

LNF-63/53
31. 7. 1963.

D. Fabiani, A. Massarotti, M. Puglisi e F. Tazzioli:
IMPIANTO A RADIO FREQUENZA PER IL PROGETTO
ADONE 1500 MeV. -

Nota interna: n. 209

Ciò impone quanto segue:

- 1°) notevoli margini di sicurezza nelle prestazioni riguardanti le potenze in gioco;
- 2°) bassi valori dei gradienti elettrici in tutto l'impianto e specialmente nei risuonatori;
- 3°) riduzione al minimo del numero di stadi amplificatori.

Poichè le tensioni acceleratrici devono poter variare ampiamente in corrispondenza delle variazioni di energia del fascio accumulato, la tensione sviluppata dai risuonatori deve poter essere variata in ampiezza, con continuità, da poche migliaia di volt fino alla piena eccitazione.

Nella tabella seguente sono riportati tutti quei parametri che influenzano direttamente il progetto dell'impianto.

Successivamente vedremo come sulla base di questo e dei requisiti generali anzidetti l'impianto a radiofrequenza venga completamente individuato.

Caratteristiche generali del fascio accumulato.

- 1) Energia massima delle particelle

$$E = 1,5 \text{ GeV}$$

- 2) Particelle circolanti nella macchina

$$n(e^+) = 2 \cdot 10^{11}; \quad n(e^-) = 2 \cdot 10^{11}$$

- 3) Carica totale circolante

$$q = 4 \cdot 10^{11} \times 1,6 \cdot 10^{-19} = 6,4 \cdot 10^{-8} \text{ Coulomb}$$

- 4) Frequenza di rotazione

$$\nu_0 = 3,3 \cdot 10^6 \text{ Hz}$$

- 5) Corrente media circolante nella macchina

$$I_0 = q \nu_0 \approx 210 \cdot 10^{-3} \text{ Amp.}$$

- 6) Energia irradiata (mediamente) da una particella per giro

$$\epsilon^{**} = 88,8 \frac{E^4}{R} = 89,86 \text{ KeV.}$$

- 7) Energia irradiata da tutta la carica circolante per giro

$$\epsilon^* = 89,86 \cdot 10^3 \times 1,6 \cdot 10^{-19} \times 4 \cdot 10^{11} = 57,48 \cdot 10^{-4} \text{ Joule}$$

- 8) Potenza irradiata dal fascio circolante

$$W = \nu \epsilon^* = 57,48 \cdot 10^{-4} \times 3,33 \cdot 10^6 = 19 \cdot 10^3 \text{ Watt}$$

- 9) Componente fondamentale massimo della corrente circolante

$$I_1 = \frac{2W}{V_{\min}} = 426 \cdot 10^{-3} \text{ Amp.}$$

Questo corrisponde ad assumere la distribuzione di carica del tipo a delta.

- 10) Valore di picco della tensione acceleratrice

$$V = 180 \cdot 10^3 \text{ Volt}$$

- 11) Fase della particella sincrona

$$\sin \varphi_s = \frac{V_{\min}}{V} = 0,5 \quad \varphi_s = 30^\circ$$

- 12) Frequenza della tensione acceleratrice

$$\nu = 3 \nu_0 \approx 10^7 \text{ Hz}$$

- 13) Modulazione in ampiezza della tensione acceleratrice

1°) Variazione, con comando manuale, della potenza in uscita da 0 al massimo.

2°) Possibilità di modulazione dinamica della tensione di uscita di ciascun risuonatore da 5.000 a 90.000 V. La legge di modulazione è lineare fino a che la profondità di modulazione non è superiore al $\pm 10\%$ del livello medio sul quale è allineato l'impianto.

3°) Massima frequenza contenuta nell'onda modulante pari a 0,1 MHz.

- 14) Massima ondulazione della tensione acceleratrice pari a $\pm 2\%$ della tensione acceleratrice in tutte le condizioni di potenza volute.

- 15) Numero delle cavità risonanti uguale a due (E' possibile, sacrificando una ulteriore sezione diritta, portare a tre il numero dei risuonatori ed arrivare a 270 KV per il valore di picco della tensione acceleratrice).

2 - FILOSOFIA DELL' IMPIANTO.

Le prestazioni generali alle quali deve soddisfare l'impianto sono state esposte nel precedente paragrafo. Queste hanno condotto a considerare delle soluzioni che non sono quelle convenzionali usate nelle normali macchine acceleratrici circolari. La prima e più importante considerazione

da fare riguarda il numero di cavità da utilizzare per fornire al fascio di particelle l'energia voluta. I requisiti di costanza e stabilità per lunghi periodi delle tensioni acceleratrici portano immediatamente ad escludere la soluzione con una sola cavità, perchè una qualunque scarica sulla cavità stessa o in una qualsiasi parte dell'impianto che la alimenta porterebbe, come già detto, alla perdita del fascio accumulato; è quindi opportuno che l'impianto sia costituito da almeno due o più cavità con impianti di alimentazione separati ed identici tra di loro.

Conseguentemente il progetto dell'impianto, che deve essere costruito in duplice copia, è stato fatto con il seguente criterio:

Ciascun risuonatore deve essere in grado di fornire da solo tutta la potenza necessaria a sopperire alle perdite del fascio. La tensione di lavoro al gap di ciascun risuonatore deve essere di 90 KV. Ciò consente infatti di non perdere tutto il fascio accumulato se si manifesta una scarica in uno dei due risuonatore.
(Qualora ci fossero tre risuonatori installati gli effetti di una scarica elettrica su di un solo risuonatore sarebbero veramente di effetto trascurabile.)

Le potenze stimate per verificare queste condizioni sono: ~ 16 KW dissipati in cavità; ~ 20 KW ceduti al fascio; in totale cioè ~ 36 KW per impianto. Tenendo un opportuno margine di sicurezza si è pertanto fissata in 50 KW la potenza continua erogabile dallo stadio di potenza che deve alimentare la cavità. Per mantenere stabile la ampiezza della tensione in ogni cavità si è deciso di accoppiare ad ognuna di esse un carico variabile che permetta brusche variazioni del carico dato alla cavità dal fascio circolante, senza che si introduca una apprezzabile modulazione di ampiezza e di fase nella tensione acceleratrice.

Il vantaggio dell'impiego di 3 impianti invece di due risulta anche dal fatto che, in questo modo, uno degli impianti può rimanere fuori servizio per periodi di tempo anche lunghi senza che sia compromesso il funzionamento della macchina da una eventuale ulteriore scarica. Oltre a ciò le oscillazioni del fascio intorno alla fase stabile, quando in uno dei tre impianti avvenga una scarica, sono molto ridotte rispetto a quelle che si avrebbero con due sole cavità, mentre la variazione di carico che ogni cavità subirebbe, si riduce a circa la metà.

L'adozione di un sistema a più cavità che funziona contemporaneamente, implica la sincronizzazione degli impianti e un controllo della frequenza propria d'accordo di ogni risuonatore fatto sul risuonatore stesso. Ciò si ottiene pilotando gli stadi di potenza con un unico generatore pilota che fornisce alle catene di amplificazione segnali, opportunamente sfasati tra di loro, per tener conto della diversa ubicazione dei risuonatori lungo l'orbita della mac-

china.

Il controllo della frequenza propria di ogni risuonatore può essere facilmente ottenuto mediante un discriminatore di fase che confronta la fase della tensione in cavità, con una tensione di riferimento prelevata in un qualsiasi punto della catena di alimentazione; il segnale così ottenuto può comandare un dispositivo d'accordo meccanico che ha un tempo d'intervento largamente sufficiente per correggere eventuali derive termiche e meccaniche della cavità e può intervenire anche per correggere variazioni dovute a variazioni lente del carico del fascio. (2,3)

Si può anche effettuare un controllo più rapido usando ferriti o tubi di reattanza accoppiati direttamente alla cavità. E' però preferibile evitare, qualora non si dimostri indispensabile, questo tipo di controllo perchè complica la struttura meccanica della cavità e ne aumenta le perdite proprie; inoltre questo tipo di soluzione è anche molto complicato elettricamente.

Descriveremo ora brevemente lo schema a blocchi riportato in fig. 1 sul quale si basa il progetto dell'impianto.

Il blocco 1 rappresenta il pilota la cui frequenza di lavoro può essere variata con continuità da 9,5 a 10,5 MHz con una stabilità di frequenza su ognuna delle frequenze intermedie di una, due unità su diecimila e per periodi di tempo abbastanza lunghi (~ 50 h).

Questo pilota può essere modulato dinamicamente e linearmente in frequenza con deviazione di frequenza pari a $\pm 1\%$ della frequenza di lavoro, mediante un attenuatore si può variare l'ampiezza del segnale in uscita. Dal pilota, il segnale raggiunge il circuito divisore e variatore di fase, blocco 2. Quest'ultimo ha 3 uscite dalle quali escono segnali al livello di qualche volt sfasabili rispetto ad uno di essi di $\pm 180^\circ$. Da questo punto iniziano separate le catene di amplificazione che alimentano le cavità. Indicheremo con A, B, e C questi impianti di amplificazione. In figura 1 è riportato lo schema di uno di questi.

Il blocco 3, amplificatore separatore, in classe A, deve poter essere modulato linearmente di \sim il 10% in ampiezza ma solo per ottenere una riduzione dell'ampiezza del segnale in uscita. Da questo, attraverso il blocco 4 amplificatore prefinale, si pilota l'amplificatore finale, con valvole in contro fase un push-pull in grado di erogare 50 kW in classe B e che usa il tetrodo RS 1082 C, questo è il motivo per cui non sono stati specificati i livelli di potenza in uscita dei blocchi 3 e 4, in quanto la potenza di pilotaggio è teoricamente nulla e la potenza da dissipare dipende solo dalla banda passante voluta.

I cavi coassiali di collegamento tra i vari stadi hanno tutti un'impedenza caratteristica $Z_0 = 60$ ohm e la loro lunghezza non è critica. Per il collegamento tra lo stadio finale di potenza e la relativa cavità è preferibile adottare un accoppiamento diretto con l'amplificatore piuttosto che attraverso cavi coassiali. In questo modo si realizza infatti un solo salto d'impedenza tra generatore e cavità, ciò che permette un migliore accoppiamento.

Inoltre, con una soluzione di questo tipo, i disadattamenti provocati dalla parte reattiva del carico, sono più facilmente compensabili dal generatore e non si devono affrontare onde stazionarie sulle linee di trasmissione. Quando lora si dovessero imporre certe distanze tra gli amplificatori terminali e le relative cavità, è stato studiato l'accoppiamento tramite cavo coassiale. Come è stato precedentemente accennato, i blocchi 7 ed 8 indicano rispettivamente il circuito del discriminatore di fase ed il dispositivo elettro-meccanico di accordo.

Il controllo della ampiezza della tensione in cavità si effettua invece confrontando la tensione che si ottiene rettificando la tensione alternata prelevata dalla cavità 9, con una tensione di riferimento proveniente dal modulatore 10; il segnale differenza che si ottiene dal confronto, serve per comandare un carico variabile, 11, che verrà descritto nel seguito. Il blocco 12 rappresenta i pannelli di Comando e controllo di tutti gli impianti dal quale si devono poter effettuare varie operazioni ed in particolare:

- a) accensione e spegnimento dell'impianto
- b) variazione statica della frequenza di lavoro
- c) controllo, predisposizione, inserzione e disinserzione dell'accordo automatico di ogni cavità.

- d) variazione statica del livello di potenza di ogni impianto.
- e) controllo, predisposizione, inserzione e disinserzione del carico variabile di ogni impianto
- f) modulazione di frequenza
- g) modulazione di ampiezza di ogni singolo impianto
- h) controllo delle condizioni di funzionamento di tutti gli impianti.

3 - IL RISUONATORE.

La scelta del tipo e delle dimensioni geometriche del risuonatore è influenzata da molti fattori; di questi i più importanti sono: la stabilità di forma e la sicurezza contro il pericolo di scariche occasionali.

La frequenza di funzionamento, ~ 10 MHz, impone dimensioni geometriche notevoli che sono in contrasto con il requisito della stabilità meccanica. Un forte carico capacitivo introdotto nel risuonatore consente di ridurre le dimensioni geometriche del risuonatore ma fa aumentare il

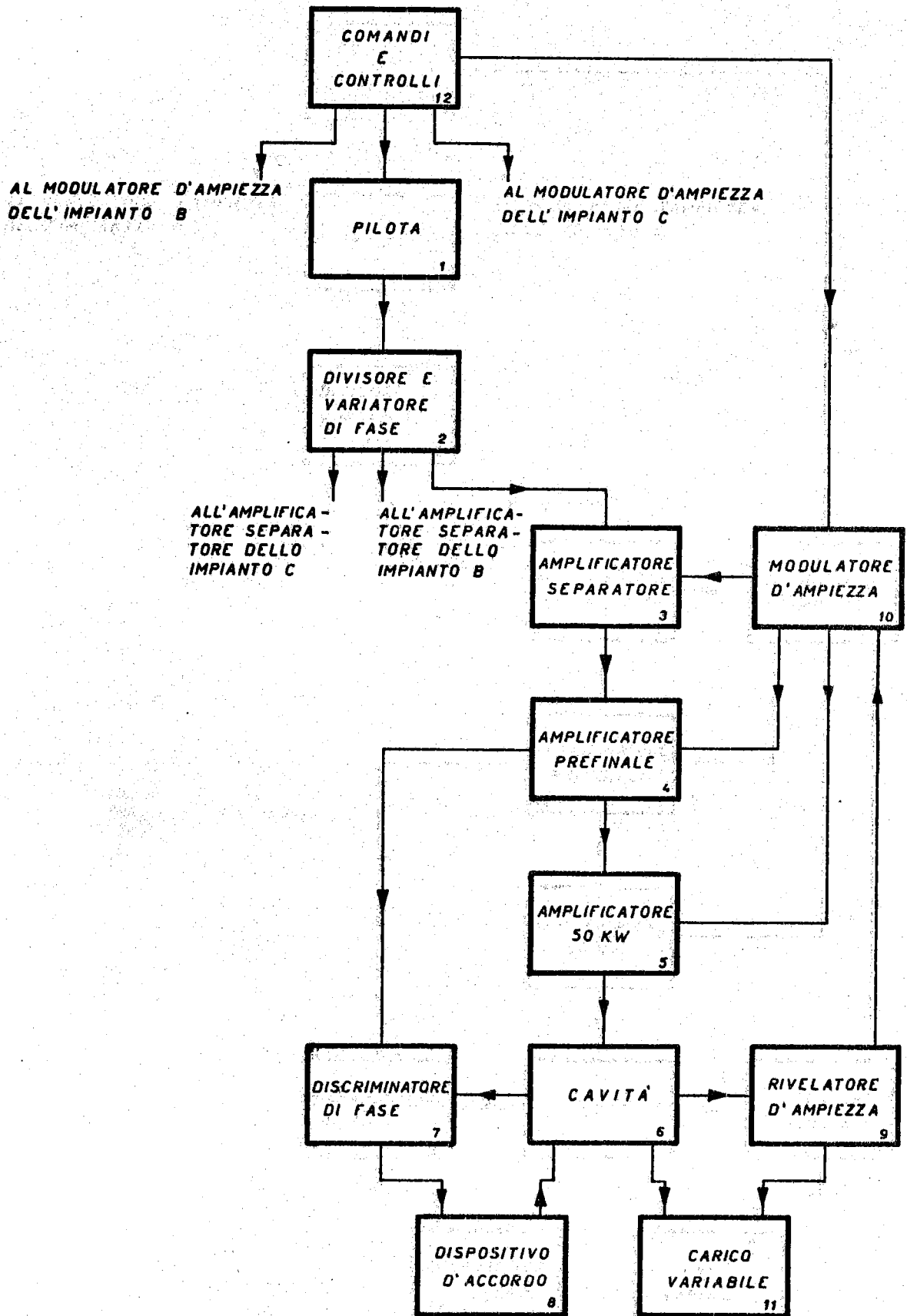


FIG. 1

pericolo di scariche occasionali in quanto comporta la presenza di vaste superfici conduttrici affacciate entro il risuonatore stesso.

In fig. 2 sono riportate la vista e la sezione assiale del risuonatore che realizza il migliore compromesso tra le varie esigenze.

Come è stato detto nel capitolo 1 la tensione totale minima che deve essere disponibile per il fascio è di 180.000 Volt.

Ne consegue che con due risuonatori eguali a quello proposto il problema può essere tranquillamente risolto in quanto su ciascuna gap acceleratrice si avrebbero 45 KV con un campo di $45.000/4,4 \approx 10.200$ V/cm che può essere considerato come un valore abbastanza cautelativo.

Volendo ottenere una tensione acceleratrice massima pari a 250-300 KV è necessario disporre lungo l'orbita tre di questi risuonatori.

In base all'esperienza fatta in questo campo ed al modello realizzato (che verrà descritto più avanti) un risuonatore del tipo di quello ora mostrato può avere un fattore di merito intorno a $8 \cdot 10.000$. Poichè la capacità equivalente è pari a circa 600 pF ci possiamo attendere una resistenza dinamica equivalente pari a circa 250.000 ohm.

Con questo la potenza spesa per eccitare ciascun risuonatore (non caricato) alla massima tensione di 90 KV risulta pari a circa 16 KW.

Vedremo successivamente quali potenze debbono essere disponibili per tener conto delle varie condizioni di funzionamento in presenza del fascio circolante.

Notiamo qui come la forma geometrica adottata per il risuonatore sia molto favorevole sotto due punti di vista e cioè:

- 1°) Il risuonatore è completamente simmetrico e quindi si presta bene per essere eccitato con amplificatori di potenza che funzionano in controfase senza impiegare necessariamente cavi coassiali di collegamento.
- 2°) La suddivisione delle gap acceleratrici riduce i valori massimi nel gradiente elettrico che si possono avere in prossimità dei bordi degli elementi capacitivi che caricano il risuonatore.
- 3°) L'elettrodo interno è completamente isolato dalla scatola del risuonatore e ciò permette di dare a questo elettrodo una opportuna tensione continua contro terra che serve ad eliminare gli eventuali fenomeni di scarica elettronica a risonanza che potrebbero insorgere entro le zone poste sotto vuoto delle gap acceleratrici.

Cenni sul calcolo dei parametri del risuonatore⁽²⁾.

L'induttanza equivalente, per i risuonatori di questo tipo, si valuta con la relazione:

$$(1) \quad L = \frac{\mu}{2\pi} \cdot l \cdot \lg_e \frac{R_2}{R_1}$$

dove con "l" si è indicata la lunghezza assiale (libera da ingombri) del risuonatore e con R_2/R_1 il rapporto tra i raggi massimi e minimi.

La capacità equivalente non è di semplice valutazione. Si può calcolare la capacità statica di tutto l'elettrodo contro la scatola che lo contiene e dividere per quattro questi valori. Si ottiene così il valore della capacità statica che carica il risuonatore. La capacità dinamica è leggermente inferiore a questa in quanto le superfici dei piatti affacciati non possono essere equipotenziali.

Comunque, nel nostro caso, l'errore tra la capacità totale reale e quella equivalente è di qualche per cento e quindi non ha riflessi sulle considerazioni di progetto.

Dalle dimensioni geometriche del risuonatore proposto si possono ricavare i valori della induttanza e della capacità che schematizzano il comportamento elettrico del risuonatore.

Questi sono:

$$L \approx 4,25 \cdot 10^{-7} \text{ H}$$

$$C \approx 596 \cdot 10^{-12} \text{ F}$$

che corrispondono ad una frequenza di risonanza pari a 10 MHz e ad una impedenza caratteristica di circa 27 ohm.

Possiamo ora valutare il massimo valore della resistenza dinamica equivalente che questo risuonatore può offrire.

Siccome il fattore di merito di questi risuonatori è sempre molto elevato possiamo ritenere che la forma dei campi che si sviluppano nel risuonatore sia quella corrispondente al caso di perdite nulle. E' quindi molto facile risalire al valore della potenza perduta una volta noto il valore dei campi che eccitano il risuonatore e si ha:

$$(2) \quad W = \frac{1}{2} R_s \int_s H^2 ds$$

SCALA 1:25

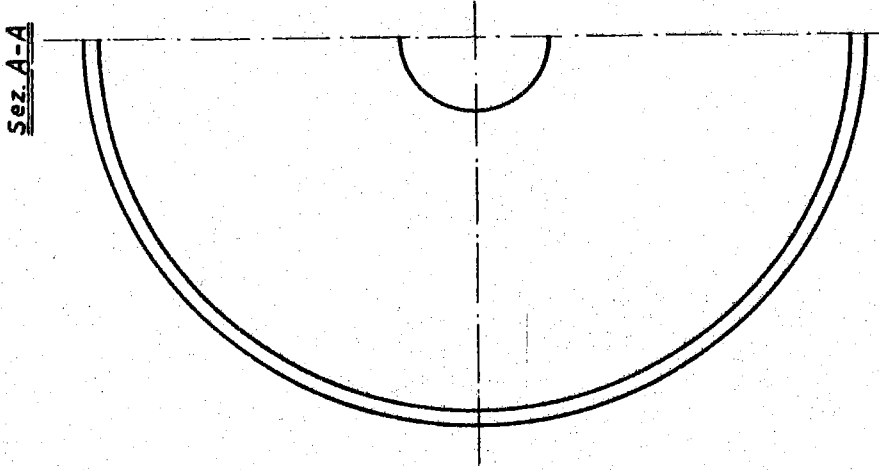
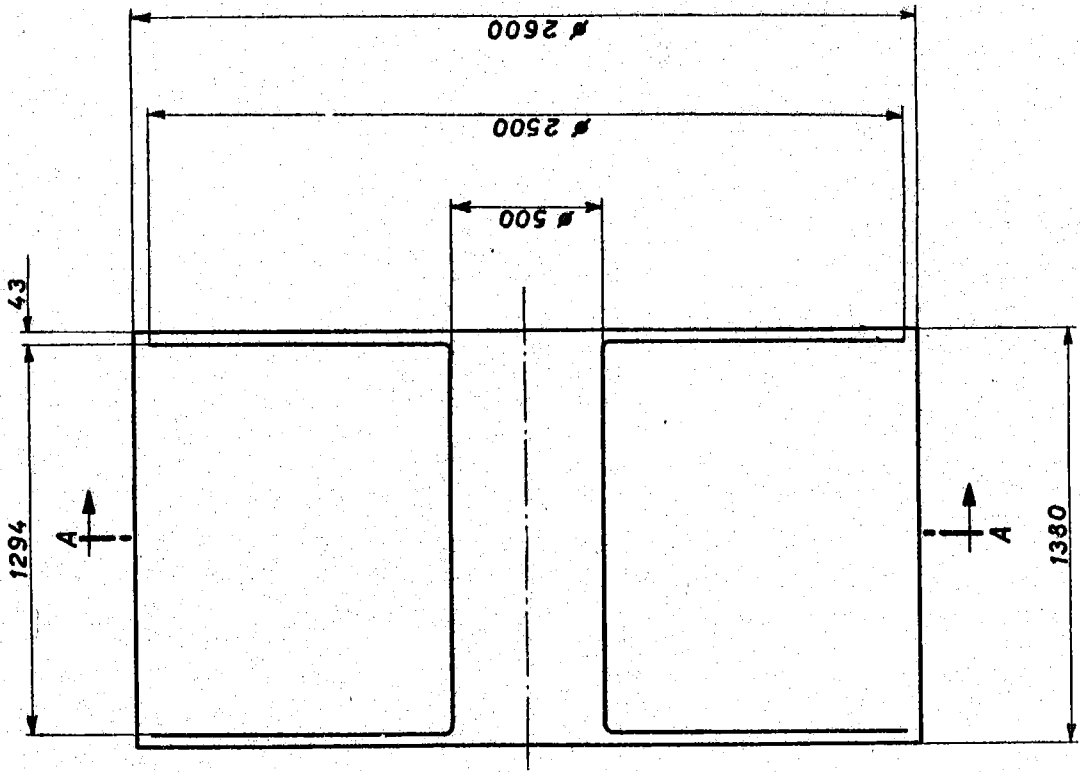


FIG. 2

dove con R_s si è indicata la resistenza superficiale del materiale che costituisce il risonatore ed S è la superficie interna del risonatore stesso.

$$R_s = 2,52 \cdot 10^{-7} \sqrt{\nu} \quad (\text{ohm})$$

e quindi, essendo $\nu = 10^7$ Hz risulta $R_s = 8,4 \cdot 10^{-4}$ ohm.

Per calcolare l'integrale (2) la superficie interna del risonatore viene divisa in 4 parti e si ha:

1) Perdita sulla faccia interna dell'involucro esterno

$$W_1 = R_s \frac{1}{2\pi R_2} \cdot \frac{I_0^2}{2} = 0,17 \frac{R_s I_0^2}{2}$$

2) Perdita sulla faccia esterna dell'involucro cilindrico interno

$$W_2 = R_s \frac{1}{2\pi R_1} \cdot \frac{I_0^2}{2} = 0,83 \frac{R_s I_0^2}{2}$$

3) Perdita sulle superfici inattive dei piatti capacitivi

$$dW = R_s \frac{dr}{2\pi R} \frac{I_0^2}{2}$$

quindi per i due piatti si ha:

$$W_s = 2 \cdot R_s \frac{\lg_e \frac{R_2}{R_1}}{2\pi} \cdot \frac{I_0^2}{2} = 0,513 \frac{R_s I_0^2}{2}$$

4) Perdita sulle quattro superfici affacciate che costituiscono il carico capacitivo.

Si ammette, come ipotesi semplificativa, che le correnti che percorrono i piatti abbiano una intensità proporzionale all'area percorsa su di ogni piatto e quindi

$$I(R) = \frac{I_0}{R_0^2} R^2$$

dove con R_0 ed I_0 si sono indicati rispettivamente il raggio massimo e la corrente massima che attraversa una sezione equatoriale del risonatore. La perdita (differenziale) su di una superficie è:

$$dW = \frac{R_s}{2} I^2(R) \frac{dr}{2\pi r} = \frac{R_s I_0^2 R^3}{4\pi R_0^4} dr$$

Integrando e moltiplicando per 4, quante sono le su perfici affacciate si trova:

$$W_4 = 0,159 \frac{R_S I_0^2}{2}$$

Con questo l'integrale (2) risulta noto; e si ha:

$$(3) \quad W = W_1 + W_2 + W_3 + W_4 = 1,672 \frac{R_S I_0^2}{2}$$

Con che si può calcolare la potenza spesa per far circolare una certa corrente I_0 nel risuonatore.

Per valutare la resistenza dinamica equivalente si può tener conto del fatto che la massima tensione e la massima corrente sono, entro i limiti delle ipotesi fatte, correlati dalla impedenza caratteristica e quindi la (3) può essere riscritta come segue:

$$W = \frac{R_S V^2 \times 1,672}{2 \times (27)^2} = 0,962 \cdot 10^{-2} V^2$$

e quindi la resistenza equivalente risulta

$$R_{eq} = 520.000 \text{ ohm}$$

Il fattore di merito risulta quindi

$$Q = \frac{520.000}{27} = 19.300$$

In pratica non è possibile ottenere un fattore eguale al teorico. Valori del fattore di merito intorno ad $\frac{1}{2}$ del calcolato sono però del tutto cautelativi e si può quindi ammettere che il risuonatore definitivo abbia un fattore di merito tra 9.000 e 12.000.

Possiamo pertanto assumere come schema equivalente del risuonatore il circuito dato in figura 3 dove L; r; C hanno approssimativamente i seguenti valori:

$$(4) \quad \left\{ \begin{array}{l} L = 4,25 \cdot 10^{-7} \text{ H} \\ C = 596 \cdot 10^{-10} \text{ F} \\ r = 3 \cdot 10^{-3} \Omega \end{array} \right.$$

Assumendo questi valori ne risulta: $Q = 8,89 \cdot 10^3$;
 $Z_0 = 26,7 \Omega$.

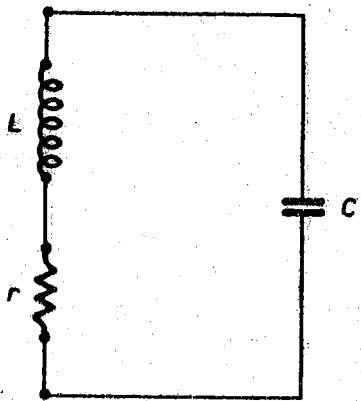


FIG. 3

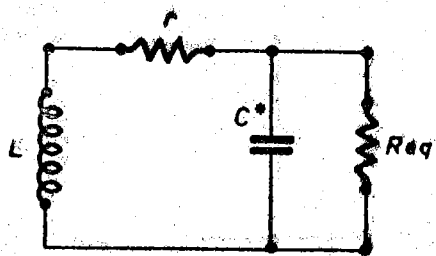


FIG. 4

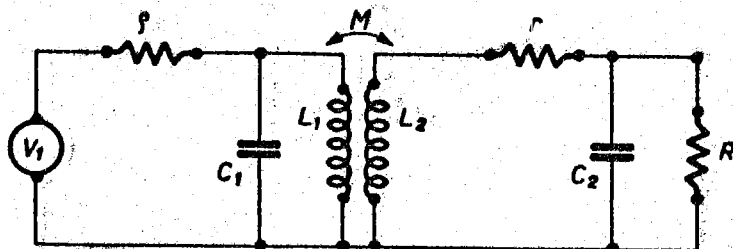


FIG. 5

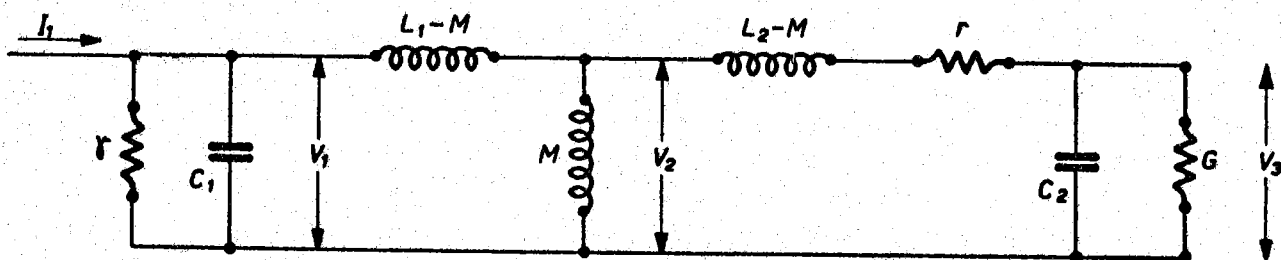


FIG. 6

Conseguentemente la resistenza parallela equivalente è: $Req = QZ_0 = 237 \text{ K}\Omega$.

Vogliamo notare che le cifre ora date sono cifre coerenti con il sistema (4) dove, imponendo il valore di $r=3 \cdot 10^{-3}$ si è volutamente imposto un fattore di merito pari a quasi esattamente la metà di quello teorico sperabile.

Sulla base dei valori numerici ora dati vogliamo calcolare alcune grandezze di particolare interesse, in funzione della tensione max $V = 90 \text{ KV}$.

- 1°) Potenza di eccitazione $W = (V^2/2Req) = 16 \text{ KW}$
- 2°) Potenza reattiva $W_R = V^2/2Z_0 = 150 \text{ MW}$
- 3°) Corrente massima $I_H = (V/Z_0) = 3,4 \cdot 10^3 \text{ A}$
- 4°) Campo magnetico max $H = (V/2\pi R_{\text{min}} Z) = 2,2 \cdot 10^3 \text{ As/m}$
- 5°) Induzione max $B = \mu H = 2,8 \cdot 10^{-4} \text{ Weber/m}^2$.

Con questo riteniamo illustrato sufficientemente il risuonatore come elemento preso a se stante; nel paragrafo successivo verrà analizzato il complesso costituito dall'amplificatore terminale, dal risuonatore e dal fascio accelerato.

Il circuito di accoppiamento.

Durante il loro funzionamento le cavità acceleratrici cedono energia ai fasci di particelle accumulate e gli effetti dei fasci circolanti sui risuonatori sono riconducibili a quelli prodotti da opportune resistenze e capacità poste in parallelo al gap dei risuonatori stessi (3). (x)

Indicando con ψ_s la fase della particella sincrona, con I_0 e V_0 le ampiezze della prima armonica della cor

-
- (x) - Nel rapporto RT/EL/62/15 è stato esaminato con un certo dettaglio il caso più generale. Preso come riferimento quello definito dalla corrente circolante si è indicato con \emptyset il valore della fase della tensione acceleratrice ottenendo:

$$Req = \frac{V_0}{I_0 \cos \emptyset}; \quad Ceq = \frac{I_0 \sin \emptyset}{\omega V_0}$$

Nella trattazione delle macchine acceleratrici la fase sincrona ψ_s è definita con riferimento al picco della tensione acceleratrice. Ne consegue che le fasi \emptyset e ψ_s sono legate dalla relazione:

$$\emptyset = -(90^\circ - \psi_s) = \psi_s - 90$$

rente del fascio e della tensione acceleratrice, i valori della resistenza e della capacità che schematizzano il comportamento del fascio circolante sono definiti dalle relazioni:

$$(5) \quad \text{Req} = \frac{V_0}{I_0 \sin \psi_s} ; \text{Ceq} = - \frac{I_0 \cos \psi_s}{\omega V_0}$$

Conseguentemente il comportamento elettrico del risuonatore, caricato dal fascio, può essere schematizzato con il circuito dato in fig. 4.

Il valore di C^* è dato dalla somma algebrica dei valori delle capacità proprie del risuonatore e di quelle dovute al fascio circolante.

In generale, quasi tutti i risuonatori che funzionano sulle grandi macchine acceleratrici vengono eccitati tramite un accoppiamento magnetico con il generatore (x).

Quindi, assumendo che l'amplificatore terminale sia schematizzabile con un generatore ideale di tensione in serie ad una resistenza di uscita, lo schema elettrico da prendere in esame è quello dato in fig. 5.

In questo schema si è indicato con L , il valore della induttanza primaria mentre C , schematizza il valore della capacità che carica il circuito primario.

Il valore di C , non può essere trascurato quando la spira di accoppiamento è connessa direttamente alle valvole che eccitano il risuonatore.

Qualora il collegamento tra generatore e spira di accoppiamento sia realizzato mediante un cavo coassiale adattato allora è lecito trascurare il valore di C , (che si riduce alla capacità dispersa della spira di accoppiamento) che dà luogo a reattanze che sono generalmente molto più alte della impedenza caratteristica del cavo (60- Ω).

L'analisi di una rete così complessa può essere fatta con il metodo dei nodi ma allora lo schema dato in fig. 5 deve essere trasformato come in fig. 6, dove i simboli sono definiti come segue:

(x) - Fino a che le frequenze di funzionamento consentono di usare le tecniche proprie dei circuiti a costanti concentrate, allora conviene realizzare gli accoppiamenti stessi con mutue induzioni, in quanto, così facendo, gli accoppiamenti risultano tecnologicamente semplici e facilmente aggiustabili anche sotto carico.

$\gamma = 1/\rho =$ conduttanza interna del generatore

$G = 1/R =$ conduttanza dovuta al fascio

$V_3 =$ tensione al gap del risuonatore (sotto carico)

$V_1 = \int I_1 =$ forza elettromotrice del generatore di tensione equivalente.

Tutto ciò premesso le equazioni di equilibrio per la rete in esame sono

$$(6) \quad \begin{cases} [\gamma + pC_1 + \frac{1}{p(L_1 - M)}] V_1 - \frac{V_2}{p(L_1 - M)} + 0 = I_1 \\ -\frac{V_1}{p(L_1 - M)} + V_2 \left[\frac{1}{pM} + \frac{1}{r + p(L_2 - M)} + \frac{1}{p(L_1 - M)} \right] - \frac{V_3}{r + p(L_2 - M)} = 0 \\ 0 - \frac{V_2}{r + p(L_2 - M)} + V_3 \left[\gamma + pC_2 + \frac{1}{r + p(L_2 - M)} \right] = 0 \end{cases}$$

dove con p si è indicato l'operatore simbolico.

Indichiamo nel seguito con Δ il determinante del sistema. Risolvendo rispetto alla tensione primaria V_1 , risulta:

$$(7) \quad V_1 = I_1 Z_1$$

dove

$$(8) \quad Z_1 = \frac{p^2 L_1 \left[L_2 \frac{(1-K^2)}{R} + C_2 r \right] + p L_1 \left[p^2 L_2 C_2 (1-K^2) + \frac{r}{R} + 1 \right]}{\Delta p^2 M (L_1 - M) [r + p(L_2 - M)]}$$

Affinchè il generatore possa lavorare in condizioni di adattamento si deve imporre la condizione:

$$Z_1 = \frac{1}{2\gamma} = \frac{S}{2}$$

Questa una volta esplicitata conduce sempre a due condizioni che nel nostro caso possono essere poste nella forma seguente:

$$(9) \quad L_1 = \frac{AB + CD}{CE - AF} \quad K = \sqrt{\frac{FD + BE}{AB + CD}}$$

Poichè ci interessa solo la risposta a regime le quantità che compaiono nelle equazioni (9) risultano così definite:

$$A = \omega^2 L_2 \left(\frac{C_1}{R} - \frac{C_2}{S} \right)$$

$$B = 1 + \frac{r}{R} - \omega^2 L_2 C_2$$

$$C = \omega^4 C_1 C_2 L_2 + \frac{\omega^2 L_2}{S R}$$

$$D = \frac{L_2}{R} + r C_2$$

$$E = \frac{\omega^2 C_1 L_2}{R} + \omega^2 C_1 C_2 r - \frac{\omega^2 L_2 C_2}{S} + \frac{r}{S R} + \frac{1}{S}$$

$$F = \omega^2 \left(\omega^2 C_1 C_2 L_2 + \frac{L_2}{R S} + \frac{r C_2}{S} - \frac{C_1 r}{R} - C_1 \right)$$

ed ω è la pulsazione di alimentazione imposta.

Nelle equazioni (9) compaiono tutti i parametri del circuito; di questi solo il valore di C_1 è fissabile arbitrariamente. Ne risulta che i valori di L_1 e K potranno assumere i valori desiderati o ritenuti tecnicamente più facili da realizzare solo per dei ben precisi valori di C_1 .

Si dimostra, abbastanza facilmente, che nel caso dei circuiti oscillanti accoppiati la massima banda passante, a parità di altre condizioni, si ottiene quando il rapporto C_2/C_1 è uguale al rapporto delle impedenze tra primario e secondario.

Nel nostro caso il grande valore del rapporto di trasformazione e della capacità C_2 al secondario condurrebbe, per avere la massima banda passante, a valori di C_1 non tecnicamente realizzabili. Quindi i valori di L_1 e K finiscono per dipendere poco da C_1 e l'accoppiamento ha una banda passante inferiore a quella che si potrebbe avere se si potessero fissare con maggiore arbitrarietà L_2 e C_2 .

Comunque, una volta stabilito il valore di C_1 , si possono calcolare i valori di L_1 e K che operano l'adattamento voluto ma occorre esprimere analiticamente il valore della impedenza al primario Z_1 , del suo argomento $\text{tg } \varphi_1$ e della tensione di uscita V_3 per controllare di che tipo è l'accoppiamento realizzato.

Ciò si ottiene risolvendo completamente il sistema delle relazioni (6). Le complicate espressioni che si ottengono sono riportate qui di seguito.

$$(10) \left\{ \begin{array}{l} Z_1 = \frac{\omega L_1}{H} \sqrt{\left[\frac{L_2}{R} (1-K^2) + C_2 r \right]^2 \omega^2 + \left[1 + \frac{r}{R} - \omega^2 L_2 C_2 (1-K^2) \right]^2} \\ \text{tg } \varphi_1 = \frac{\eta - \theta}{1 + \eta \theta} \quad V_3 = \frac{\omega K \sqrt{L_1 L_2}}{H} \end{array} \right.$$

Nelle equazioni (10) si è posto:

$$H^2 = \left\{ \omega^4 C_1 C_2 L_1 L_2 (1-K^2) - \omega^2 \left[\frac{L_1 L_2}{SR} (1-K^2) + L_1 r \left(\frac{C_1}{R} + \frac{C_2}{S} \right) + C_2 L_2 + C_1 L_1 \right] + \frac{r}{R} + 1 \right\}^2 + \omega^2 \left\{ \frac{L_2}{R} + \frac{L_1}{S} + r \left(C_2 + \frac{L_1}{RS} \right) - \omega^2 L_1 \left[L_2 (1-K^2) \left(\frac{C_1}{R} + \frac{C_2}{S} \right) + C_1 C_2 r \right] \right\}^2$$

$$\eta = \frac{\omega^2 L_2 C_2 (1-K^2) - \frac{r}{R} - 1}{\omega \left[C_2 r + \frac{L_2 (1-K^2)}{R} \right]}$$

$$\theta = \frac{\omega \left\{ \frac{L_2}{R} + \frac{L_1}{S} + r \left(C_2 + \frac{L_1}{RS} \right) - \omega^2 L_1 \left[L_2 (1-K^2) \left(\frac{C_1}{R} + \frac{C_2}{S} \right) + C_1 C_2 r \right] \right\}}{\omega^4 C_1 C_2 L_1 L_2 (1-K^2) - \omega^2 \left[\frac{L_1 L_2}{SR} (1-K^2) + L_1 r \left(\frac{C_1}{R} + \frac{C_2}{S} \right) + C_2 L_2 + C_1 L_1 \right] + \frac{r}{R} + 1}$$

Con queste formule può considerarsi concluso il problema del calcolo dei parametri di adattamento e del comportamento di tutto il circuito equivalente al sistema "generatore-cavità-fascio".

Data la notevole complicazione analitica delle espressioni trovate non è possibile dare una semplice interpretazione dei risultati e si è ricorso quindi alla via numerica con numerose tabulazioni fatte per mezzo della macchina calcolatrice IBM 1620.

Nel paragrafo successivo sono riportati alcuni degli esempi numerici più salienti.

VALUTAZIONI NUMERICHE.

a) Condizioni di funzionamento normali; (due risuonatori eccitati lungo l'orbita).

Il valore della fase sincrona γ_s dipende come è noto dalla tensione totale e non dal numero di risuonatori. Con una tensione totale di 180 KV, si è visto che la fase sincrona γ_s è pari a 30° .

Nel caso di due risuonatori funzionanti contemporaneamente $V_1 = V_2 = V/2 = 90$ KV è la tensione di cresta di ciascun risuonatore.

Le componenti del carico elettronico sono (5)

$$R = \frac{90 \cdot 10^3}{0,427 \times 0,5} = 420 \text{ K}\Omega; C = \frac{0,427 \times 0,865}{6,28 \cdot 10^7 \times 90 \cdot 10^3} = 0,65 \text{ pF}$$

e risulta subito che la potenza che ciascun risuonatore cede al fascio vale:

$$W = \frac{V^2}{2R} = \frac{81 \times 10^8}{8,4 \cdot 10^5} = 9,5 \text{ KW}$$

che è appunto pari a metà della potenza irradiata dal fascio.

b) Condizioni di sovraccarico (un solo risuonatore rimane eccitato).

Se per ragioni occasionali un risuonatore va temporaneamente fuori servizio tutto il carico si sposta sull'altro e poiché la tensione totale è ora $\sim 90 \text{ KV}$ la fase sincrona risulta praticamente $\sim 90^\circ$.

In questo caso la resistenza equivalente scende a circa $210 \text{ K}\Omega$ e la capacità equivalente si annulla.

Dall'esame delle condizioni A e B consegue che il carico totale (reale) su ciascun risuonatore dovrà poter essere sempre uguale a $\sim 200.000 \Omega$ e che quindi il carico variabile (stabilizzatore) deve poter assumere valori compresi tra ∞ e 400.000Ω .

In queste condizioni il circuito equivalente si presenta come in fig. 5, dove:

$$C_1 = 2 \cdot 10^{-10} \text{ F.}$$

$$L_1 = 6,8031 \cdot 10^{-7} \text{ H}$$

$$K = 3,5316 \cdot 10^{-2}$$

$$C_2 = 6 \cdot 10^{-10} \text{ F}$$

$$L_2 = 4,2200 \cdot 10^{-7} \text{ H.}$$

$$r = 3 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$R = 2 \cdot 10^5 \Omega$$

$$S = 10^3 \Omega$$

I valori di L_1 e K , sono stati individuati con il diagramma dato in fig. 7 e quindi calcolati esattamente con le relazioni (9).

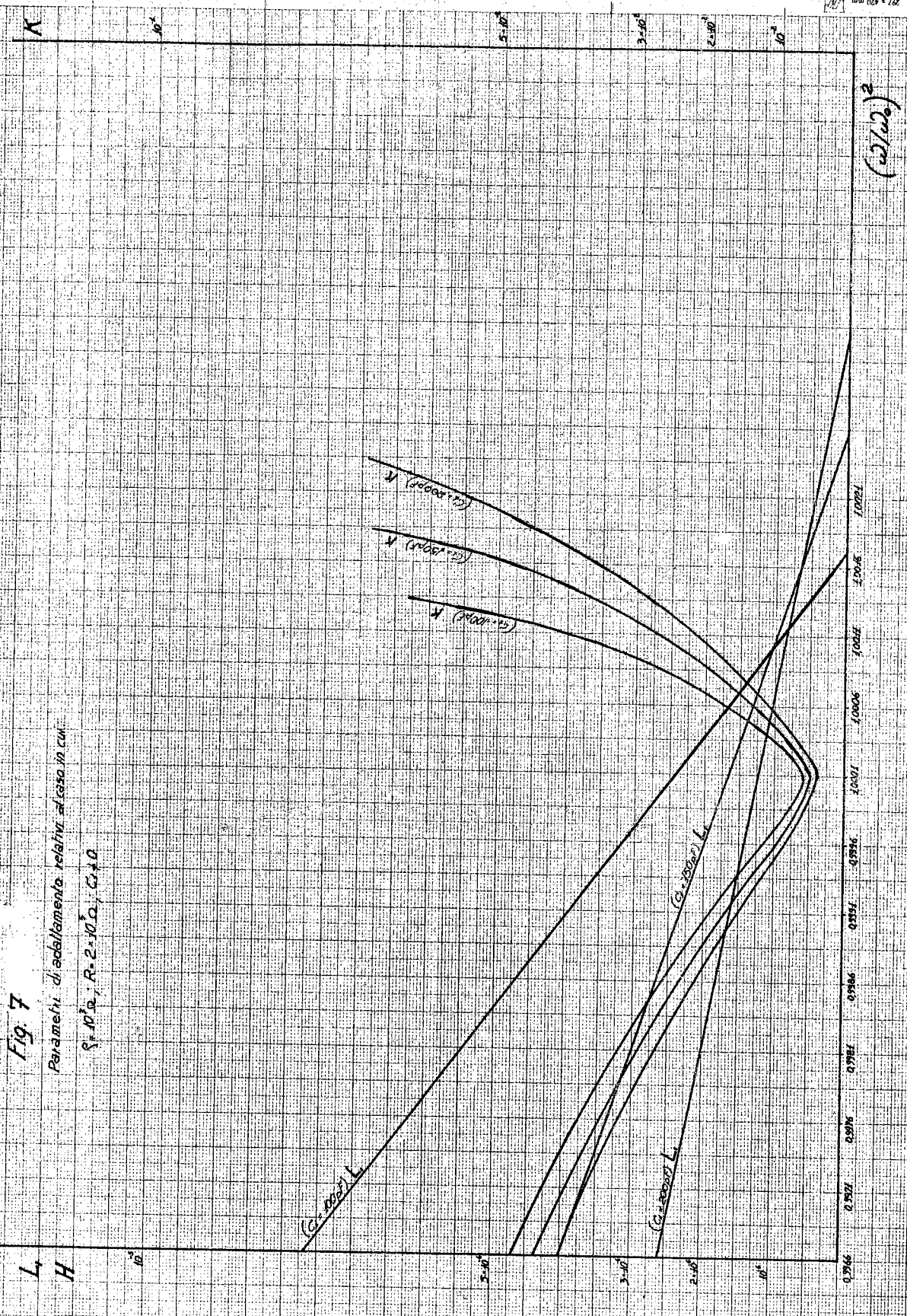


Fig. 7
 Parametri di adattamento relativi al caso in cui
 $S=10^3$, $R=2 \cdot 10^2$, $C=10$

FIG. 7

In fig. 8 sono riportati l'andamento della tensione al gap il modulo e l'argomento della impedenza d'ingresso.

Si può osservare che il rapporto di trasformazione della tensione è pari a $\sim 5,25$ tra la f.e.m. del generatore e la tensione in uscita; ne consegue che sulla spira di eccitazione si devono localizzare circa 8.400 Volt. La banda passante è piuttosto stretta. ($BW = \sim 1\%$).

Osserviamo come una variazione del componente capacitivo del carico elettronico pari a 0,6 pF. equivale ad una variazione di uno per mille della capacità totale. Ciò si riflette come una variazione del 50% sulla tensione al gap a causa del disaccordo introdotto.

Ne consegue che il carico variabile dimensionato come anzidetto dà una banda passante troppo stretta e pertanto si ha una chiara indicazione a caricare ulteriormente i risuonatori.

Dato il largo sovradimensionamento degli impianti è possibile (come proposto nel paragrafo 4) far erogare a ciascun amplificatore circa 70 KW il che consente di caricare con 70.000 ohm ciascun risuonatore.

In fig. 9 sono riportati i diagrammi relativi a questo caso e si può osservare come uno spostamento di 0,6 pF sia completamente compreso entro la banda passante.

In fig. 10 sono date le curve che permettono di calcolare il valore dei parametri che realizzano l'adattamento in queste condizioni.

In fig. 11 sono riportati i diagrammi di calcolo dell'adattamento quando la spira di eccitazione sia alimentata con un cavo coassiale ($\beta = 60$; $C_1 = 0$).

L'impianto a Radiofrequenza.

Dalle considerazioni precedenti si possono ricavare tutti gli elementi necessari al progetto dell'impianto. Il modo di valutare quanto i vari requisiti siano più o meno stringenti dipende dalla personale esperienza del progettista.

L'impianto fatto per l'anello di accumulazione A.d.A., che soddisfa pienamente anche ad uno dei requisiti imposti all'impianto di A.D.O.N.E., (assoluta costanza della ampiezza della tensione fornita per lunghi periodi di tempo) ha confermato la nostra opinione base secondo la quale il numero dei componenti impiegati ed il loro sovradimensionamento sono gli elementi da tenere nella maggior considerazione per gli impianti di questo tipo.

Tutto ciò premesso riportiamo in fig. 1 lo schema dell'impianto che, a nostro avviso, realizza il miglior compromesso tra le varie esigenze.

Senza entrare in ovvi dettagli osserviamo quanto segue:

- La modulazione di frequenza è prevista sul pilota e tutta la catena è a larga banda (10%).
- La modulazione di ampiezza può essere effettuata in tutti gli stadi di amplificazione.
- Lo stadio finale è equipaggiato con due tetrodi che erogano la potenza voluta senza assorbire correnti di griglia.
- Lo stadio prefinale è largamente sovradimensionato. Osserviamo infatti che la potenza di un KW che serve a pilotare lo stadio finale è tutta dissipata sulle resistenze che caricano il circuito di griglia allo scopo di consentire una notevole banda passante. Ciononostante lo stadio prefinale può erogare fino a 3.5 KW di picco. Ciò è molto utile perchè da un lato consente una estrema sicurezza di funzionamento e dall'altro permette di elevare a 150 KW la potenza di picco dello stadio finale. (Con lo schema dato la potenza dello stadio finale è limitata solo dall'alimentatore; ma, per periodi di tempo molto brevi $\approx 10^{-3}$ sec a causa della grande capacità dei condensatori di uscita è possibile avere la potenza di picco ora detta).
- Il numero di valvole è ridotto al minimo compatibile con il miglior funzionamento. Difatti tutte le valvole impiegate nella catena sono pentodi o tetrodi, che consentono grandi guadagni di potenza per ciascuno stadio.

Il sistema dei controlli.

Come è stato detto nella filosofia dell'impianto due sono i tipi di controlli previsti e cioè:

- Controllo di ampiezza
- Controllo di accordo

I metodi e gli schemi dei circuiti adottati per ottenere questi controlli sono descritti nei rapporti tecnici RT/EL/61/14 ed RT/EL/61/15 e pertanto non vengono qui riportati.

Vogliamo solo precisare che il progetto del sistema di controllo in forma definitiva potrà essere fatto solo dopo le prime esperienze con il fascio circolante nella macchina.

Attualmente il sistema di controllo di accordo è stato studiato, con buoni risultati, sugli impianti del sincrotrone mentre il sistema di controllo in ampiezza è stato studiato su modello simulando artificialmente i sovraccarichi.

La conclusione di quanto detto è la seguente:

Fig. 8

$V = 1; C_{m0} = 6 \times 10^{-7} F; \omega = 628 \times 10^3; L = 68031 \times 10^{-3} H; R = 2 \times 10^{-2} \Omega; X = 3 \times 10^{-2} \Omega;$
 $I_{01} = 42200 \times 10^{-3} A; I_1 = 7.5316 \times 10^{-2}; q = 10^2 \Omega; C_m = 2 \times 10^{-10} F;$

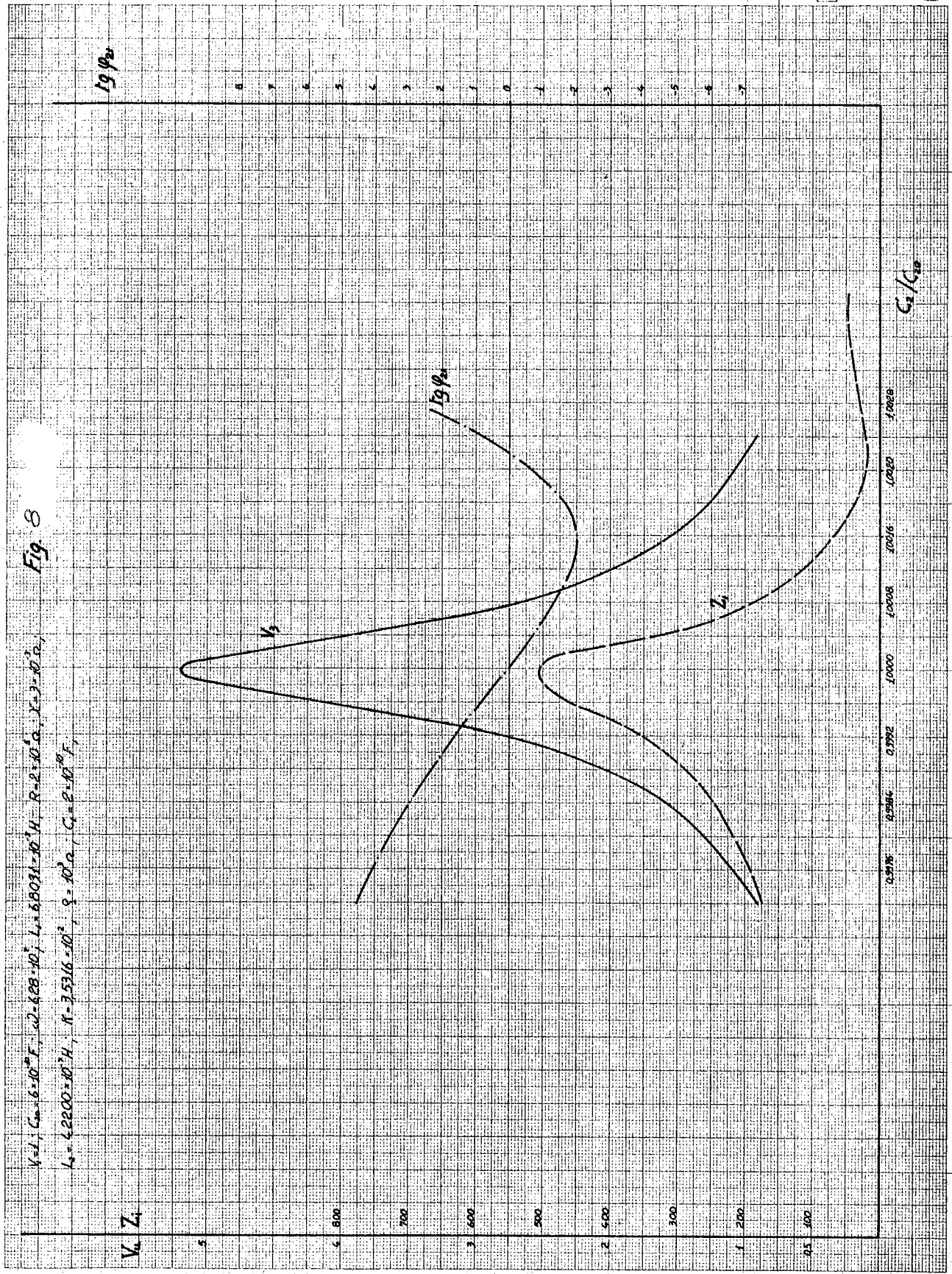


FIG. 8

$V_1 = 1,6 \cdot 10^9$ $C_1 = 6,28 \cdot 10^7$ $L_1 = 2,5888 \cdot 10^4$ H
 $L_2 = 4,2266 \cdot 10^7$ H $R = 0,9005 \cdot 10^7$ $F = 10^5$ $C_2 = 10^6$ F $X = 3 \cdot 10^3$

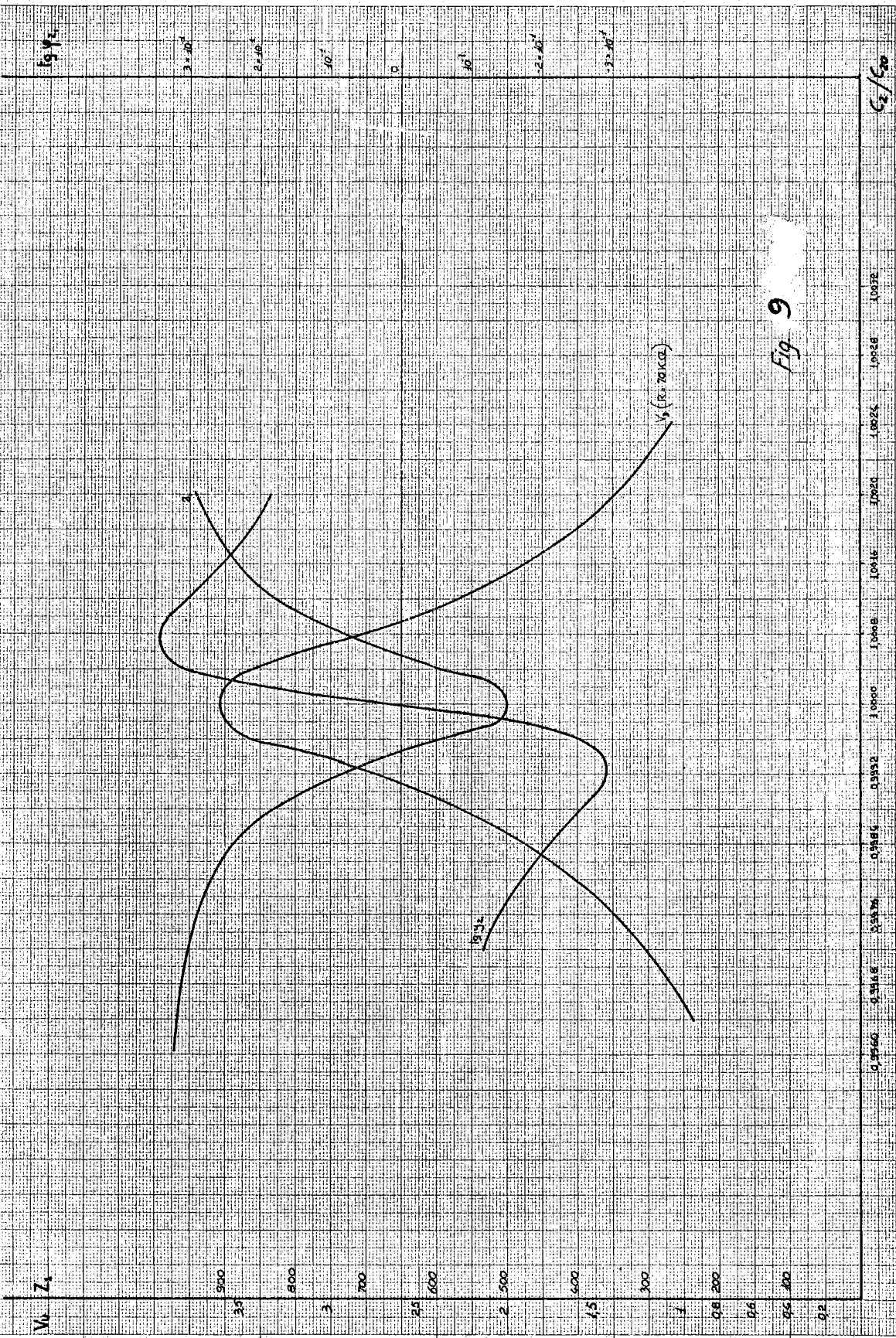
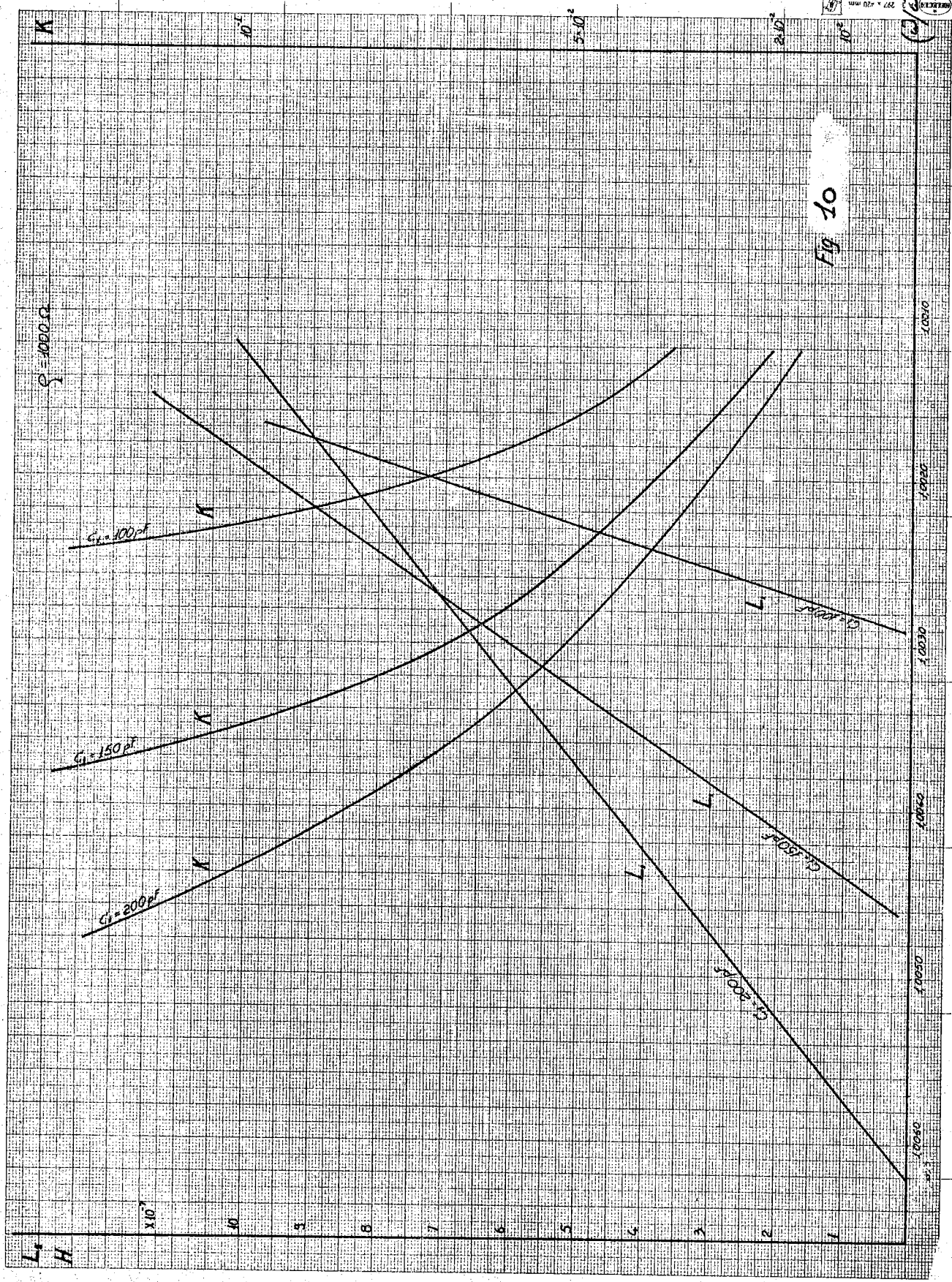
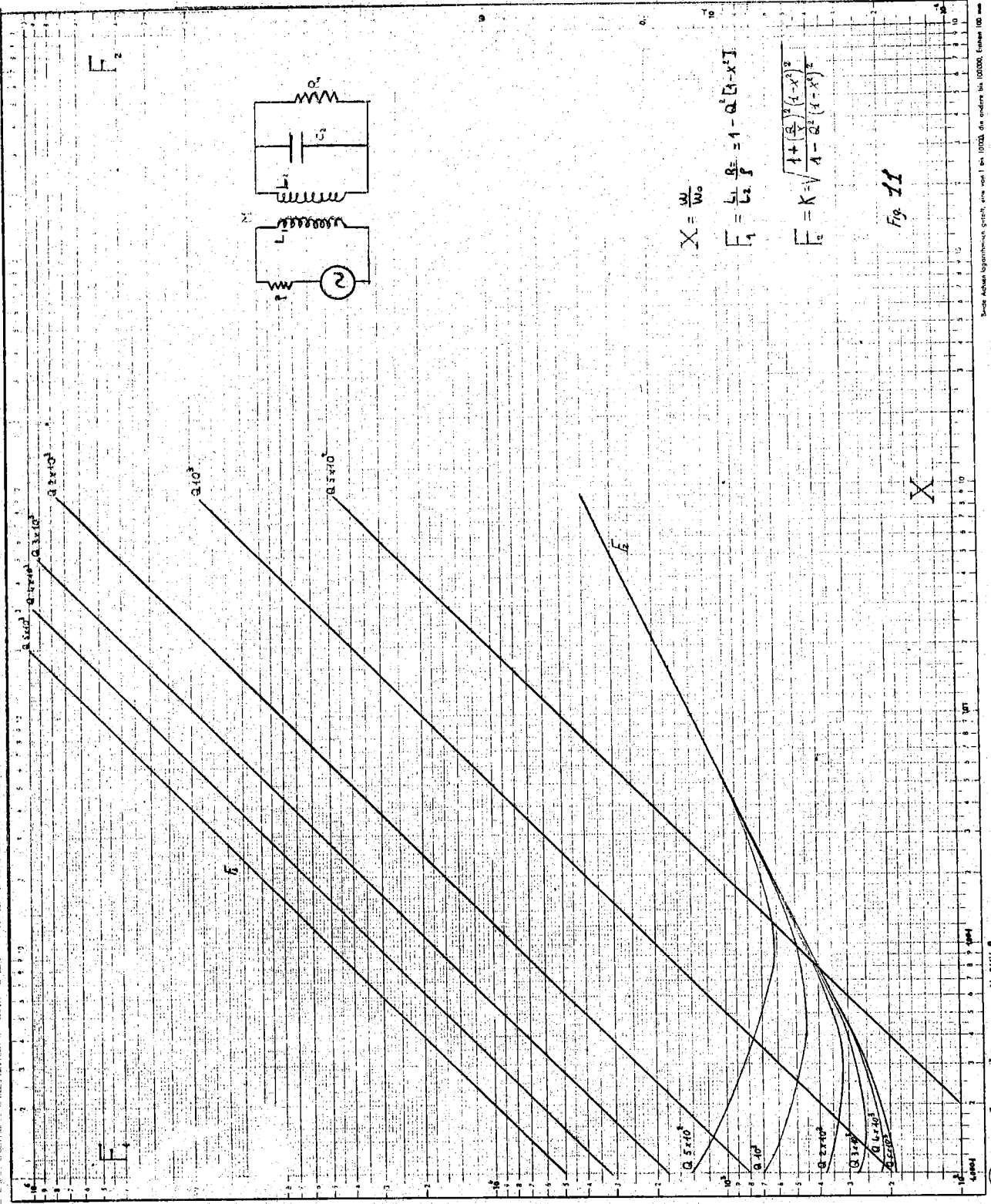


Fig 9

C_2 / C_1





$$X = \frac{W}{W_0}$$

$$F_1 = \frac{L}{C} \cdot \frac{R}{f} = 1 - Q^2 [1 - x^2]$$

$$F_2 = K \cdot \sqrt{\frac{1 + (\frac{Q}{x})^2}{1 - Q^2 + (1 - x^2)^2}}$$

Fig. 11

L'impianto radio di ADONE viene costruito come impianto definitivo con ampia possibilità di controllo e comando.

L'impianto dei controlli viene costruito come impianto sperimentale con carattere di provvisorietà per essere realizzato in veste definitiva quando saranno noti sperimentalmente i limiti delle prestazioni ad esso richieste.

La cavità risonante.

La fotografia riportata nella fig. 12 mostra il risuonatore che è stato costruito come modello. Nella sezione riportata in fig. 2 sono riportate quelle dimensioni geometriche che individuano il comportamento elettrico del risuonatore stesso. Tutta la struttura elettrica è in alluminio.

Le caratteristiche elettriche del modello, come risultano dalle misure sono:

Frequenza di risonanza $\nu = 9.8 \text{ MHz}$
Fattore di merito $Q = 5.430 \pm 250$
Capacità statica totale $C_s = 2.550 \text{ pF}$

La capacità statica totale è quella che si misura tra l'elettrodo centrale e la scatola del risuonatore: si può quindi assumere che la capacità equivalente del risuonatore sia:

$$C_{eq} = \frac{2550}{4} = 637,5 \text{ pF}$$

Da questo valore e dal valore della frequenza di risonanza si può dedurre il valore della induttanza equivalente del risuonatore che risulta:

$$L_{eq} = \frac{1}{4 \pi^2 \nu^2 C} = 4,15 \cdot 10^{-7} \text{ H}$$

Calcolando direttamente l'induttanza del risuonatore con la relazione

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \cdot l \cdot \lg_e \frac{R_2}{R_1}$$

Si trova: $L = 4,25 \cdot 10^{-7}$

Dato il piccolissimo scarto tra i valori di "L" ed "Leq" possiamo ritenere corretto il valore calcolato della induttanza L e quindi un valore attendibile per l'impedenza

caratteristica è:

$$Z_0 = 2\pi \nu L = 26 \Omega$$

Tutto ciò premesso possiamo concludere che il circuito risonante parallelo che meglio interpreta il funzionamento del risuonatore nell'intorno del modo fondamentale è definito dai seguenti parametri:

$$\begin{aligned} L &= 4,25 \cdot 10^{-7} \text{ H} & \omega_0 &= 6,154 \cdot 10^7 \text{ rad/sec} \\ C &= 621,34 \cdot 10^{-12} \text{ F} & Q_0 &= 5,430 \cdot 10^3 \\ R_{eq} &= 141,180 \cdot 10^3 \Omega & Z_0 &= 26 \Omega \end{aligned}$$

Il risuonatore in questione deve essere eccitato con una tensione di picco pari a 90 KV e ciò corrisponde a sviluppare 45 KV su ciascuna delle armature del risuonatore stesso.

Ci interessano le seguenti grandezze in funzione della tensione di eccitazione.

- a) Potenza di eccitazione: $W = (V^2/2R_{eq})$ (Watt)
- b) Potenza reattiva: $W_R = (V^2/2Z_0)$ (VAR)
- c) Corrente massima $I_m = (V/Z_0)$ (Amp)
- d) Campo magnetico sul piano medio $H = (V/2\pi R Z_0)$ (As/m)
- e) Induzione magnetica sul piano mediano $B = \frac{\mu}{2\pi} \frac{V}{R Z_0}$ (Gauss)

Nella tabella seguente sono riportati i valori assunti dalle grandezze ora definite al variare della tensione di eccitazione espressa in KV.

V	W	W_R	I_m	H	B
10	354	$1,92 \cdot 10^6$	384	(61,14/R)	(0,122/R)
50	8.853	$48,07 \cdot 10^6$	1.983	(306/R)	(0.612/R)
90	28.680	$155,76 \cdot 10^6$	3.462	(551/R)	(1,102/R)

La massima energia accumulata nella cavità vale:

$$E_{max} = \frac{1}{2} CV^2 = 2.516 \text{ Joule}$$

La massima forza con la quale un piatto è attirato dalla scatola esterna vale:

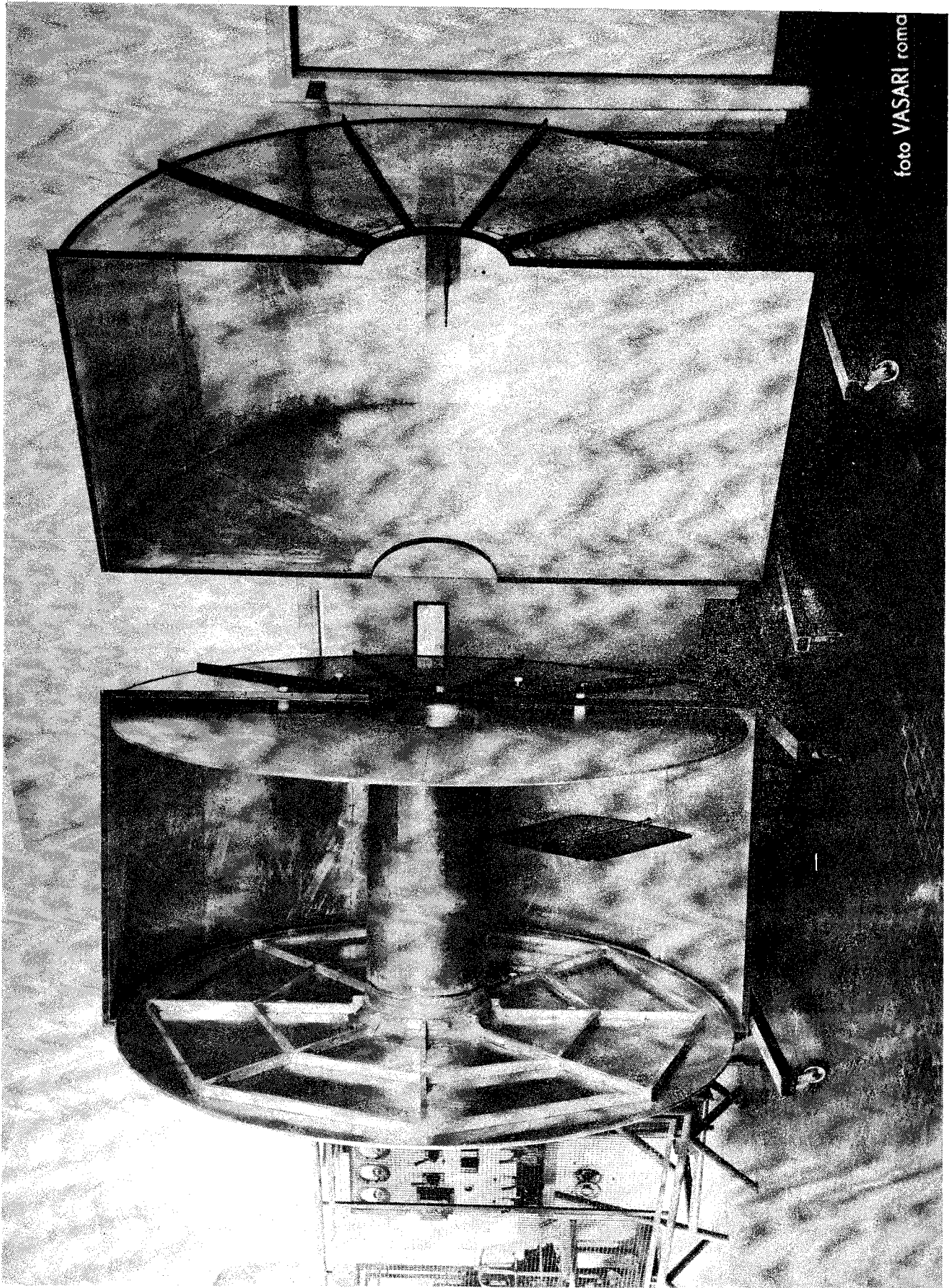


foto VASARI roma

$$F = E_q = \frac{V}{2d} \times \frac{CV}{2} = \frac{CV^2}{4d} = 29,26 \text{ Newton}$$

Mentre la forza media vale ~ 15 Newton.

Il tubo centrale risulta quindi assoggettato ad una trazione media che al massimo può raggiungere i 3 Kg.

Vogliamo notare come il basso fattore di merito misurato dipenda dal tipo di costruzione meccanica (i vari contatti non sono saldati). Poichè trattasi di un modello, questo particolare, e cioè il fattore di merito non ha grande interesse. La struttura meccanica del risuonatore definitivo dovrà invece essere particolarmente curata.

L'impianto costruito⁽⁵⁾.

E' stato progettato e realizzato un modello di impianto per effettuare le prove sulla cavità e sperimentare le varie apparecchiature di controllo del risuonatore (fig. 13). Pur essendo i componenti quelli disponibili in laboratorio (in particolare le valvole finali sono triodi RS. 1031 W) questo impianto soddisfa alle caratteristiche generali precedentemente esposte; necessariamente i diversi stadi di amplificazione sono stati dimensionati per fornire la potenza di pilotaggio richiesta dai triodi anzidetti e quindi questo impianto è alquanto sovradimensionato rispetto a quello che dovrà essere costruito secondo quanto proposto.

Le caratteristiche generali, già dette, possono essere riassunte nei seguenti cinque punti:

- 1) Stabilità di frequenza e di tensione per lunghi periodi.
- 2) Largo margine di sicurezza per tutti i componenti e per tutte le condizioni di funzionamento.
- 3) Possibilità di variare da zero al valore massimo la potenza di uscita.
- 4) Allineamento, con un solo comando, su una banda di almeno 1 MHz.
- 5) Possibilità di modulazione di ampiezza, frequenza e fase entro la banda passante.

Il pilota dell'impianto è costituito da un tubo oscillatore (E84L) montato secondo lo schema Hartley ed è accordabile su di una banda di frequenza compresa tra 4 e 6 MHz, (fig. 14).

L'oscillatore è accoppiato elettronicamente con il circuito anodico, che duplica la frequenza ed è accordabile su una banda compresa tra 8 e 12 MHz.

La tensione fornita in uscita è $\sim 3 V_{eff}$ su una resistenza di carico di 60 ohm.

L'oscillatore è seguito da una cellula del tipo m-de rivato (fig. 15), con 60 ohm di impedenza caratteristica, che ha frequenze di taglio di 6,25 e 14,6 MHz e filtra così il segnale d'uscita del pilota.

Sul I° stadio (fig. 16) sono montati due tubi: una E84L amplificatrice-separatrice (funzionante in classe A) ed una RS 1003 (funzionante in classe C₂), capace di erogare (con continuità) 100 W. su un carico di 60 ohm.

Il circuito di ingresso del I° stadio, costituito da due cellule ad L complementari, ha il rapporto di trasformazione 1:2, una impedenza d'ingresso di 60 ohm ed una banda passante, a 3 db di attenuazione, di 4 MHz (fig. 17).

La capacità griglia controllo-placca del tubo V₁ (E84L) è neutralizzata con un ponte di capacità (fig. 18a e 18b), in modo tale da rendere indipendente il circuito di placca da quello di griglia, garantendo l'assoluta stabilità dell'amplificatore. Questo tipo di neutralizzazione è indipendente dalla frequenza di lavoro.

Il tubo V₁ è collegato per mezzo di un circuito accoppiato, risonante in parallelo, alla griglia di V₂ (RS1003).

Il rapporto di trasformazione è 2:1, in maniera da adattare l'impedenza di carico anodica di V₁ (2 Kohm) a quella di ingresso di V₂ (1Kohm) (fig. 19).

La banda passante sulla griglia di V₂ è ~ 2 MHz a 3 db di attenuazione.

La capacità griglia controllo-placca della RS1003 è neutralizzata con un ponte di capacità tra la griglia controllo e la griglia schermo. (fig. 20a e 20b).

Il circuito anodico è collegato all'uscita con un circuito accoppiato risonante in parallelo-serie (fig. 21) il cui rapporto di trasformazione è 4,08:1 (1Kohm/60ohm); la banda passante di questo circuito, a 3 db di attenuazione è di 2,2 MHz.

La zona perfettamente piatta (entro lo 0,5%) della banda passante è di 1 MHz. Il II° stadio (fig. 22) è equipaggiato con una QBL 5/3500, capace di erogare con continuità una potenza di 4 KW su un carico di 60 ohm. (Detto circuito, in condizione di normale funzionamento, deve dare solo 2 KW).

Il circuito d'ingresso (fig. 20) è costituito da un circuito accoppiato serie-parallelo, con rapporto di trasformazione 1:4,08, la cui banda passante, a 3 db di attenuazione, è 2,2 MHz.

Il circuito di uscita è costituito da una cellula a squadra, che adatta l'impedenza di carico anodica della

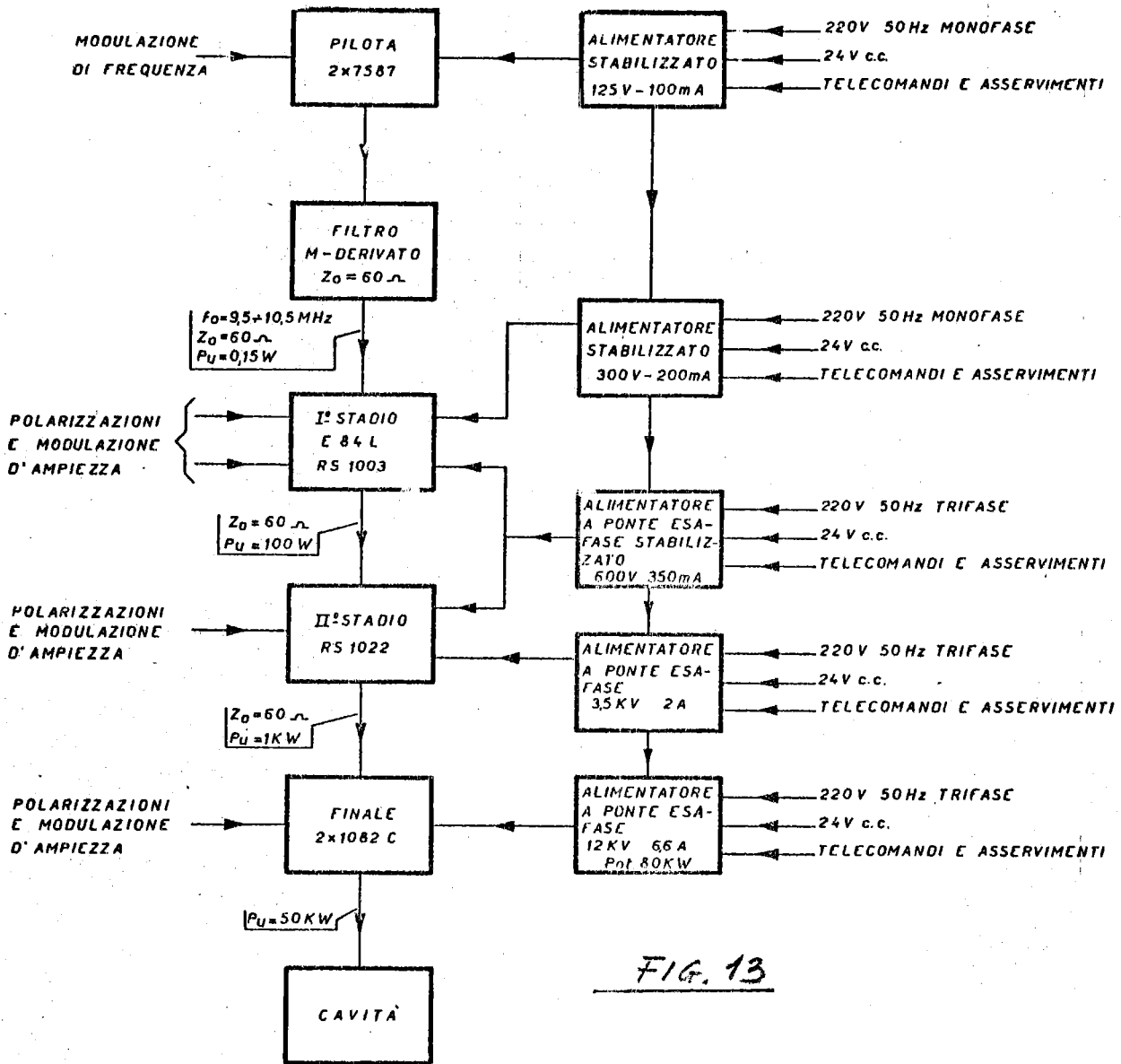


FIG. 13

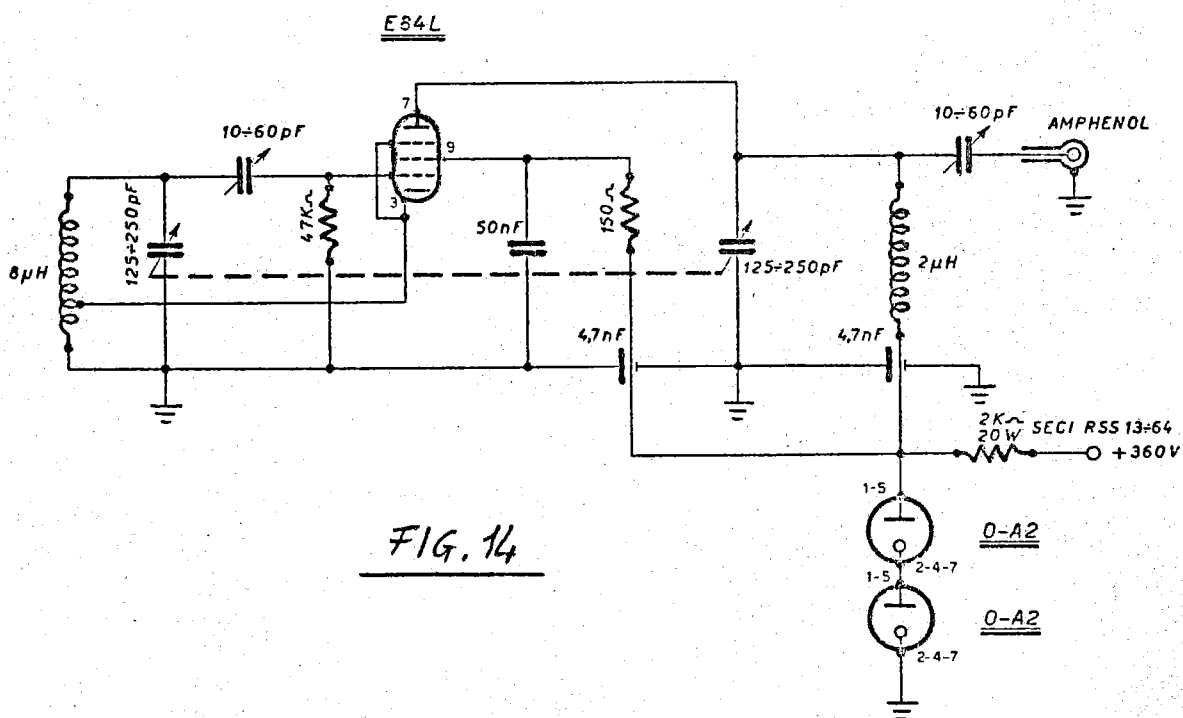


FIG. 14

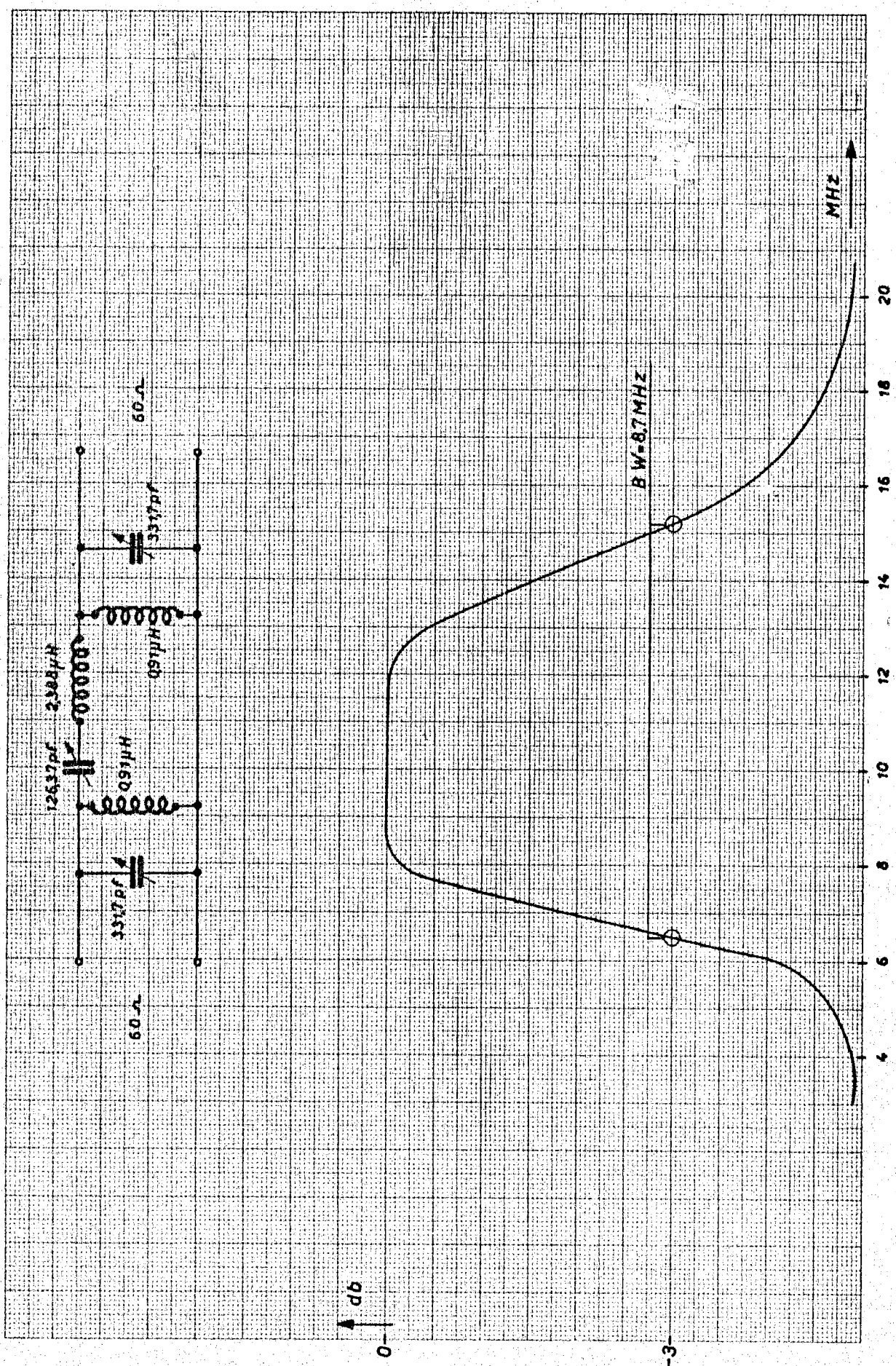


FIG. 15

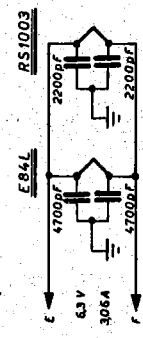
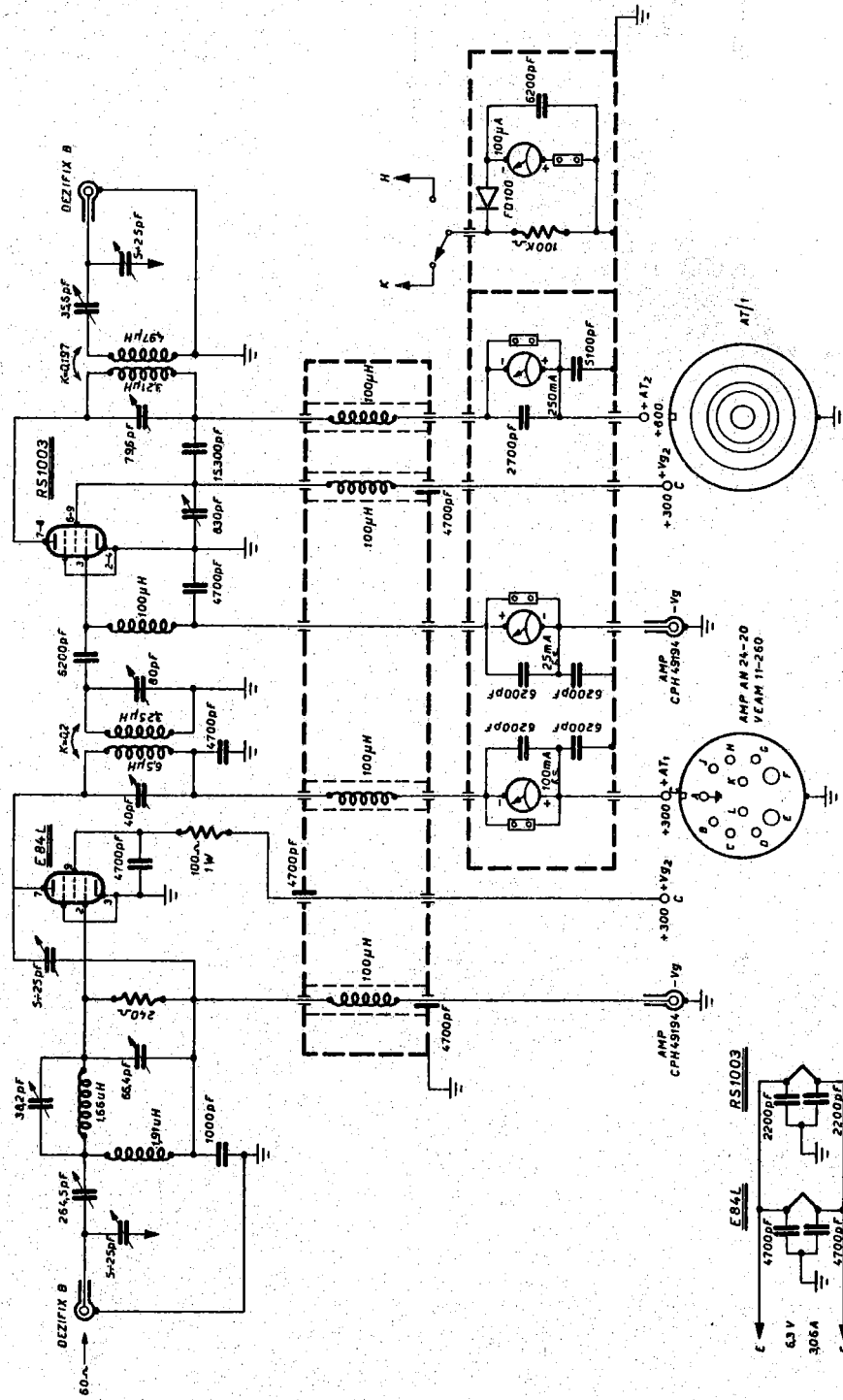


FIG. 16

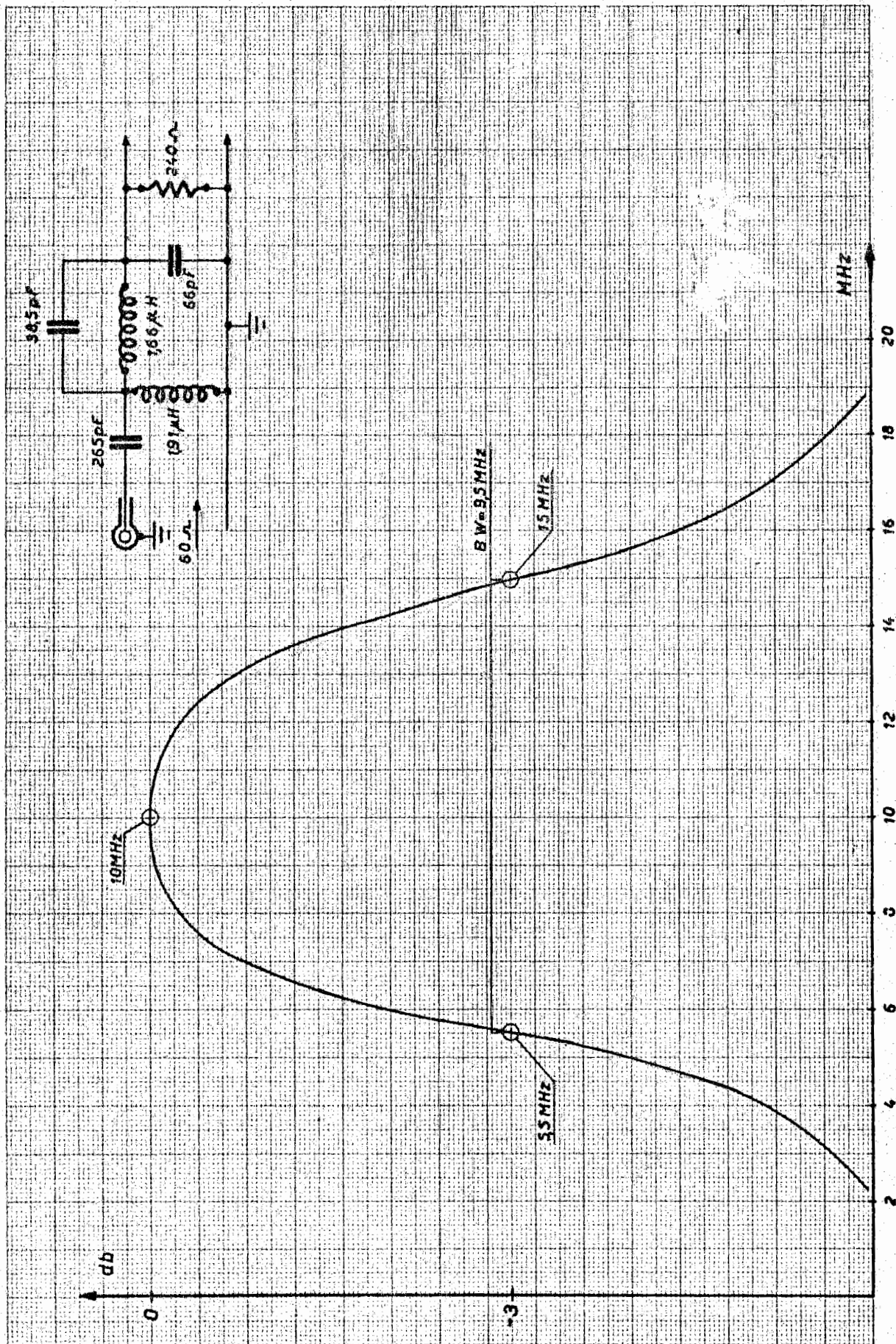


FIG. 17

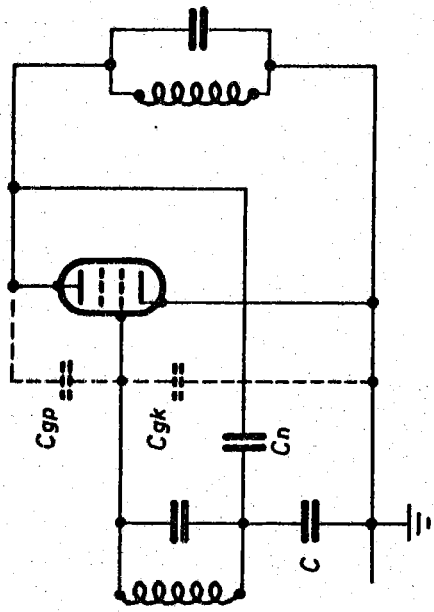


FIG. 18 b)

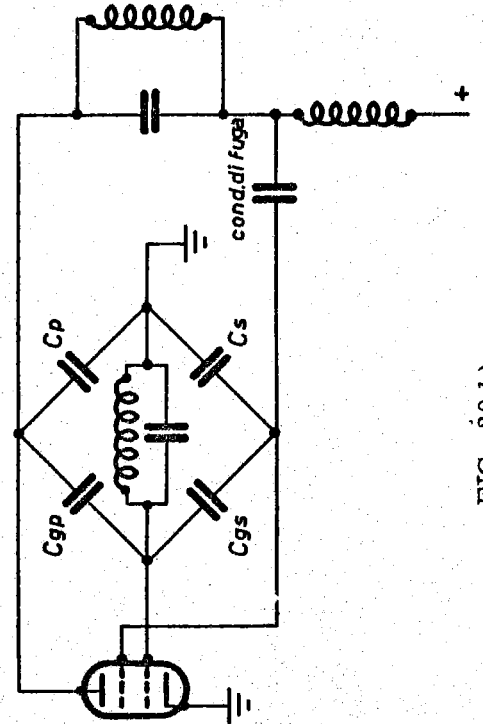


FIG. 20 b)

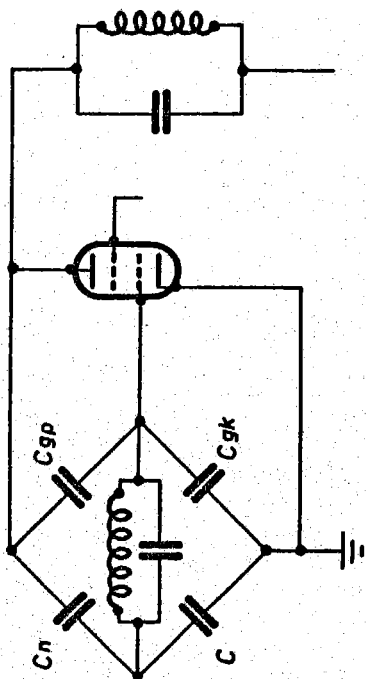


FIG. 18 a)

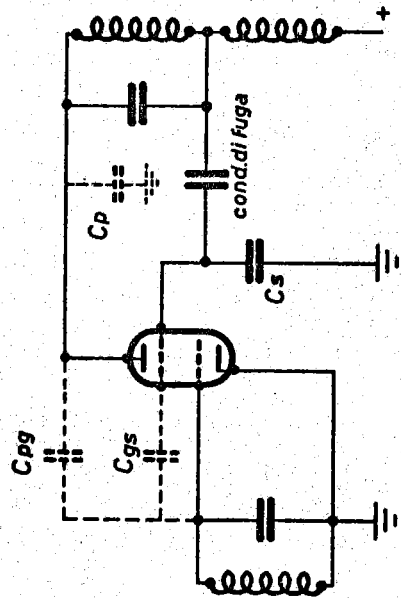


FIG. 20 a)

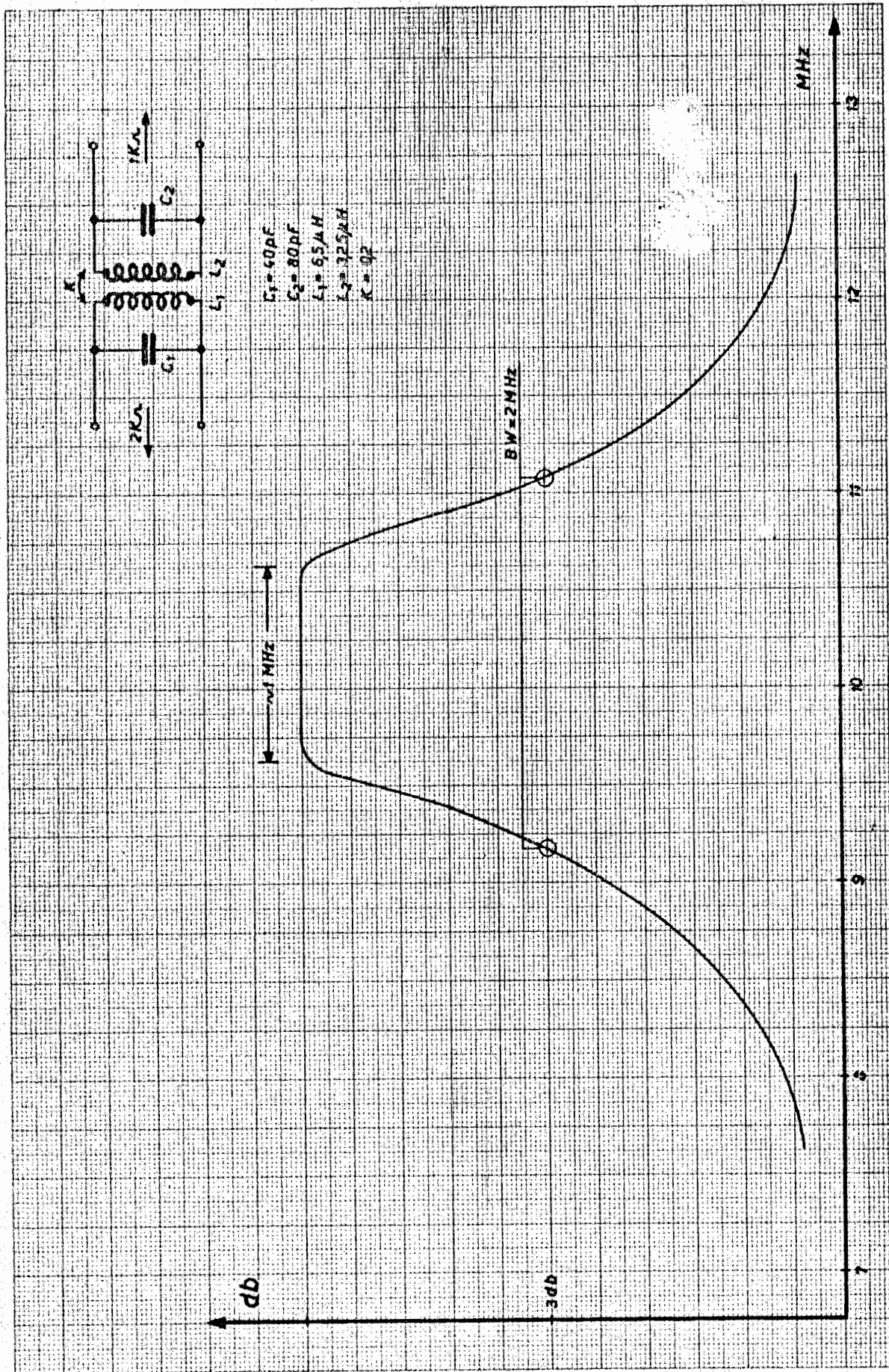


FIG. 19

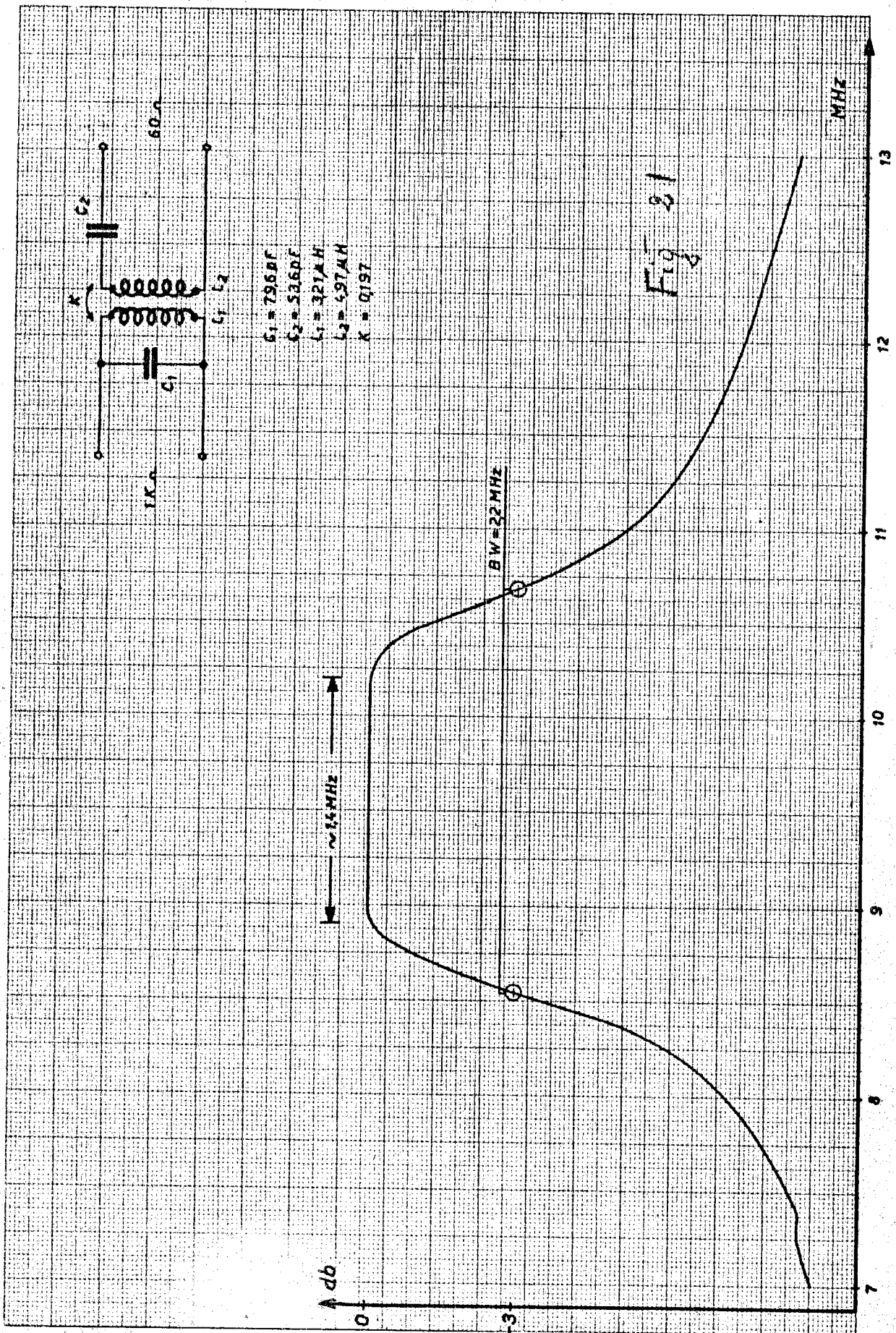
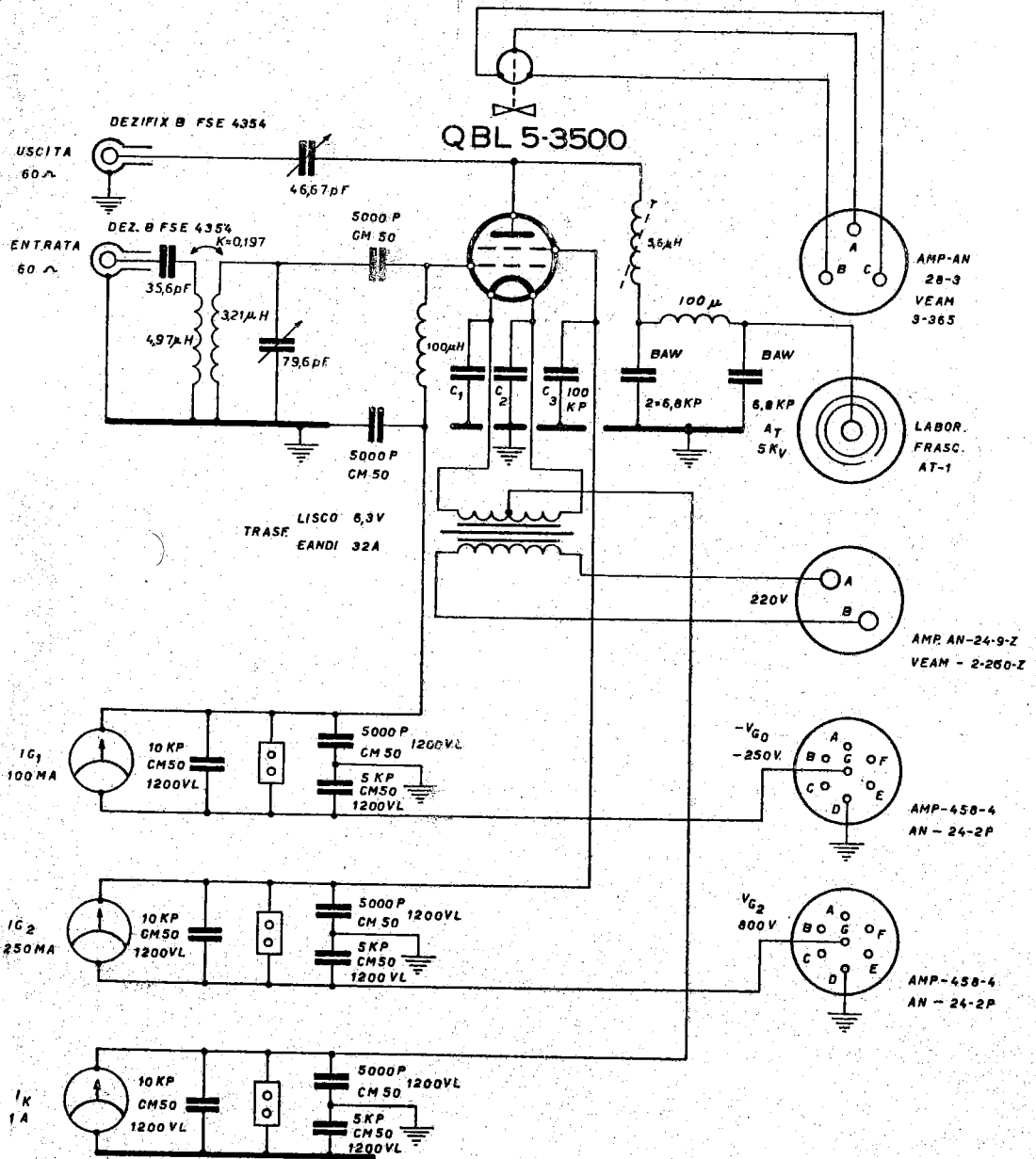


FIG. 21

ELETTROVENTILATORE
MARELLI F 25



- C₁ 2=6800 P BAW
- C₂ 2=6800 P BAW
- C₃ 16=5KP 2,5KV CM 50

FIG. 22

QBL 5/3500 (2 Kohm), all'impedenza del cavo di uscita (60 ohm).

Sullo stadio finale (fig. 23) sono montate due RS 1031 in push-pull, capaci di erogare in condizioni di grande sicurezza di 50 KW. (La potenza massima continua erogabile sarebbe invece 180 KW).

Il circuito di ingresso dello stadio finale (fig. 24) è costituito da un circuito accoppiato serie parallelo, il cui rapporto di trasformazione è 1:2, l'impedenza di ingresso è 60 ohm, la larghezza di banda, a 3 db di attenuazione, è 3,6 MHz.

L'amplificatore è neutralizzato a ponte.

Il circuito di uscita è costituito da 2 cellule a squadra che adattano l'impedenza di carico anodica delle RS 1031 (2 Kohm) ai carichi (60 ohm).

Le alimentazioni del pilota, del I° stadio e della griglia schermo del II° stadio, sono stabilizzate.

I circuiti di polarizzazione (ad inseguitore catodico) hanno le alimentazioni stabilizzate ed una impedenza interna molto bassa; inoltre è possibile modulare la tensione polarizzatrice con forme d'onda qualsiasi e tempi di salita maggiori od uguali a 300 ns.

Si prevede di alimentare i filamento delle valvole che sono ad accensione diretta, con corrente continua, per evitare la modulazione della portante che verrebbe introdotta usando la corrente alternata. (attualmente i filamenti sono accesi in alternata).

Il raffreddamento del pilota e del I° stadio è ottenuto mediante convezione naturale, mentre il II° stadio è raffreddato con aria forzata, iniettata da un ventilatore centrifugo.

Gli anodi delle valvole dell'amplificatore finale sono raffreddate ad acqua, le griglie ad aria forzata.

Le prove condotte sull'impianto a radiofrequenza fino al II° stadio compreso, hanno pienamente confermato le caratteristiche previste nel progetto.

L'amplificatore finale è stato provato sia a freddo che a caldo. La neutralizzazione a freddo dà luogo ad una risonanza intorno a 100. A caldo e nelle condizioni di trasconduttanza massima non si sono riscontrate autoscillazioni di nessun tipo.

Non si sono effettuate le prove a piena potenza in quanto si dispone attualmente soltanto di un alimentatore da 15 KW di potenza erogata.

In queste condizioni con una eccitazione di ~ 600 Watt la potenza di uscita ottenuta è di ~ 7 KW ed il rendimento del $\sim 78\%$. Per l'alimentazione dello stadio finale è stato a suo tempo progettato un alimentatore della potenza di 80 KW, del quale sono in corso di approvvigionamento i componenti.

Questo alimentatore ci consentirà di effettuare le prove a piena potenza.

BIBLIOGRAFIA.

- (1) - Conferenza di Dubna. (1963)
- (2) - A. Massarotti, M. Puglisi: Studio di un discriminatore di fase per l'accordo dei risuonatori a cavità impiegati nelle macchine acceleratrici C.N.E.N. -RT/EL/(62)14.
- (3) - M. Puglisi: Effetto del carico elettronico sulle cavità risonanti delle macchine acceleratrici orbitali. C.N.E.N. RT/EL/(62)15.
- (4) - T. Moreno: Microwave transmission design data; Dover Publication Inc., pg. 227-241.
- (5) - E.K. Sandeman: Radio Engineering; Chapman e Hall LTD. 1953 - Vol. primo, pg. 177-224.

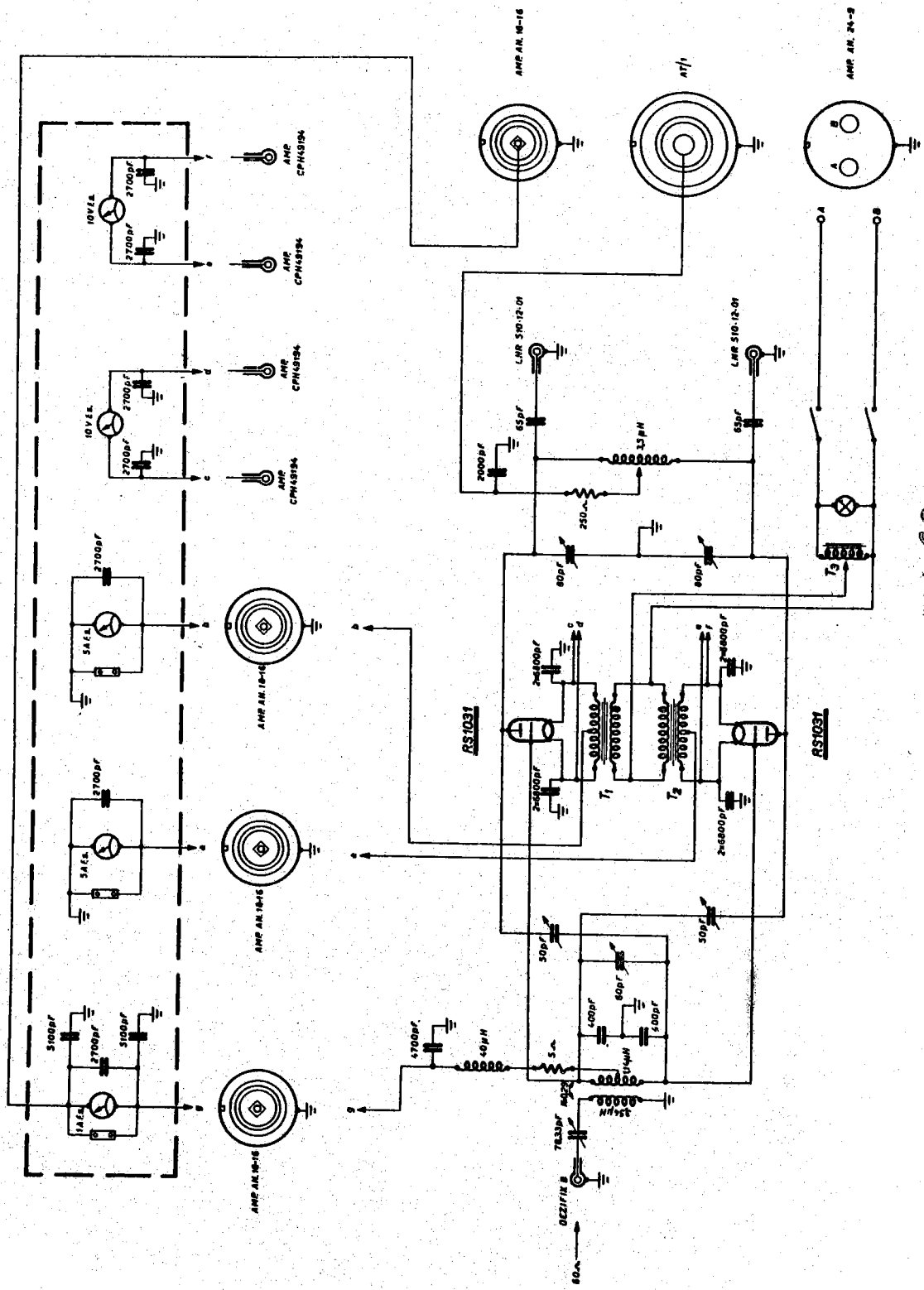


FIG. 23

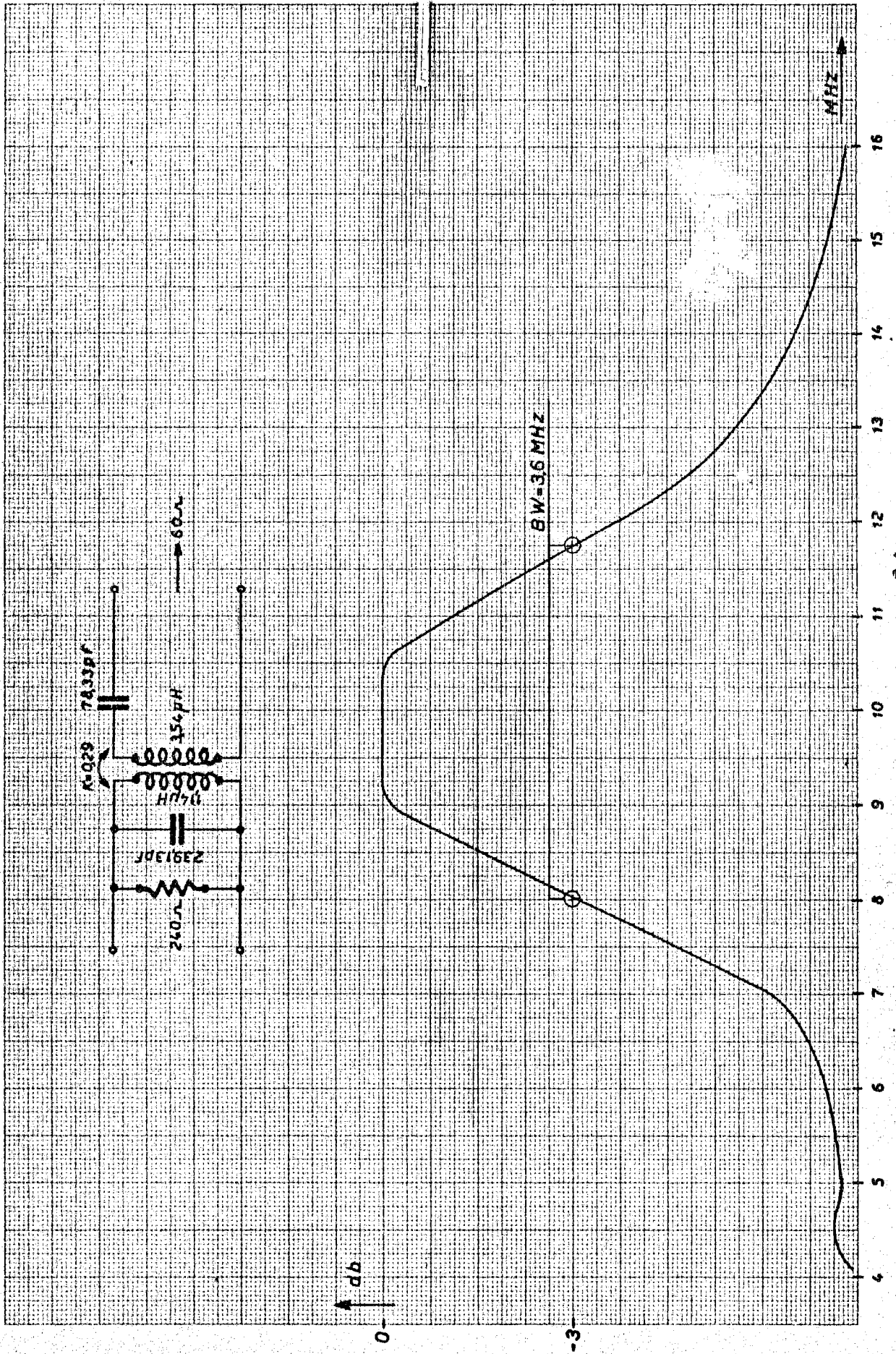


FIG. 24