ECC81) scarica bruscamente tale capacità.

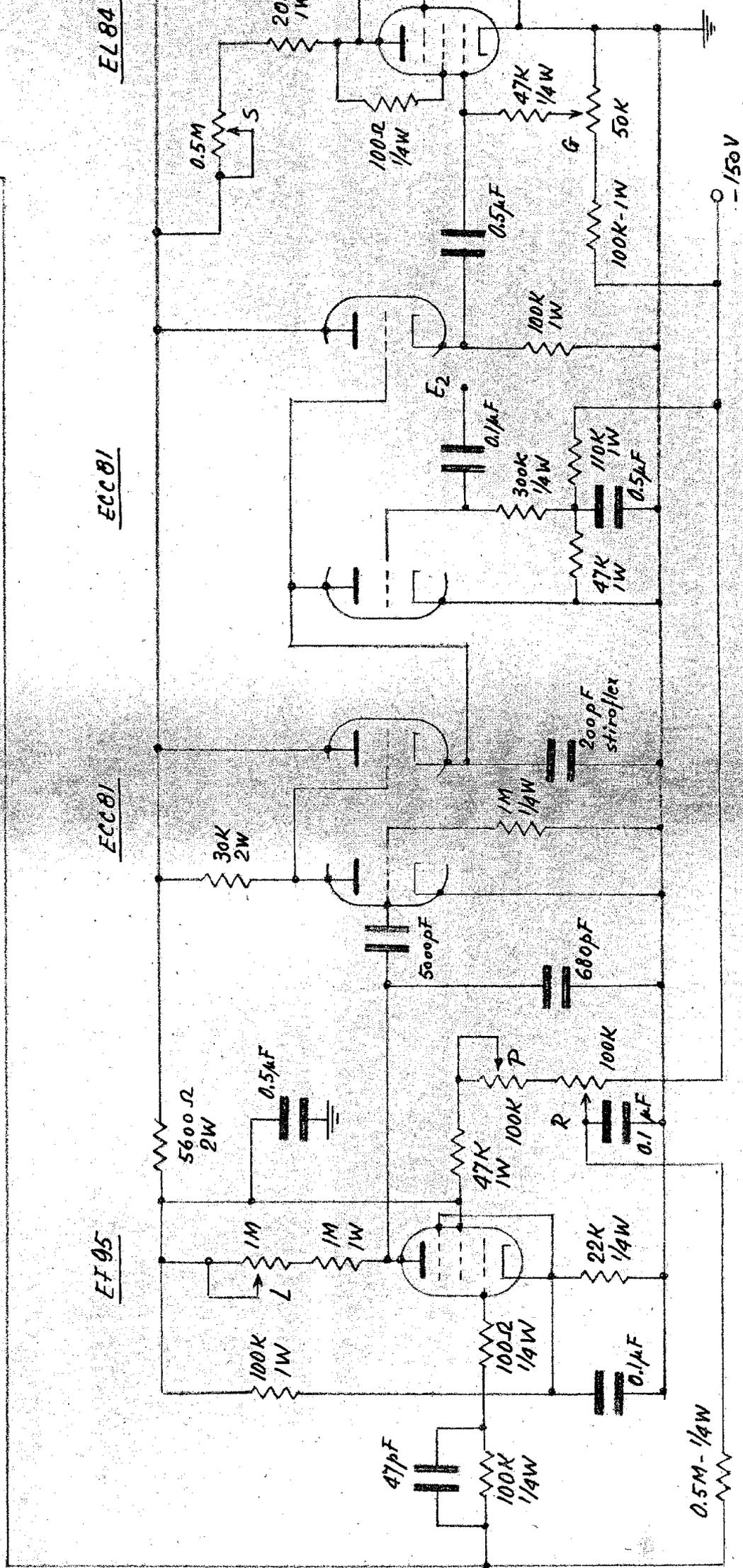
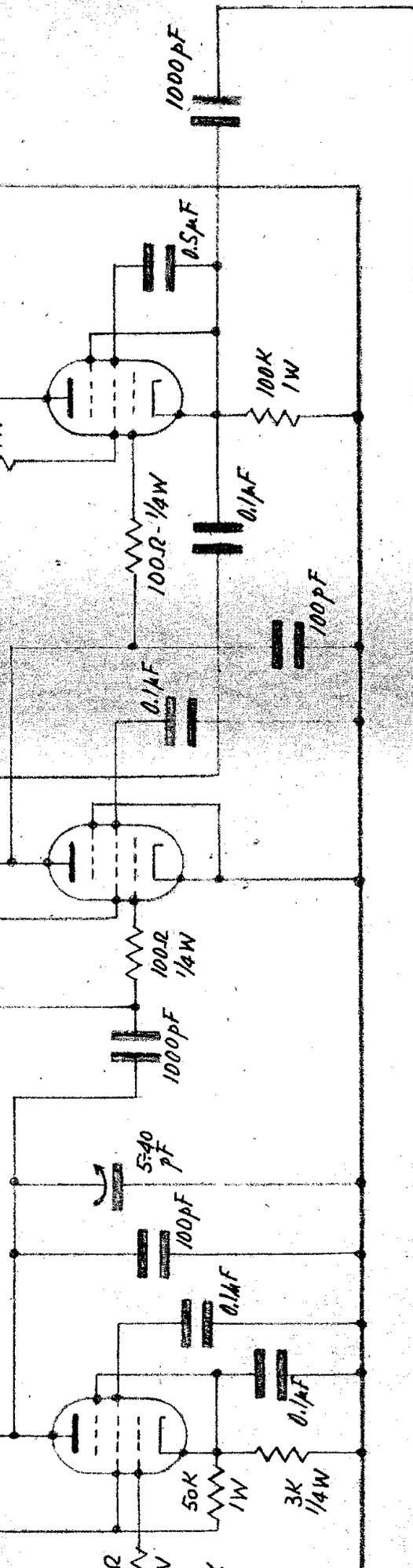
L'impulso positivo prodotto da questo circuito viene inviato mediante un inseguitore catodico ($\frac{1}{2}$ ECC81) allo stadio d'uscita costituito da una EL84 mantenuta all'interdizione, che viene quindi bruscamente portata in regime di conduzione scaricando in $0,5 \mu s$ le capacità (cavo) verso massa connesse all'uscita V.

h) Generatore impulso per correttore di pendenza.

Il circuito è costituito da una valvola discriminatrice in ingresso, da un convenzionale circuito Schmitt (26) e da un "cathode follower" d'uscita (fig. 18).

La discriminatrice d'ingresso ha il consueto scopo di eliminare impulsi spuri di disturbo.

Quando in ingresso giunge l'ampio impulso positivo dall'amplificatore peaker, sulla placca della discriminatrice compare un impulso la cui durata dipende, oltre che dalla sua resistenza di carico, anche dal compensatore tra placca e massa che permette quindi di aggiustare tale durata al valore desiderato.



Il successivo circuito Schmitt fornisce sulla placca della terza valvola un impulso negativo di durata uguale (trascurando l'isteresi) al tempo per cui l'impulso negativo proveniente dalla discriminatrice mantiene la griglia della seconda valvola al di sotto della tensione di interdizione.

i) Generatore impulso di sgancio.

Questo circuito (fig.19) è costituito da un semplice univibratore preceduto e seguito da un inseguitore catodico. Il primo inseguitore catodico è polarizzato in modo tale da venire azionato solo da impulsi di ampiezza superiore a ~ 7 volt onde evitare che il circuito venga azionato da piccoli impulsi spuri di disturbo.

L'univibratore viene comandato dal catodo così che l'impulso in uscita si somma all'impulso di comando riducendo a zero il tempo di ritardo del circuito stesso.

Lo scopo dello inseguitore catodico d'uscita è principalmente quello di disaccoppiare l'univibratore dal circuito connesso all'uscita.

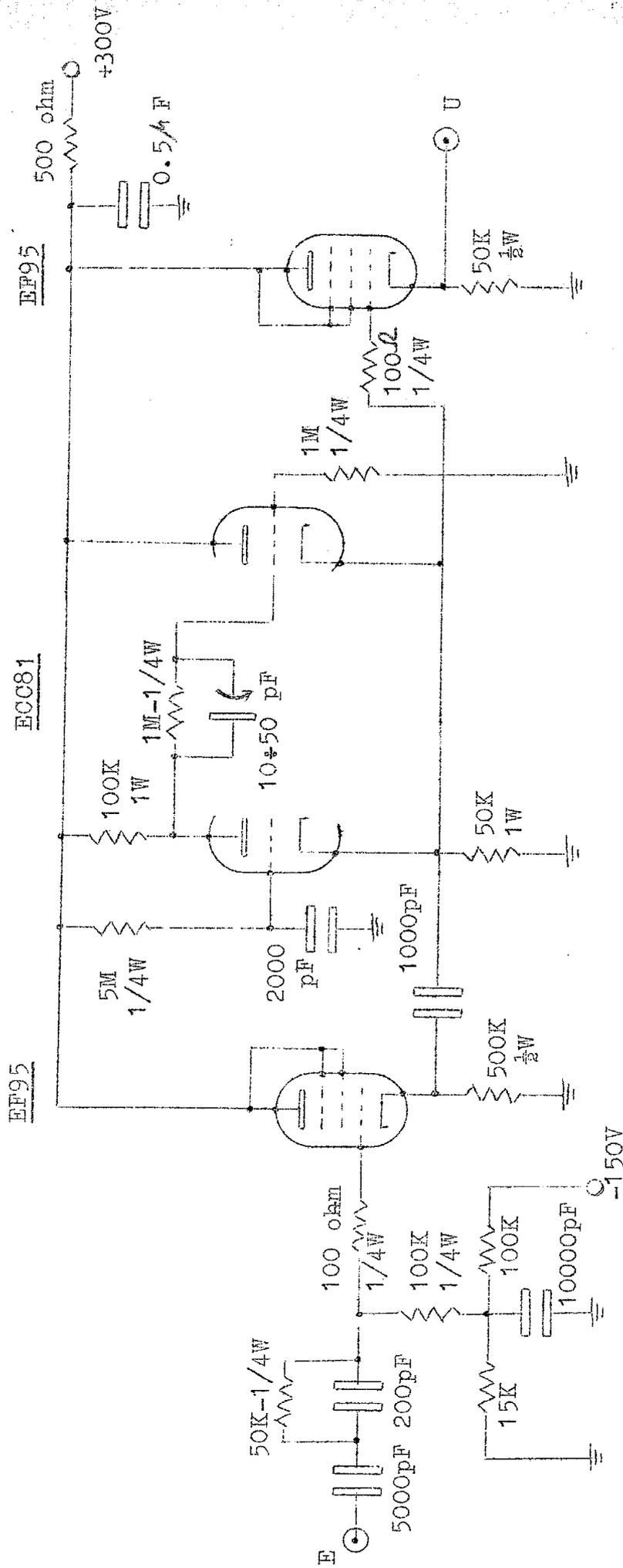


FIG. 19 - CONTROLLO RF 1. GENERATORE IMPULSO PER CIRCUITO DI SGANCIO.
INTEGRATORE.
- RF 1 CONTROL. GATE GENERATOR FOR INTEGRATOR CLAMP CIRCUIT.

BIBLIOGRAFIA

- (1) Cornell University Floyd Newman Lab. of Nuclear Studies-
Synchrotron Progress Repts. (November, 1, 1949)
- (2) M.H. Dezey, J.V. Franck, A.C. Helmholtz, C.S. Nunan, J.M.
Peterson- Rev. Scient. Instr. 21 - 436 (1950)
- (3) G. Salvini - Supplemento Nuovo Cimento 12 - 77 (1954)
- (4) J. Schwinger - Phys. Rev. 75 -1912 (1949)
- (5) Sezione Acceleratore, relazione n° PT VI - P.G. Sona:
Perdita di energia per effetto delle coerenze della ra-
diazione emessa.
- (6) D.Bohm, L.Foldy - Phys.Rev. 70 - 249 (1946)
- (7) Sezione Acceleratore, relazione n° T 4 - E.Persico: Teo-
ria della cattura rapida in un sincrotrone iniettato ad
alta energia.- Supplemento Nuovo Cimento - 1 - 459 -(1955)
- (8) Sezione Acceleratore, relazione n° T 16 - Caratteristiche
principali del progetto "David", e relazione n° T 19 -
E. Persico : Limitazioni per la tensione di R.F.-
- (9) Sezione Acceleratore, relazione n° G 19 - G. Salvini: Ca-
ratteristiche principale dell'elettrosincrotrone da 1000
MeV, data 31 Ottobre 1955.
- (10) Sezione Acceleratore, relazione n° R 11 - M. Puglisi, I.F.
Quercia, F. Lopri : Progetto per l'impianto di radio fre-
quenza modulata in frequenza per l'elettrosincrotrone da
1.000 MeV.
- (11) Sezione Acceleratore, relazione n° T. 16 - caratteristiche
principali del progetto "David", fig. 1.-
- (12) Sezione Acceleratore, relazione n° T. 16 - caratteristiche
principali del progetto "David", fig. 6.-
- (13) Sezione Acceleratore, relazione n° T. 19 - E.Persico : Li-
mitazioni per la tensione di R.F., fig. 4.-
- (14) Sezione Acceleratore, relazione n° T. 19 - E.Persico : Li-
mitazioni per la tensione di R.F., fig. 1.+
- (15) M.H. Dazey, J.V. Franck, A.C. Helmholtz, C.S. Nunan, J.M.
Peterson - Rev. Scient. Instr. 21 - 436 (1950), fig. 5.-
- (16) J.P. Blewett, E.J. Rogers, C.E. Swartz : Radio Frequency
System - Part II - Frequency Control - P.S.I. 24 - 782
(1953).-
- (17) S.Giordano, G.K. Green, E.J. Rogers: Peaking Strips -
R.S.I. 24 - 848 (1953).-
- (18) L.B. Arguimbau: Vacuum Tube Circuits - pagg.521 e segg.-
John Wiley & Sons - New York (1948)

- (19) Sezione Acceleratore, relazione n° T.24/bis - A.
Turrin: Tabelle di B_0 e t con tre cifre significative in funzione di B_0 variabile da 15 gauss a 120 gauss per spiralizzazione di 0.2 cm, 0.6 cm; 1.0 cm.
- (20) Sezione Acceleratore, relazione n° M 64 - I.F. Quercia : Sull'uso di un integratore elettronico per misure di campo magnetico.-
- (21) G.A. Korn, T.M. Korn: Electronic Analog Computers - McGraw - Hill - New York (1952) pagg. 116 e segg.
- (22) G.E. Valley, H. Wallman: Vacuum Tube Amplifiers - McGraw-Hill - New York (1948) pagg. 458 e segg.-
- (23) G. Dianbrini-Palazzi - Nuovo Cimento - III - 2 - pag. 336 (1956).
- (24) W.C. Elmore, M.Sands: - Electronics - McGraw-Hill-New York (1949) pagg. 120 e segg.-
- (25) J.G.Thomson : Linear Feedback Analysis - McGraw-Hill-New York (1955) pagg. 265 -
- (26) O.H. Schmitt -Jour. Scient. Instr. 15-24 (1938)