

Laboratori Nazionali di Frascati

LNF-62/129 (1962)

A. Alberigi-Quaranta, D. Fabiani, M. Puglisi, I. F. Quercia:
L'ELETTROSINCROTRONE: L'IMPIANTO A FREQUENZA MODULATA
(RF₁)

Estratto dal: Nuovo Cimento, Suppl. 24, 240 (1962)

CAPITOLO II

L'impianto a frequenza modulata (RF₁).

A. ALBERIGI QUARANTA, D. FABIANI, M. PUGLISI e I. F. QUERCIA

1. - Premessa.

Come è detto nel Cap. I di questa parte V l'impianto RF₁ serve ad eccitare il risonatore a cavità che è destinato ad accelerare gli elettroni nell'elettrosincrotrone (e.s.) [1-3] durante la prima parte del ciclo di accelerazione.

Nelle Sez. 2 e 3 del Cap. I sono state indicate tutte le prestazioni richieste all'impianto, che possono essere riassunte come segue [4]:

- valore iniziale della tensione a RF: $V = 3000$ V;
- valore della tensione al momento nel quale l'impianto RF₁ viene spento: $V = 7000$ V;
- frequenza iniziale: $\nu_1 = 42.9$ MHz;
- frequenza finale: $\nu_a = 43.69$ MHz;
- massima escursione di frequenza consentita dall'impianto: 2.5 % della frequenza finale.

Come è stato spiegato nella Parte II, la legge con la quale deve variare la frequenza della tensione acceleratrice dipende dal valore della dB/dt ; pertanto in sede di progetto sono stati definiti i valori massimi di B per i quali fosse ancora possibile seguire con la modulazione di frequenza la legge voluta, e nel diagramma di Fig. V.II.1 sono

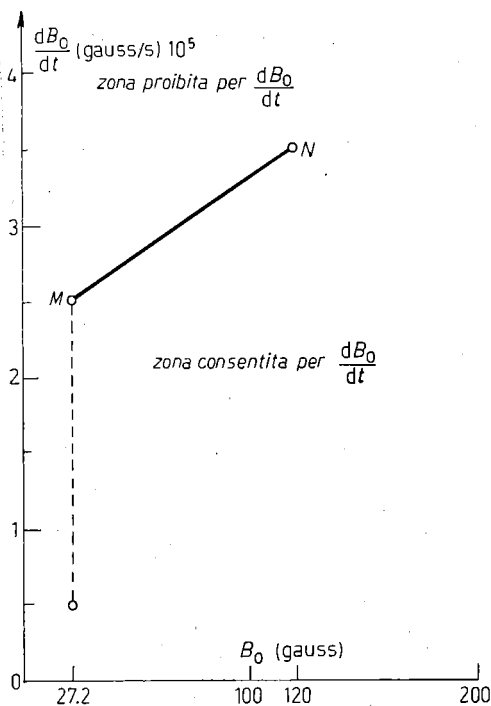


Fig. V.II.1. - Valori massimi consentiti di \dot{B} in funzione di B_0 .

appunto riportate le zone proibite e permesse per il valore di \dot{B} in funzione di B_0 .

Lo schema a blocchi di tutto l'impianto RF₁ è riportato nella Fig. V.11.2 e nel descrivere le varie parti dell'impianto faremo riferimento a questo schema.

I blocchi contraddistinti con i numeri 3, 4, 5 corrispondono alla catena amplificatrice propriamente detta, mentre con i blocchi 1, 2 si è rappresentato l'auto-oscillatore pilota.

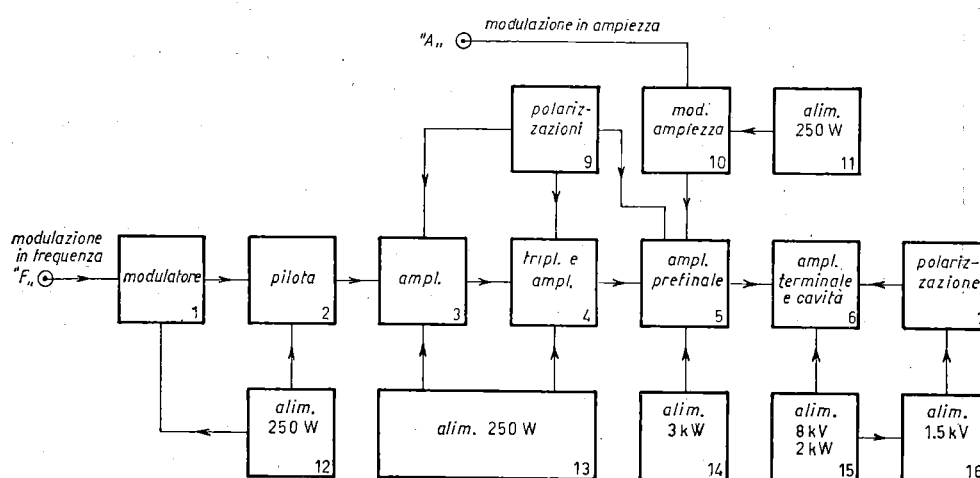


Fig. V.11.2. - Schema a blocchi RF₁.

Il blocco 6 comprende l'amplificatore finale e la cavità; come si vedrà in seguito, essi costituiscono un circuito unico. La modulazione di ampiezza del segnale a RF che compare al gap del risonatore viene fatta agendo, attraverso l'opportuno modulatore (blocco 10), sulla griglia schermo della valvola prefinale.

I circuiti di polarizzazione dell'intero impianto sono montati su unità separate e contraddistinte dai blocchi 7 e 9. Il circuito di polarizzazione della valvola finale (per quanto sia montato insieme alla valvola finale sulla cavità) è indicato nel blocco 7 in quanto non fa parte della catena di amplificazione propriamente detta.

Ciò premesso facciamo osservare che il segnale a RF generato nel pilota (a basso livello di potenza e frequenza pari ad un terzo del valore voluto) viene triplicato in frequenza; amplificato nella catena successiva e quindi fatto apparire alle armature del risonatore. Le caratteristiche di frequenza e ampiezza del segnale stesso vengono controllate inviando opportune tensioni ai

bocchettoni rispettivamente indicati con « F » (modulazione di frequenza) e con « A » (modulazione di ampiezza).

Con i blocchi 11, 12, 13, 14, 15, 16 sono indicati gli alimentatori. Gli alimentatori di potenza (blocchi 14, 15, 16) non sono stabilizzati rispetto alle variazioni di rete.

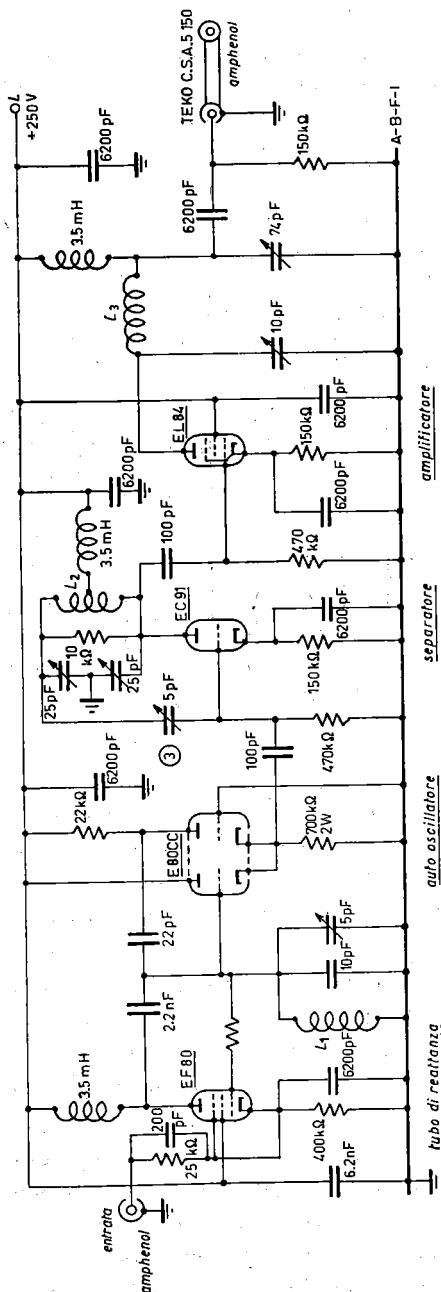


Fig. V.11.3. - Schema del gruppo pilota dell'impianto RF₁.

2. - Il circuito pilota.

Nella Fig. V.11.3 è riportato lo schema del gruppo pilota della catena RF₁ e in Fig. V.11.4 la caratteristica frequenza di uscita-tensione applicata al tubo modulatore.

L'auto-oscillatore è di tipo Franklin [5] ed è comandato in frequenza da un tubo a reattanza [6] di tipo « L ».

Il meccanismo di funzionamento di questo gruppo è il seguente.

Il circuito oscillante posto tra griglia e massa di una sezione del doppio triodo (E80CC) definisce la frequenza di funzionamento dell'auto-oscillatore. Questa frequenza è molto vicina a quella di risonanza propria del circuito in quanto il rapporto di reazione è tenuto poco sopra il valore limite di innesco.

Il tubo di reattanza (modulatore di frequenza, EF80) può assorbire dal circuito oscillante una corrente sfasata rispetto alla tensione in quanto la griglia del tubo di reattanza è alimentata tramite una rete RC posta tra placca e catodo del tubo stesso.

Poichè la corrente di placca della EF80 è direttamente proporzionale alla trasconduttanza del tubo, segue che al variare di essa

(modulazione) cambia la corrente reattiva assorbita e quindi l'induttanza apparente introdotta sul circuito oscillante (*).

La frequenza di risonanza di questo circuito varierà quindi in maniera inversamente proporzionale alla radice quadrata dell'induttanza totale [7] e di conseguenza varierà la frequenza della tensione dell'auto-oscillatore.

La frequenza della tensione dell'auto-oscillatore in tutto il campo di funzionamento è stata fatta uguale a un terzo del valore voluto per conciliare l'esigenza di

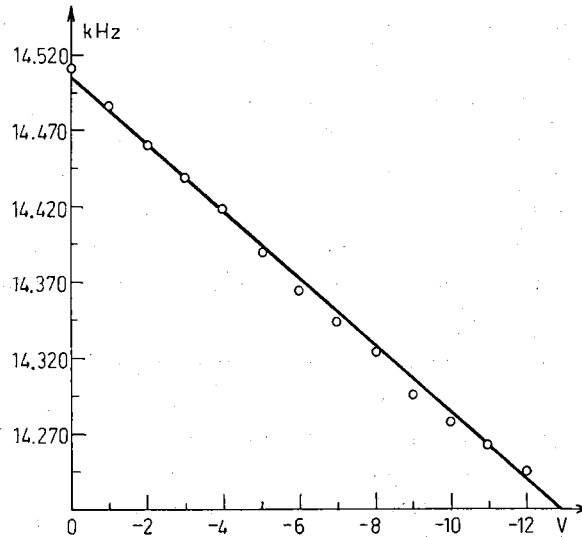


Fig. V.11.4. - Frequenza di risposta del circuito pilota in funzione della tensione d'ingresso al tubo modulatore letta tra massa e catodo.

(*) Calcolo di prima approssimazione del tubo a reattanza. Considerando solamente i componenti alternati delle tensioni e delle correnti e facendo l'ipotesi che la valvola in questione sia un pentodo, vale la relazione

$$I_p = G_m |V_g| (\cos \varphi + J \sin \varphi),$$

essendo φ l'angolo di sfasamento della V_g rispetto alla V_p , e G_m la trasconduttanza. Se lo schema di montaggio della valvola è quello di Fig. V.11.5

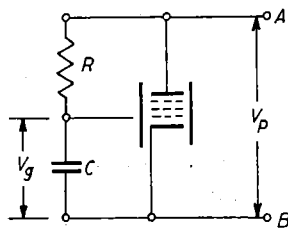


Fig. V.11.5.

$$V_g = \frac{V_p}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} - J \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \right],$$

e quindi il componente in quadratura di I_p vale

$$I_p^* = G_m |V_g| \frac{\omega RC}{1 + (\omega RC)^2},$$

quindi la suscettanza tra i punti A e B vale

$$B = \frac{I_p^*}{V_p} = \frac{G_m \omega RC}{1 + (\omega RC)^2} = \frac{1}{\omega L_{eq}},$$

e quindi l'induttanza equivalente che la valvola fa apparire tra i punti A e B vale

$$L_{eq} = \frac{1 + (\omega RC)^2}{G_m \omega^2 RC} = \frac{1}{G_m \omega} \frac{1 + (\omega RC)^2}{\omega RC}.$$

Segue che variando la polarizzazione negativa di griglia varia G_m e quindi L_{eq} .

una buona stabilità di frequenza (bassa frequenza) con piccoli ritardi nella catena amplificatrice [8].

Come si è detto il tubo di reattanza è stato scelto di tipo « L » in modo che la capacità griglia-catodo della valvola faccia parte insieme con la resistenza da 15 k Ω della rete sfasatrice e non perturbi il circuito; il valore di questa resistenza non è critico.

L'uscita dell'auto-oscillatore è catodica per avere una bassa impedenza in modo che i circuiti che seguono perturbino il meno possibile l'auto-oscillatore [8].

Il segnale proveniente dall'auto-oscillatore deve essere ancora amplificato prima di poter pilotare la catena di potenza.

Il circuito di amplificazione è fatto di due stadi, il primo è semplicemente un separatore cioè uno stadio con guadagno circa uguale a 1. Poichè questo stadio è neutralizzato [9] il circuito di placca non può reagire in alcun modo sul circuito di griglia e ciò avviene teoricamente a qualunque frequenza e praticamente in una banda di 5 MHz intorno alla frequenza di lavoro.

La messa a punto della neutralizzazione è fatta ritoccando il compensatore indicato con 3 nello schema di Fig. V.11.3.

Dal circuito di disaccoppiamento il segnale a RF entra nel primo amplificatore di potenza (EL84), che è di tipo convenzionale.

L'uscita di questo amplificatore è fatta in cavo coassiale a 120 Ω mediante un circuito di adattamento di tipo II [10].

Meccanicamente l'insieme dei circuiti indicati nello schema di Fig. V.11.3 è contenuto in un unico chassis (normalizzato da 4 unità) per ovvie ragioni di schermaggio, e le tensioni di alimentazione arrivano tutte dall'esterno.

3. - Il modulatore di frequenza RF₁.

Il circuito modulatore di frequenza RF₁ (Fig. V.11.6) ha il compito di fornire un impulso di tensione per la modulazione in frequenza dell'oscillatore pilota della catena a radiofrequenza RF₁. Il più conveniente andamento nel tempo di questo impulso è stato accertato empiricamente (Fig. V.11.7). Il circuito di Fig. V.11.6 fornisce un impulso del tipo mostrato in Fig. V.11.7 con la possibilità di variare i parametri nei limiti indicati (tali variazioni consentono di trovare nel corso della messa a punto le migliori condizioni di accelerazione per il fascio di elettroni).

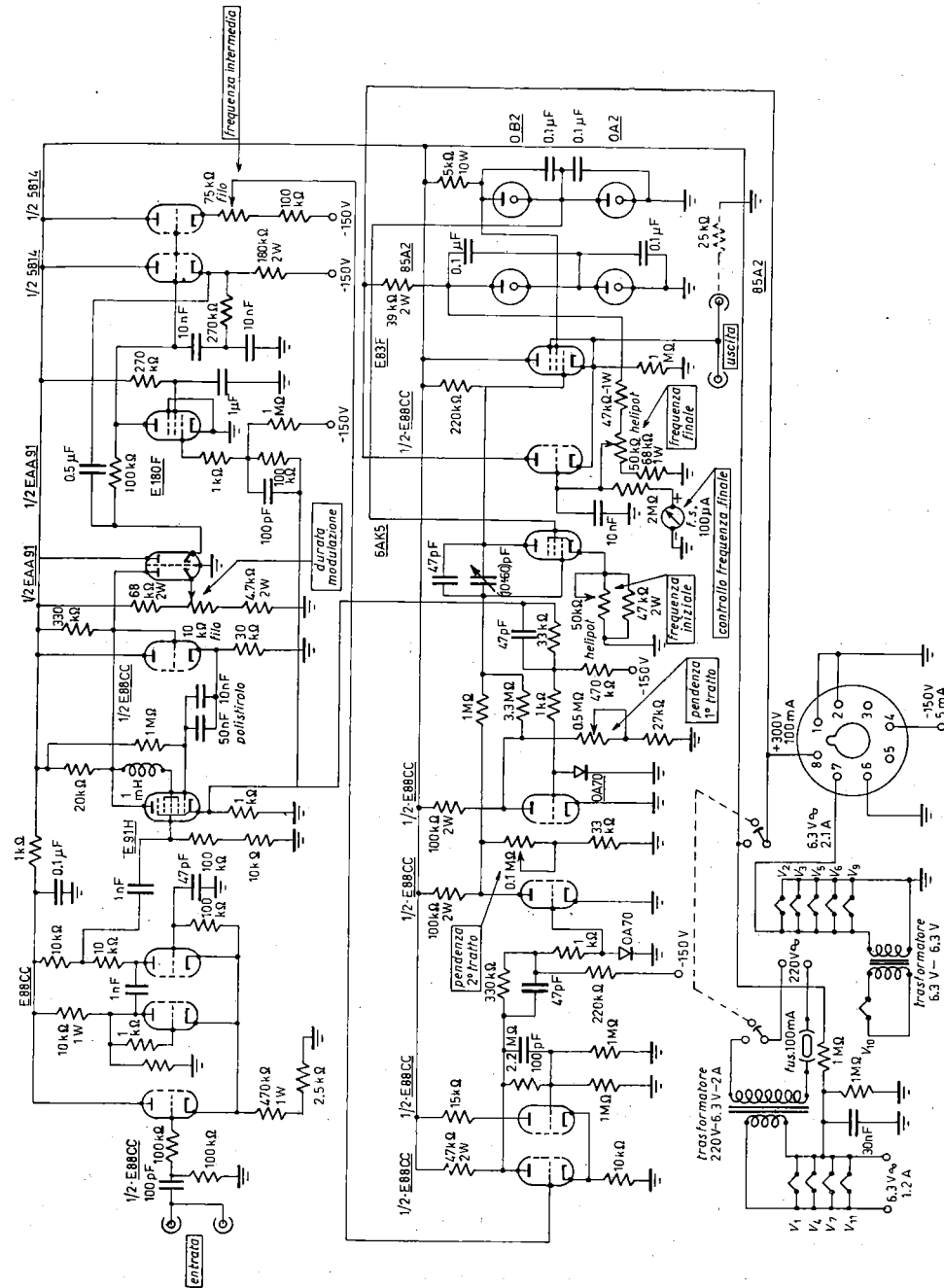


Fig. V.II.6. - Modulatore di frequenza del pilota RF₁.

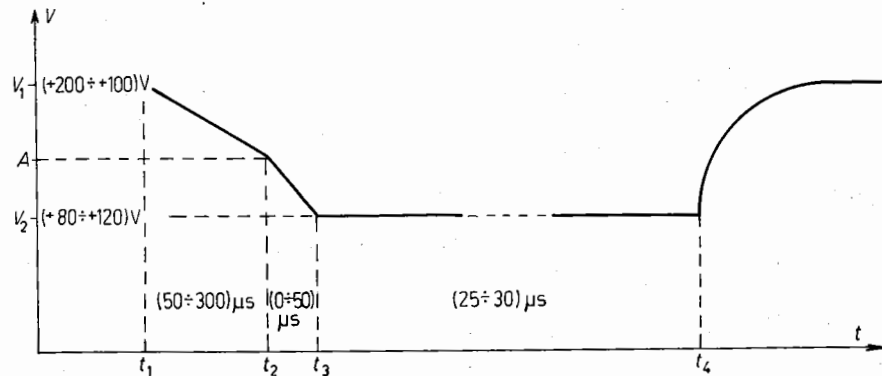


Fig. V.II.7. - Forma dell'impulso in uscita dal modulatore di frequenza.

4. - Il gruppo di amplificazione a radiofrequenza.

Nello schema riportato in Fig. V.II.8 sono disegnati i circuiti indicati nei blocchi 3, 4, 5 dello schema di Fig. V.II.2.

Questo gruppo di circuiti costituiscono la catena di amplificazione a RF che serve a pilotare la valvola finale.

Tutte le valvole di questo gruppo funzionano come amplificatrici in classe C_2 [11] e le correnti di griglia delle valvole stesse sono tutte stabilizzate con circuiti con inseguitori catodici come sarà indicato più avanti discutendo in dettaglio i circuiti delle polarizzazioni.

Dall'ingresso del cavo di eccitazione (chiuso sulla sua resistenza caratteristica (150Ω) per evitare riflessioni) il segnale a RF entra nella prima valvola (EL84) per una amplificazione preliminare.

La seconda valvola (che è pure una EL84) ha il compito di portare la frequenza della tensione a RF al valore finale e pertanto funziona come triplicatrice [12]. Il funzionamento di questa valvola è essenzialmente non lineare. Il circuito di placca è accordato sulla 3^a armonica della frequenza di accordo del circuito di griglia ed è necessario che la corrente di placca di questo tubo contenga la componente di 3^a armonica di ampiezza la più grande possibile.

Questo stadio deve essere pilotato in regime di limitazione anodica [13] e richiede pertanto un pilotaggio elevato (EL84 precedente).

Lo stadio triplicatore pilota ancora uno stadio amplificatore realizzato con una valvola tipo 807 che a sua volta comanda l'amplificatore prefinale.

Questo è costituito da uno tetrodo di potenza tipo QB5/1750 capace di erogare fino a 1.5 kW di potenza.

In questo stadio avviene anche la modulazione di ampiezza (modulazione di schermo).

La valvola di tipo tetrodo è stata scelta in quanto richiede una piccola

potenza di pilotaggio e non c'è bisogno di neutralizzare la capacità dinamica di ingresso [14]. Il circuito di uscita è montato a Π per ottenere l'adattamento di impedenza con il cavo di uscita.

La griglia schermo di questa valvola è messa a terra per le correnti a radiofrequenza, per mezzo di una capacità distribuita di circa 2000 pF. Questo valore è stato scelto come valore di compromesso tra una buona messa a terra e la necessità di rapida modulazione della tensione di schermo.

5. - Modulatore ampiezza RF₁.

La modulazione in ampiezza del segnale fornito in uscita dal gruppo di amplificazione a radiofrequenza RF₁ è realizzata variando la tensione di griglia schermo del tetrodo QB5/1750 dello stadio prefinale. Occorre notare che la modulazione di ampiezza richiesta consiste soltanto nel variare l'ampiezza del segnale a radiofrequenza in uscita allo stadio prefinale da un valore trascurabile al suo valore massimo. Ciò si può ottenere inviando sulla griglia schermo del tetrodo prefinale un impulso positivo di tensione maggiore di 1000 V di ampiezza e di durata pari al tempo durante il quale si desidera in uscita allo stadio il segnale a radiofrequenza. Questo impulso consente infatti di portare la griglia schermo della QB5/1750 da una tensione di circa -190 V, per la quale la valvola è completamente interdetta, ad una tensione di circa +1000 V, a questa tensione di griglia schermo la valvola funziona infatti correttamente, fornendo in

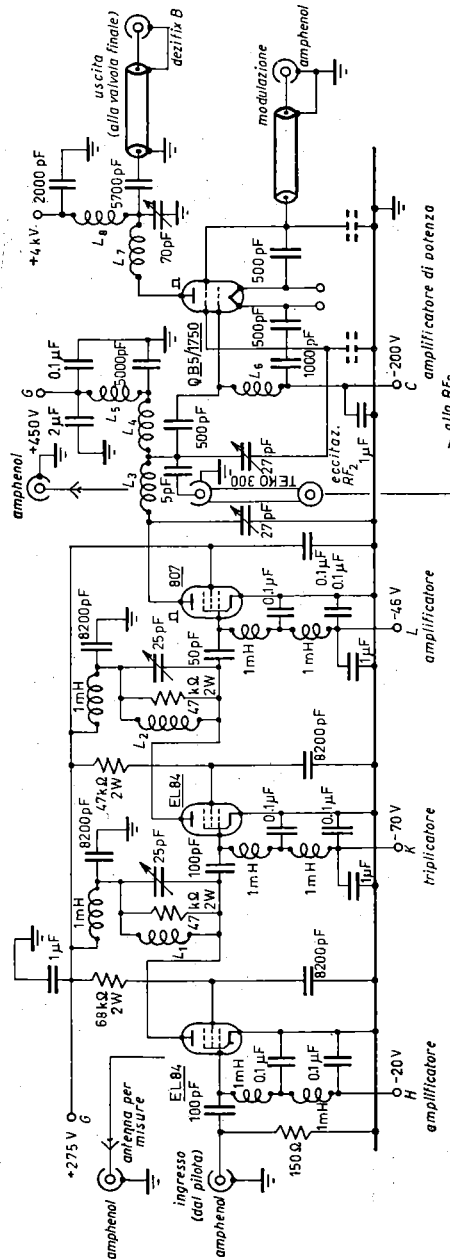


Fig. V.II.8. - Catena amplificatrice a radiofrequenza.

uscita il segnale a radiofrequenza di ampiezza sufficientemente elevata per pilotare lo stadio finale.

Lo schema del circuito utilizzato per ottenere l'impulso positivo di modulazione ora descritto è mostrato in Fig. V.II.9.

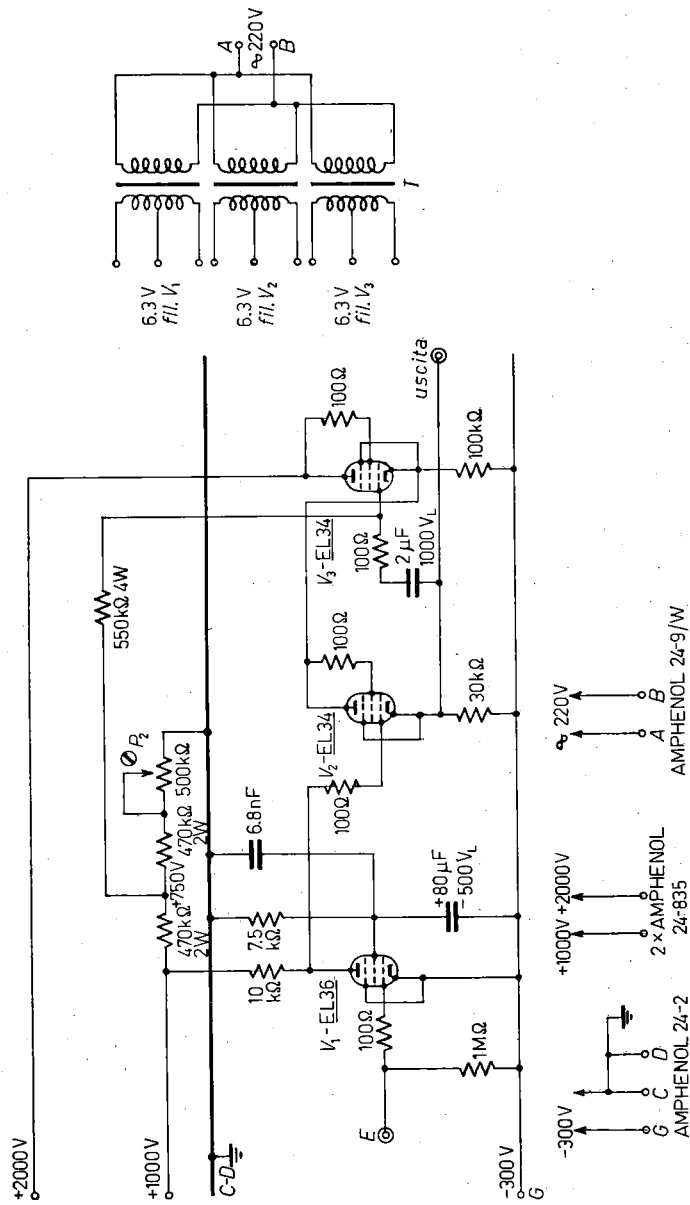


Fig. V.II.9. - Schema del modulatore di ampiezza.

6. - Il gruppo amplificatore finale cavità.

A) *La cavità risonante.* - Nel risonatore a cavità deve manifestarsi la tensione a RF che deve accelerare gli elettroni; trattandosi della prima fase di accelerazione questa tensione deve, come si è già detto, essere modulata in frequenza oltre che in ampiezza.

In sostanza si richiede al risonatore un funzionamento a larga banda.

Sono stati esaminati molti metodi per alimentare questo risonatore ed alla fine si è deciso di collegare la placca della valvola finale direttamente alla armatura calda del risonatore stesso.

Questa soluzione offre due vantaggi; in primo luogo la resistenza di placca del tubo carica il risonatore e consente al sistema di lavorare entro la banda voluta; in secondo luogo la connessione diretta della valvola alimentatrice al risonatore risolve nel modo migliore il problema del carico elettronico [15].

Questa soluzione impone delle restrizioni sulla forma geometrica del risonatore. Le varie esigenze vengono soddisfatte da un risonatore di dimensioni meccaniche grandi rispetto a quelle della valvola che lo eccita.

Nella Fig. V.II.10 sono riportate quelle dimensioni meccaniche che influenzano direttamente il comportamento elettrico del risonatore, e nella Fig. V.II.11 è mostrata la cavità RF₁ durante il montaggio.

Poichè la lunghezza «*l*» di propagazione del risonatore è piccola rispetto alla lunghezza d'onda di funzionamento, $\lambda/l \approx 0.08$, e la sezione utile del risonatore è circa quadrata, allora l'induttanza massima equivalente del risonatore è data da [16]

$$L = \frac{\mu}{2\pi} l \ln \frac{R_2}{R_1} = 2 \cdot 10^{-7} \ln \frac{R_2}{R_1},$$

e si trova a calcoli fatti $L = 1.4 \cdot 10^{-7}$ H.

La capacità dovuta all'elettrodo centrale è valutabile a circa (35 ÷ 40) pF ai quali vanno aggiunti circa 35 pF dovuti alla capacità anodo griglia del tubo

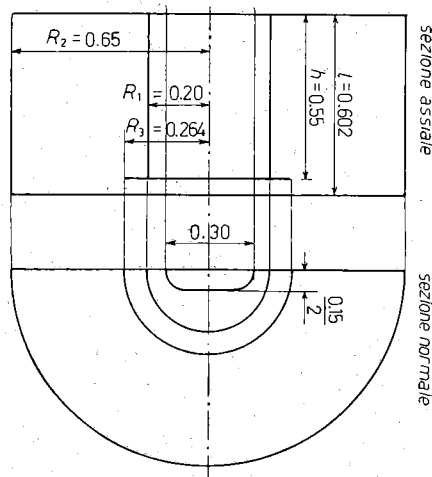


Fig. V.II.10. - Dimensioni meccaniche che influenzano il comportamento elettrico del risonatore (in mm).

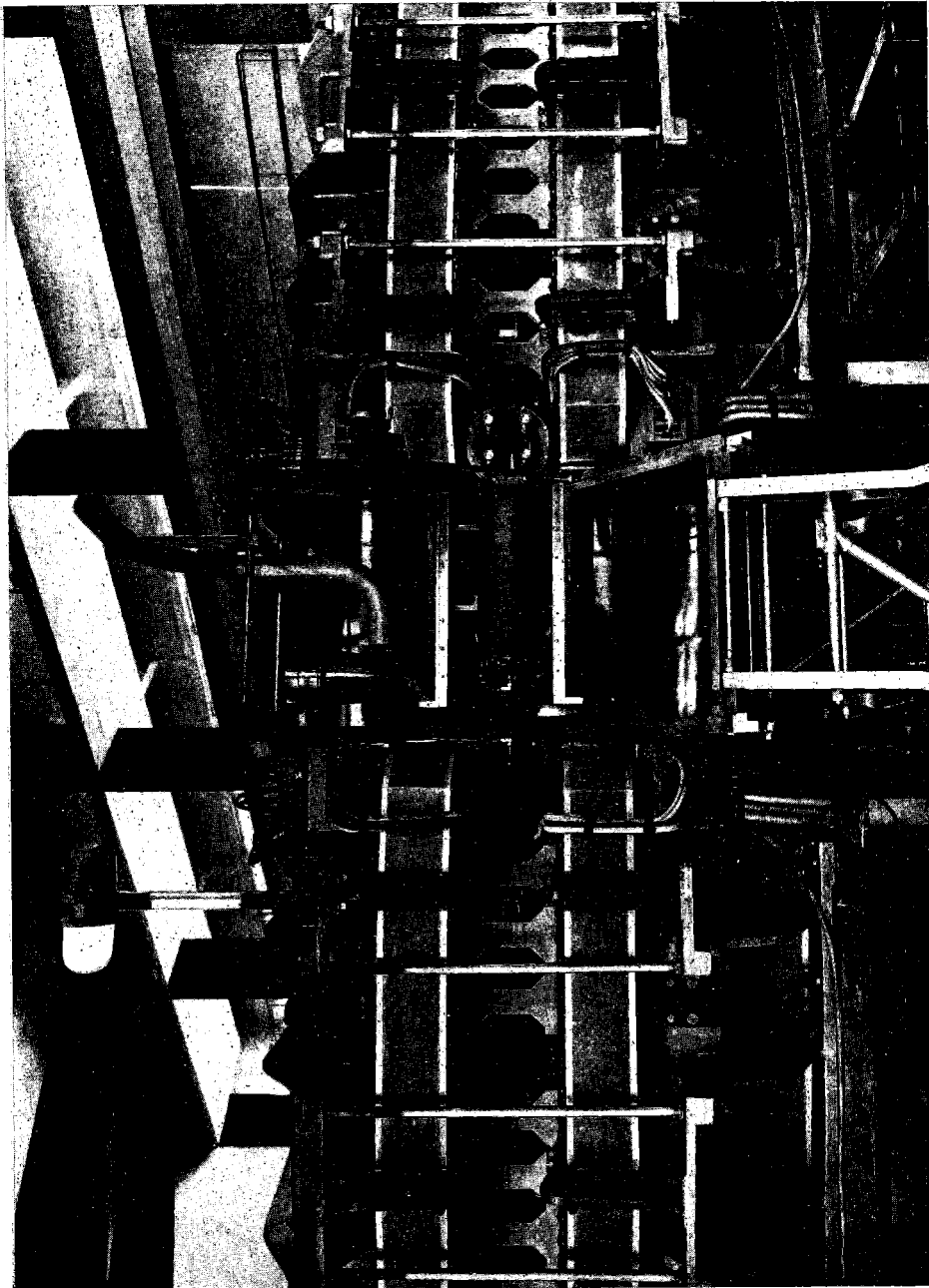


Fig. V.n.11. - Interno della cavità RF₁ (è in vista il supporto della valvola).

e circa 12 pF dovuti alla capacità del supporto della valvola verso il lato freddo del gap; in totale la capacità concentrata equivalente vale

$$C = (85 \div 90) \text{ pF}.$$

Deducendo la frequenza di risonanza nella ipotesi di funzionamento a costanti concentrate si trova

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{0.159}{\sqrt{0.14 \cdot 90}} 10^9 = 44.5 \text{ MHz}.$$

Il valore misurato della frequenza è di $F_0 = 43.5 \text{ MHz}$. Si vede quindi, come il calcolo, fatto in questo modo sia sufficientemente approssimato; e si può quindi adottare per l'impedenza caratteristica il valore

$$z_0 \simeq \sqrt{L/C} \simeq 40 \Omega.$$

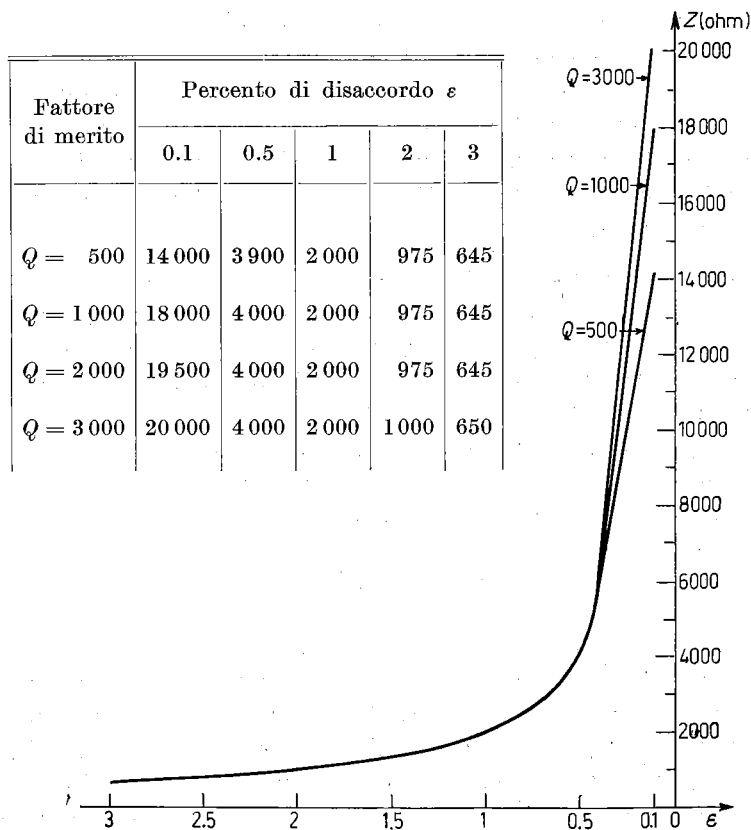


Fig. V.II.12. - Modulo dell'impedenza al gap del risonatore al variare del disaccordo percentuale.

Il valore « misurato » del fattore di merito per il risonatore libero è intorno a 5000 e questo valore scende verso ~ 1000 a causa dell'attraversamento della ciambella e del condotto di ventilazione della valvola.

I parametri F_0, Z_0, Q_0 consentono di analizzare il comportamento della cavità risonante nell'intorno della risonanza [16] con formule abbastanza semplici; e nel diagramma di Fig. V.II.12 è riportato l'andamento dell'impedenza al gap al variare della frequenza.

È importante osservare come il fattore di merito effettivo del risonatore non influenzi sensibilmente il valore dell'impedenza al gap durante il funzionamento del risonatore fuori accordo. Dal diagramma si vede come per fattori di merito superiori a 1000 il modulo dell'impedenza calcolata al gap si mantenga praticamente indipendente dal valore di Q per tutte le frequenze che distano più dell'uno per mille dalla frequenza di accordo.

Quando la frequenza raggiunge il valore di risonanza allora l'impedenza calcolata al gap diventa una funzione lineare del Q e può raggiungere anche valori molto grandi; la tensione a radiofrequenza però non può salire proporzionalmente in quanto la valvola viene a funzionare in regime di forte saturazione anodica già con impedenza di placca di circa 10000 Ω .

Quindi durante la variazione di frequenza la tensione a RF anche con modulazione di tipo « niente »-« tutto » comincerà a seguire la curva di risonanza per saturare rapidamente man mano che la V_p raggiunge la tensione anodica. Tutto questo, ripetiamo, per il fatto che la valvola finale è accoppiata direttamente al gap della cavità risonante.

B) *L'amplificatore finale.* - Nelle condizioni di massimo disaccordo all'inizio del ciclo ($\varepsilon = 1.8\%$) la cavità presenta una impedenza parallelo (impedenza al gap) di circa 1480 Ω (Fig. V.II.14) e quindi con una tensione di 3000 V, si richiedono alla valvola finale delle correnti a radiofrequenza pari a $I = 3000/1400 = 2.15$ A.

Mentre alla fine del ciclo, quando la frequenza dista circa di 1/1000 dalla frequenza finale, nelle peggiori condizioni ($Q = 500$), l'impedenza vale circa 14000 Ω che per $V = 7000$ V richiedono

$$I = \frac{7000}{14000} = 0.5 \text{ A} .$$

Queste sono le prestazioni richieste alla valvola finale senza tener conto del carico elettronico. Si può tuttavia mostrare che [15] fino a quando non vengono accelerati più di 10^{11} elettroni per impulso, il carico elettronico non perturba grandemente le condizioni di funzionamento.

Come si è già detto la valvola finale deve funzionare solo durante l'accelerazione preliminare degli elettroni, cioè nell'intervallo di energie (2.5-10) MeV il che equivale a dire per un tempo che al massimo è pari a 2000 μs come si

ricava dai diagrammi di Fig. V.II.2 e di Fig. V.II.3 del Cap. I di questa Parte V.

Poichè la massima corrente alternata richiesta alla valvola è di 2.15 A occorre che la valvola possa dare una corrente anodica di picco che al più dovrà essere

$$I_{KP} = \sim 16 \text{ A.}$$

Dovendo però la valvola alla fine del ciclo dare non meno di 7000 V è necessario che tra placca e catodo possa essere stabilita una d.d.p. che può raggiungere

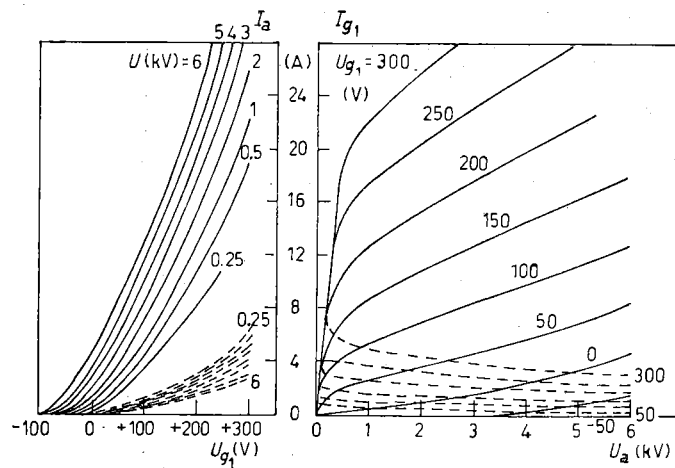
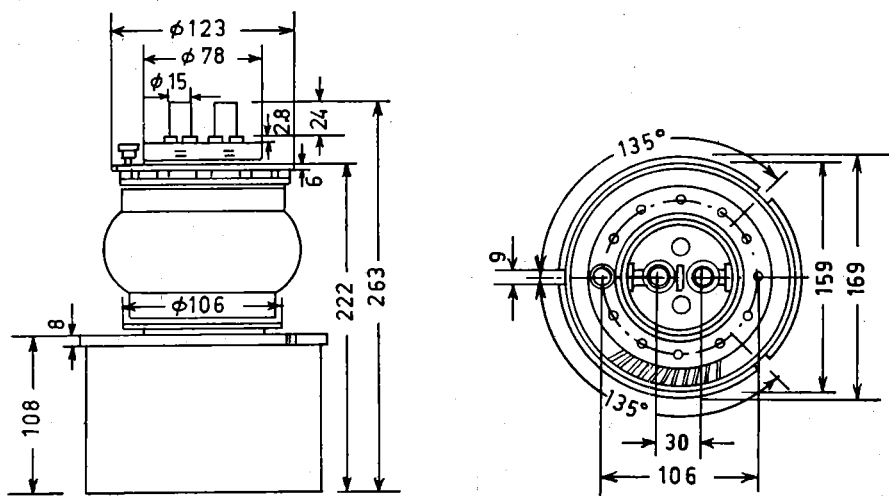


Fig. V.II.13. - Caratteristiche elettriche e meccaniche della valvola RS1001 Siemens.

anche i

$$7000 + \frac{7000}{0.8} = \sim 15000 \text{ V.}$$

La corrente anodica massima, la tensione tra placca e catodo insieme alla frequenza e al tempo durante il quale queste prestazioni sono richieste lasciano poca libertà nella scelta del tubo.

Si è adottato il tubo RS1001L, triodo raffreddato ad aria, prodotto dalla Siemens.

Nella Fig. V.II.13 sono riportate le dimensioni meccaniche e le principali caratteristiche di funzionamento del tubo stesso.

In Fig. V.II.14 è riportato lo schema elettrico del gruppo finale-cavità. La valvola ha l'anodo connesso direttamente all'armatura calda del risonatore; ciò, poichè tutta la cavità risonante è a terra per quanto riguarda i potenziali continui, richiede una tensione di alimentazione negativa sul catodo con

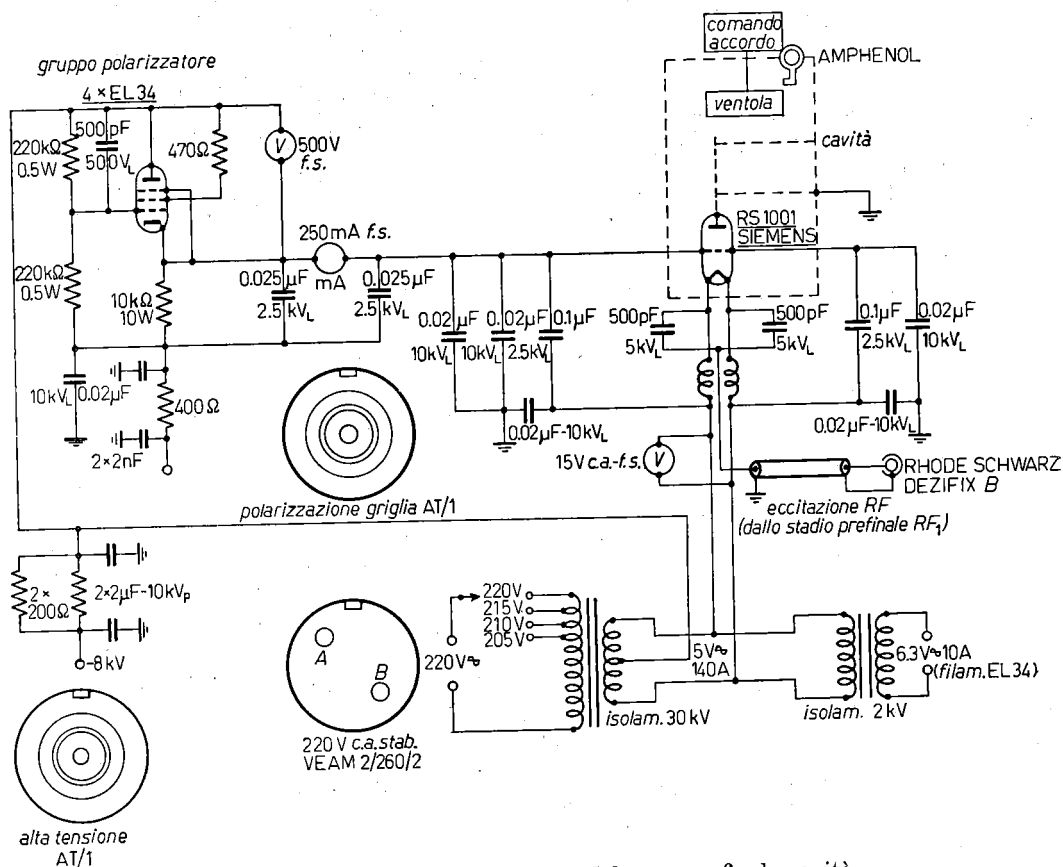


Fig. V.II.14. - Schema elettrico del gruppo finale-cavità.

conseguente necessità di portare ad alta tensione e di isolare da massa tutti i circuiti di filamento e di griglia.

Come si può rilevare dallo schema la griglia del tubo è a massa per quanto riguarda i potenziali a RF (amplificatore griglia a terra) questo implica la necessità di pilotare l'amplificatore di catodo ma consente una buona neutralizzazione dell'amplificatore, in quanto a frequenze di lavoro così alte le neutralizzazioni di tipo convenzionale sono molto meno efficienti [7-9].

La tensione di polarizzazione (negativo tra griglia e catodo) che deve essere riferita alla tensione catodica è fornita da un alimentatore a parte ed è applicata alla valvola tramite un inseguitore catodico formato da quattro valvole tipo EL34 poste in parallelo.

Un inseguitore catodico di questo tipo è necessario per stabilizzare la polarizzazione della valvola in quanto il tubo elettronico funziona in regime di corrente di griglia fortemente variabile.

La tensione a RF che eccita la valvola finale arriva dall'amplificatore pre-fine attraverso un cavo coassiale e viene comunicata ai piedini del filamento con due condensatori a mica ad alto isolamento.

La tensione di accensione (5 V, 140 A) viene portata sui piedini del filamento tramite due induttori in aria che isolano la RF di eccitazione dal trasformatore di accensione.

Naturalmente, come appare anche dallo schema, questo trasformatore deve sopportare tra primario e secondario tutta la tensione di alimentazione catodica che è connessa al centro del secondario del trasformatore stesso.

C) Cenni sul calcolo delle condizioni di funzionamento.

Fissato il tipo di tubo e le prestazioni richieste occorre calcolare i valori delle tensioni da applicare al tubo stesso. Il procedimento migliore è quello dell'analisi grafica e questo è quello che è stato seguito.

Come esempio riportiamo qui di seguito i dati relativi a due particolari condizioni di carico.

1) *Condizioni di massimo disaccordo.* - In queste condizioni la cavità risonante si comporta come un carico induttivo del valore di circa 1400 Ω e su questo carico deve operare normalmente il tubo. In pratica occorre tenere ampi margini di sicurezza sulla potenza erogabile e sulla resistenza di placca della valvola per evitare che sotto la modulazione a impulso la cavità si ecciti oltre che con la tensione impressa anche con una tensione che ha frequenza uguale a quella propria del risonatore. Queste due tensioni essendo molto vicine in frequenza darebbero luogo a battimenti sulla tensione totale tali da impedire una cattura efficiente da parte del risonatore.

Per tener conto di questo e per permettere l'iniezione degli elettroni anche a energie più basse di quella massima prevista, sono state verificate le condizioni di lavoro della valvola finale per un disaccordo massimo del 2.5%.

In queste condizioni la cavità presenta una impedenza reattiva di circa 800Ω come si è già visto. Se per un momento supponiamo che il tubo si comporti come un generatore di tensione si ha

$$I_p = \frac{-\mu V_g}{R_p + jX_R},$$

essendo X_R la reattanza del risonatore; ne segue che la tensione alternata di placca vale

$$V_p = -\mu V_g \frac{X_R + jR_p}{R_p^2 + X_R^2},$$

e quindi la tensione di placca appare anticipata di

$$-180^\circ + \varphi,$$

rispetto alla tensione di griglia essendo

$$\varphi = \arctg \frac{R_p}{X_R}.$$

Dalla formula precedente è possibile ricavare il valore di φ dando ad R_p ed X_R i valori iniziali.

Il valore di φ così ricavato permette di tracciare l'ellisse caratteristica una volta note le quattro tensioni fondamentali. In pratica occorre fissare le quattro tensioni per tentativi; tracciare l'ellisse caratteristica e verificare che l'impedenza del carico corrisponda a quella che si ricava dall'analisi grafica.

Fatto $R_p = 800 \Omega$ ed $X_R = 800$ si ricava

$$\varphi = \sim 45^\circ \div 50^\circ.$$

Poichè in condizioni di accordo si devono raggiungere i 7000 V anodici poniamo uguale a 8000 V la tensione di alimentazione. In queste condizioni il negativo di griglia raccomandato per la valvola scelta è compreso tra 180 e 220 V : poniamo per il negativo di griglia $V_g = -200 \text{ V}$.

Se ammettiamo che il picco della tensione positiva di griglia possa raggiungere gli 80 V la tensione di segnale dovrà avere come massimo $V_s = 280 \text{ V}$. In Fig. V.11.15 è riportato nel piano delle caratteristiche il luogo dei punti di lavoro della valvola durante il periodo di conduzione.

Ricavando il valore del componente fondamentale della corrente di placca si trova $I_p = 4 \text{ A}$, e quindi la valvola dovrebbe vedere un carico di

$$|Z| = \frac{3000}{4} = \sim 750 \Omega,$$

che è leggermente inferiore a quello richiesto. Si possono quindi accettare queste condizioni di funzionamento.

In queste condizioni di funzionamento la corrente continua assorbita dal tubo è di circa 2.8 A che corrisponde ad una potenza di ingresso di

$$W_{in} = 2.8 \cdot 8000 \simeq 24 \text{ kW},$$

che vengono praticamente tutti dissipati nella valvola.

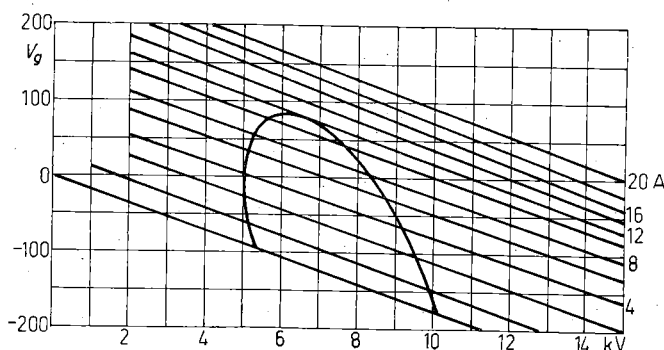


Fig. V.II.15. - Caratteristiche del triodo RS1001 con curva luogo dei punti di lavoro.

Questi dati a carattere orientativo confermano la necessità di impiegare una valvola di potenza anche se il ciclo di utilizzazione riduce grandemente i valori medi delle potenze dissipate.

2) *Condizioni di accordo.* - In queste condizioni la cavità si comporta come un carico ohmico che al minimo vale $R_{eq} = 20000 \Omega$, come si può ricavare nell'ipotesi di $Q = 500$.

Per ottenere 7000 V al gap occorre che la componente fondamentale della corrente di placca sia di

$$I = \sim \frac{7000}{20000} = \sim 0.35 \text{ A}.$$

Poichè in questo caso la caratteristica di funzionamento nel piano $E_p - E_g$ è un segmento di retta, non è necessario ricorrere al tracciamento della caratteristica e all'analisi grafica. Con una corrente di picco di circa 1 A si hanno circa i 350 mA richiesti con una tensione minima di placca di 1000 V. È necessaria quindi una tensione positiva di griglia di circa +30 V.

La tensione segnale necessaria è quindi in questo caso intorno a circa 230 V lasciando inalterate le condizioni precedenti.

La corrente continua assorbita è intorno a circa 150 mA. Poichè questa è

la condizione di funzionamento più lunga la corrente media erogabile dell'alimentatore AT è stata fissata pari a circa 300 mA.

3) *Il banco di condensatori.* — Per sopperire alle forti correnti necessarie durante il periodo di disaccordo è necessario porre in parallelo all'alimentatore di AT un banco di condensatori.

Come si è visto nel Cap. I di questa Parte V si può ritenere che il tempo di funzionamento durante il quale il disaccordo è sensibile sia al massimo di circa 500 μ s. Se ammettiamo che durante questo periodo la corrente richiesta sia sempre uguale al valore di punta $I = 2.8$ A (che è una stima in eccesso) e imponiamo che il banco non vari la tensione di più di 500 V si ha

$$C = \frac{I \Delta T}{\Delta V} = \frac{2.8 \cdot 0.5 \cdot 10^{-3}}{0.5 \cdot 10^{-3}} = \sim 2.8 \mu\text{F}.$$

Quindi il valore adottato di $C = 4 \mu\text{F}$ è cautelativo.

7. — Caratteristiche dei circuiti di polarizzazione e degli alimentatori.

A) *I circuiti di polarizzazione.* — Come si è visto dalla descrizione dell'impianto tutte le valvole della catena di amplificazione funzionano in classe C_2 e cioè in regime di corrente di griglia.

Siccome a causa della modulazione di frequenza e di ampiezza viene a variare il punto di lavoro di queste valvole durante il ciclo di funzionamento è necessario stabilizzare in qualche modo le tensioni delle polarizzazioni di griglia.

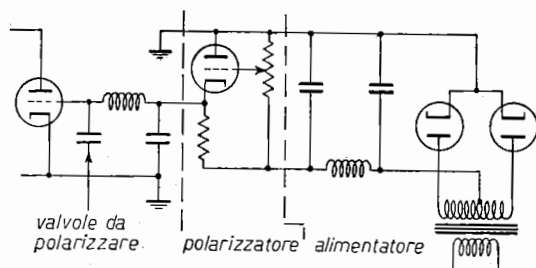


Fig. V.II.16.

In Fig. V.II.16 è riportato lo schema di un circuito che si presta bene alla stabilizzazione delle polarizzazioni. Difatti con la disposizione indi-

cata la corrente di griglia (*) del tubo da polarizzare viene chiusa verso terra tramite il catodo della valvola polarizzatrice che è connessa ad inseguitore catodico. La griglia del tubo polarizzatore è tenuta alla tensione di polarizzazione per mezzo di un partitore. In questo modo l'impedenza sulla quale si trova chiusa la corrente di griglia è leggermente inferiore a $1/g_m$ e si ha quindi una ottima

(*) Per corrente di griglia si intende la corrente elettronica reale che ha quindi segno opposto alla corrente convenzionale.

regolazione mentre d'altro canto la potenza spesa dell'alimentatore vero e proprio è molto piccola.

A titolo di esempio nella Fig. V.II.14 è riportato completamente anche lo schema del gruppo di polarizzazione della valvola finale.

B) Caratteristiche degli alimentatori. - La catena RF, dal pilota fino al livello della valvola 807, è alimentata da 3 alimentatori stabilizzati capaci di erogare rispettivamente 250, 275, 350 V con una corrente di circa 150 mA.

Le polarizzazioni per le due EL84, per la 807 e per la QB5/1750 sono ricavate da un unico alimentatore stabilizzato munito di opportuni circuiti di uscita; ciascuno per ogni valvola polarizzata, capace di mantenere costante la polarizzazione al variare della corrente di griglia durante lo spazzolamento di frequenza.

Ciascuno di questi alimentatori è munito del dispositivo per il comando a distanza. La QB5/1750 riceve la tensione anodica da un alimentatore capace di dare tensione regolabile tra 0 e 5 000 V con corrente continua fino a 0.5 A.

La valvola finale RS1001 è alimentata da un alimentatore capace di fornire tensioni tra 500 e 10 000 V con una corrente di circa 400 mA continui.

La tensione di polarizzazione di griglia di questa valvola, data con il solito sistema di stabilizzazione, è fornita da un alimentatore che può erogare una corrente massima di 200 mA sotto tensione da 50 a 1 000 V e che è messo in serie all'alimentatore AT già menzionato.

Tutti gli alimentatori di alta tensione sono muniti di Variac per la regolazione della tensione, di teleruttori temporizzati per sovraccarichi lenti in ingresso, e di valvola fusibile (speciali per alta tensione) disposte in uscita.

I pannelli di ispezione sono muniti di interruttori di sicurezza.

* * *

Alla costruzione dell'impianto descritto hanno collaborato anche altre persone: tra queste desideriamo ringraziare particolarmente il Sig. R. RIZZI per la sua attiva partecipazione tecnica.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Synchrotron Progress Report, Cornell University (1949).
- [2] M. H. DAZEY, J. V. FRANCK, A. C. HELMHOLZ, C. S. NUNAN e J. M. PETERSON: *Rev. Sci. Instr.*, **21**, 436 (1950).
- [3] G. SALVINI: *Suppl. Nuovo Cimento*, **12**, 77 (1954).
- [4] E. PERSICO: Relazione no. T 4 dei Laboratori Nazionali di Frascati (1953).
- [5] H. A. THOMAS: *Theory and Design of Valve Oscillators for Radio and other Frequencies* (London, 1951).

- [6] C. E. TIBBS e G. G. JOHNSTONE: *Frequency Modulation Engineering* (London, 1956).
- [7] L. B. ARGUIMBAU: *Vacuum Tube Circuits* (New York, 1948).
- [8] E. K. SANDEMAN: *Radio Engineering*, vol. 1 e 2 (London, 1953).
- [9] G. F. CORCORAN e H. W. PRICE: *Electronics* (New York, 1954), p. 182.
- [10] G. F. CORCORAN e H. W. PRICE: *Electronics* (New York, 1954), pp. 77, 204.
- [11] E. K. SANDEMAN: *Radio Engineering*, vol. 4 (London, 1953), p. 340.
- [12] L. B. ARGUIMBAU: *Vacuum Tube Circuits* (New York, 1948), p. 287.
- [13] E. K. SANDEMAN: *Radio Engineering*, vol. 1 (London, 1953), p. 370.
- [14] J. P. HEYBOER e P. ZIJLSTRA: *Transmitting Valves* (Eindhoven, 1953), p. 89.
- [15] M. PUGLISI e I. F. QUERCIA: Relazione no. R 13 dei Laboratori Nazionali di Frascati (1957).
- [16] S. RAMO e J. WHINNERY: *Fields and Waves in Modern Radio* (New York, 1953), p. 467.