

LNF - 65/50  
28 Dicembre 1965

**U. Bizzarri e A. Vignati: IL SISTEMA DI RADIO FREQUENZA  
DEL MICROTTRONE. -**

(Nota interna: n. 301)

LNF-65/50

Nota Interna: n° 301  
28 Dicembre 1965

U. Bizzarri e A. Vignati: IL SISTEMA DI RADIO FREQUENZA DEL MICRO-  
TRONE. -

#### INTRODUZIONE -

Nei Laboratori Nazionali di Frascati, è stato realizzato un modello di microtrone<sup>(1)</sup> con una energia max di 4,5 MeV ed una intensità di corrente impulsiva di 0,5 mA. L'iniezione è finora avvenuta mediante estrazione a freddo degli elettroni dalle pareti della cavità.

Questo modello ci ha permesso di studiare da vicino i problemi tecnici che si incontrano nella realizzazione di detta macchina. In particolare si è visto che il buon funzionamento dipende in gran parte dal sistema di RF.

In questa nota descriveremo in dettaglio i problemi tecnici incontrati e risolti nel dimensionamento del sistema di RF, e della cavità risuonante.

Per comodità del lettore, abbiamo spesso riportato definizioni di grandezze e formule che, se pure sono ben note ai tecnici di radiofrequenza, possono esser utili per i non specialisti.

#### CARATTERISTICHE RICHIESTE ALL'IMPIANTO DI RF. -

Possiamo così riassumere le caratteristiche specifiche richieste all'impianto di RF di un microtrone che funzioni nel modo  $a=2, b=1$ <sup>(1,2,3,9)</sup>:

- 1) - Tensione ai bordi della gap del risuonatore - 650  $\neq$  700 Kvolt.
- 2) - Valore scelto per la frequenza - 2800 MHz.

2.

3) - Gap della cavità attorno a 10 mm.

4) - Stabilità della frequenza  $1/10^4$ .

5) - Durata degli impulsi 2,5-3  $\mu\text{s}$  con una frequenza di ripetizione di  $20 + \div 150 \text{ imp./sec.}$

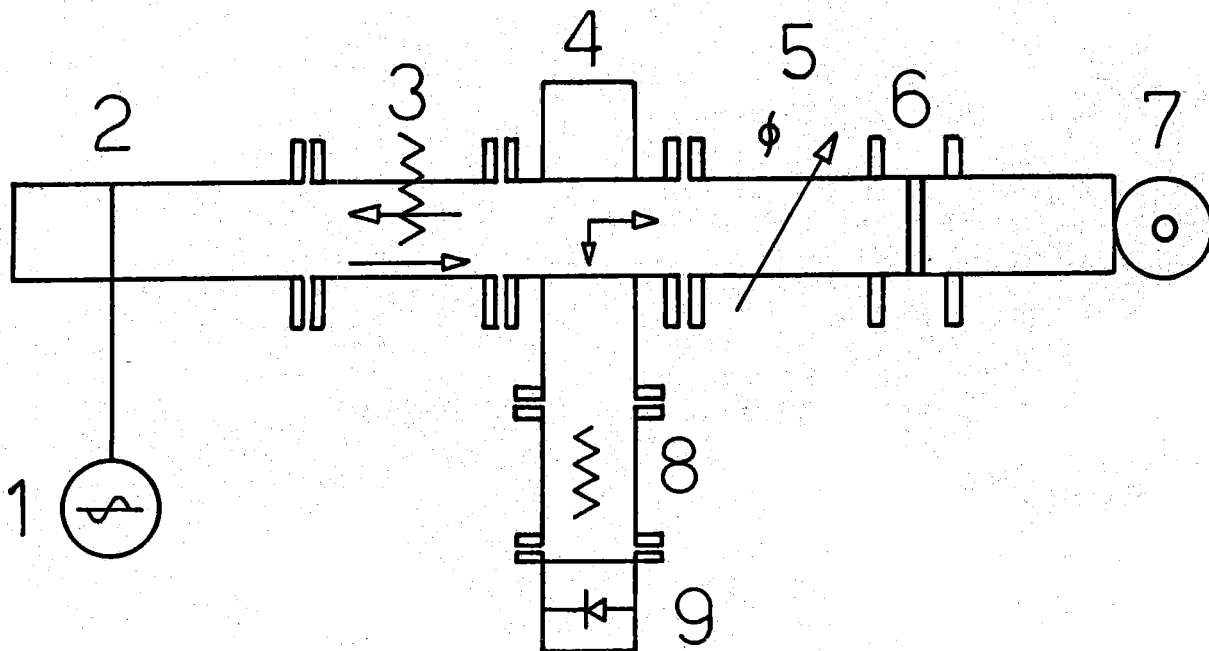


FIG. 1 - Schema dell'impianto di RF: 1) Magnetron (tipo RK 5586); 2) Transizione coassiale-guida; 3) Isolatore a ferrite; 4) Accoppiatore direzionale; 5) "Phase shifter"; 6) Finestra a tenuta di vuoto; 7) Cavità risonante; 8) Attenuatore; 9) Diodo raddrizzatore.

#### LA CAVITA' RISONANTE. -

La cavità risonante è di forma toroidale (v. fig. 2) per consentire un elevato coefficiente di sovratensione ( $Q$ ), compatibilmente con l'esigenza di avere una gap di 10 mm, come richiesto nelle specifiche. Essendo in fatti l'espressione del  $Q$

$$Q = \frac{2 \int_V H^2 dV}{\delta \int_S H^2 dS}$$

con  $V$  ed  $S$  volume e superficie interna del risonatore e  $\delta$  spessore di penetrazione della corrente, si vede che per ottenere il  $Q$  più elevato, fissato  $\delta$ , occorre che il rapporto superficie/volume, in prima approssimazione, sia il più piccolo possibile. Nel nostro caso questo rapporto viene reso minimo da una cavità di tipo toroidale.

Un altro parametro molto importante relativo alla cavità risonante è l'impedenza parallelo  $R_p$ . Questa viene definita come l'impedenza misurata lungo la linea di forza che passa lungo l'asse principale della cavità, ossia:

$$R_p = \frac{(\int E \, dl)^2}{2 P}$$

essendo  $P$  la potenza dissipata in cavità ed  $E$  il campo elettrico misurato lungo l'asse principale. Essa corrisponde alla resistenza di un circuito oscillante parallelo e determina la potenza da versare in cavità per raggiungere la tensione voluta.

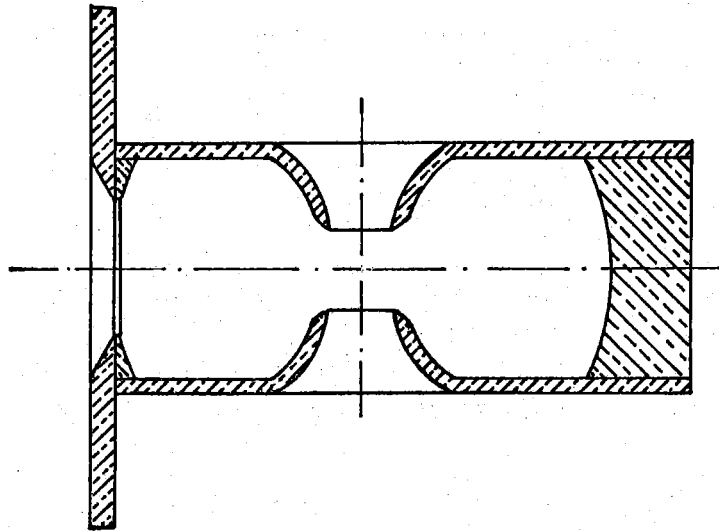


FIG. 2 - Cavità risonante (sezione).

La  $R_p$  è proporzionale al  $Q$  del risonatore e dipende dalla sua geometria. Per un circuito oscillante parallelo

$$R_p = Q \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Per il nostro risonatore la  $R_p$  è valutabile attorno a 600 Kohm, e quindi la potenza da versare nella cavità (non caricata dal fascio di elettroni) per raggiungere una tensione di 650 Kvolt è circa 350 KW. Se la cavità viene caricata con un fascetto di elettroni, la potenza richiesta è proporzionalmente maggiorata (circa 0,5 KW per ma di corrente che attraversa la cavità).

#### IL MAGNETRON. -

Nella scelta del tubo oscillatore ci si è orientati verso un magne-

tron, il quale presenta rispetto ad un klystron indubbi vantaggi di economia, robustezza, praticità di installazione; viceversa, se si volesse usare il microtrone con un "duty cycle" più alto di quello richiesto nelle specifiche, sarebbe senz'altro opportuno orientarsi verso un klystron.

Il magnetron da noi usato è di media potenza (800 KW) accordabile tra le frequenze di 2700 - 2900 MHz (mod. RK 5586). Per l'accoppiamento alla guida esso richiede una transizione guida-coassiale da 15/8", 50 ohm. Richiede ancora un magnete esterno di eccitazione con un campo di 2700 gauss. Il raffreddamento è ad aria forzata.

Il magnetron viene alimentato con un modulatore che fornisce da 20 a 150 imp/sec, di ampiezza 30 KVolt, durata 2,5  $\mu$ s su una impedenza di 430 ohm. Il modulatore è costituito, per la formazione degli impulsi, di una linea e di un trasformatore d'impulso, con dispositivo per la stabilizzazione degli impulsi stessi.

#### IL CIRCUITO A MICROONDE. -

Per evitare "trascinamenti" di frequenza ed il danneggiamento del magnetron, dato il Q elevato della cavità, è necessario disaccoppiare il magnetron dalla cavità, introducendo nella linea di trasmissione un termine di smorzamento che può essere costituito da un carico resistivo, o da un isolatore a ferrite.

L'isolatore a ferrite presenta degli indubbi vantaggi rispetto al carico resistivo, non tanto per quel che riguarda il rapporto tra la potenza versata in cavità, e quella dissipata nel termine di smorzamento, quanto per la comodità di installazione, la posizione non critica del "phase shifter", il miglior isolamento del magnetron in caso di scarica, ed il miglior rapporto d'onda stazionaria ( $S_0$ ) con il magnetron fuori accordo, che permette al magnetron di oscillare sempre con un certo margine di sicurezza senza che si verifichino scariche interne, che ne danneggerebbero il catodo.

In fig. 3 è mostrato il circuito equivalente del risuonatore accoppiato al magnetron attraverso l'isolatore a ferrite.

Si sono indicate con

$P_0^+$	$P_0^-$	La potenza dell'onda incidente e riflessa prima dell'isolatore
$P_1^+$	$P_1^-$	La potenza dell'onda inc. e rifl. dopo l'isolatore
$\alpha_1$	$\alpha_2$	I coefficienti di trasmissione dell'isolatore nel senso + e nel senso -.

$$\alpha_1 = \frac{P_1^+}{P_0^+}$$

$$\alpha_2 = \frac{P_0^-}{P_1^-}$$

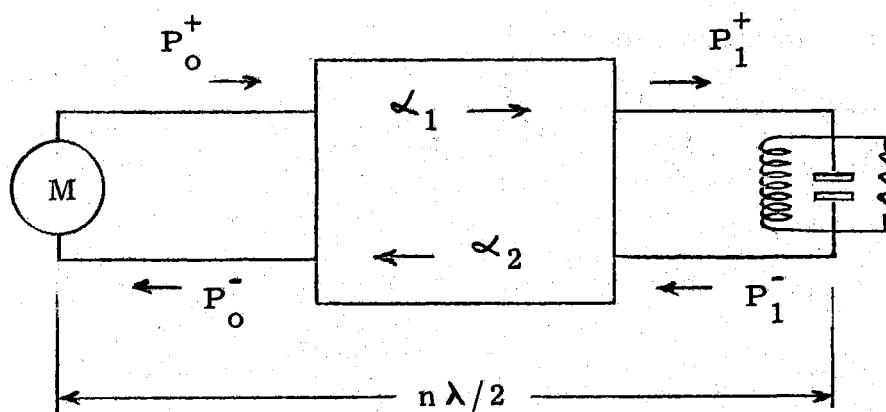


FIG. 3

Si ha:

$$\Gamma_o = \sqrt{\frac{P_o^-}{P_o^+}} \quad \Gamma_1 = \sqrt{\frac{P_1^-}{P_1^+}} \quad \text{Coeff. di riflessione prima e dopo l'isol.}$$

Il rapporto d'onda stazionaria risulta allora, prima dell'isolatore:

$$s_o = \frac{1 + \Gamma_o}{1 - \Gamma_o} = \frac{1 + \sqrt{\frac{P_o^-}{P_o^+}}}{1 - \sqrt{\frac{P_o^-}{P_o^+}}}$$

e tenendo presente che è

$$P_o^- = \alpha_2 P_1^-, \quad P_1^- = \Gamma_1^2 P_1^+, \quad P_1^+ = \alpha_1 P_o^+$$

$$P_o^- = \Gamma_1^2 \alpha_1 \alpha_2 P_o^+ \quad \text{da cui}$$

$$s_o = \frac{1 + \Gamma_1 \sqrt{\alpha_1 \alpha_2}}{1 - \Gamma_1 \sqrt{\alpha_1 \alpha_2}}$$

Calcoliamo ora il rapporto tra la potenza versata nel risuonatore e quella versata nell'isolatore.

6.

Potenza versata nel risuonatore:

$$P_1^+ - P_1^- = \alpha_1 P_0^+ - \Gamma_1^2 \alpha_1 P_0^+ = \alpha_1 P_0^+ (1 - \Gamma_1^2)$$

Potenza versata nell'isolatore:

$$P_0^+ - P_1^+ + P_1^- - P_0^- = P_0^+ (1 - \alpha_1) + P_1^- (1 - \alpha_2) = P_0^+ (1 - \alpha_1) + \Gamma_1^2 \alpha_1 P_0^+ (1 - \alpha_2)$$

Da cui

$$K = \frac{\text{Potenza versata in cavità}}{\text{Potenza vers. nell'isolat.}} = \frac{1 - \Gamma_1^2}{\frac{1}{\alpha_1} - 1 + \Gamma_1^2 (1 - \alpha_2)}$$

I coeff. di trasmissione dell'isolatore vengono forniti dalla casa costruttrice, mentre  $\Gamma_1$ , coeff. di riflessione dopo l'isolatore può essere misurato mediante l'accoppiatore direzionale ed il diodo (fig. 1, 4, 8, 9).

Per il nostro isolatore Raytheon mod. 1SH2 si ha

$$\alpha_1 = 0,93$$

$$\alpha_2 = 0,1$$

Quindi nell'ipotesi che  $\Gamma_1$  sia = 1 (cavità non sintonizzata)

$$S_0 = 1,8$$

Se la cavità è sintonizzata, nell'ipotesi in cui risulti  $\Gamma_1 = 0$  il rapporto della potenza versata in cavità a quella dissipata nell'isolatore risulta

$$K = \frac{0,93}{1 - 0,93} = 13$$

In pratica però  $\Gamma_1$  non è mai zero, a causa dell'inevitabile disadattamento tra cavità e guida d'onda; il rapporto d'onda stazionaria che ne risulta fa slittare di frequenza il magnetron. Lo slittamento di frequenza può rendersi minimo se la lunghezza della linea è appropriata. Di questo ci si può rendere conto esaminando il diagramma di Rieke, che dà la potenza e la frequenza del magnetron al variare della distanza del generatore dal carico, per diversi valori di  $S_0$ . Si vede inoltre che se la lunghezza della linea è pari a  $n \lambda/2$  la frequenza non varia sensibilmente al variare di  $S_0$ .

In pratica la lunghezza equivalente della linea viene aggiustata con il "phase shifter".

#### ACCOPPIAMENTO DELLA CAVITA' RISONANTE. -

L'accoppiamento della cavità risonante alla guida d'onda viene realizzato mediante un foro di opportuno diametro da determinarsi sperimentalmente con l'aiuto di un banco a microonde, prima, ed in seguito con la cavità operante, con l'aiuto dell'accoppiatore direzionale. Ricordiamo brevemente la definizione di coefficiente di accoppiamento, e la tecnica con cui si eseguono le misure.

Si definisce coeff. di accoppiamento il rapporto tra l'energia dissipata nella cavità e quella dissipata nel circuito esterno:

$$\beta = \frac{Q_0 - Q_1}{Q_1} \begin{array}{l} < 1 \text{ cavità sottoaccoppiata} \\ = 1 \text{ accoppiamento critico} \\ > 1 \text{ cavità sovraccoppiata} \end{array}$$

essendo  $Q_0$  e  $Q_1$  il coefficiente di sovratensione proprio della cavità non accoppiata, e della cavità accoppiata, rispettivamente.

La misura di  $\beta$  può esser eseguita con la tecnica seguente:

- 1) - si suppone che la cavità non sintonizzata abbia il carattere di un corto circuito ( $Z_{\text{cavità}} < Z_{\text{linea}}$ )
- 2) - Quando la cavità è sintonizzata, se è sottoaccoppiata ha il carattere di un corto circuito, mentre ha il carattere di un circuito aperto se è sovraccoppiata.

Risulta allora, nel caso in cui sia sottoaccoppiata:

$$\beta = 1/S, \quad \text{con } S \text{ rapp. d'onda stazion.}$$

nel caso in cui sia sovraccoppiata

$$\beta = S,$$

nel caso critico,  $\beta = S = 1/S = 1$ .

Ciò premesso, la misura procede nel seguente modo: si applica la cavità al termine di una "slotted line", e si determina una "detuned short position" (minimo di tensione con cavità fuori accordo); quindi si accorda la cavità; se il minimo di tensione non si sposta si ha  $\beta < 1$  e dalla misura di  $S$  si risale a  $\beta$ . Se invece il minimo di tensione si sposta di  $\lambda/4$ , la cavità è sovraccoppiata e  $\beta > 1$ .

Il coefficiente di accoppiamento viene alterato dal carico elettronico. In questo caso il  $Q_0$  diminuisce a causa della energia assorbita dal fa-



scio e la cavità risulta sottoaccoppiata. Per riportarla nelle condizioni di accoppiamento critico occorre aumentare ulteriormente il diametro del foro di accoppiamento.

#### CONCLUSIONE. -

Il sistema di RF descritto e costruito secondo i criteri esposti funziona correttamente con una stabilità soddisfacente.

Nella gap del risuonatore sono state applicate due punte per localizzare la estrazione a freddo degli elettroni da accelerare. Il maggior difetto del sistema consiste proprio nella emissione a freddo, che non è facilmente controllabile, e fluttua in intensità con conseguenti fluttuazioni dell'intensità del fascio accelerato. Degli elettroni emessi a freddo solo una piccola parte sono in regione di fase stabile, e sono quindi accelerati.

Con l'introduzione di un termocatodo iniettore si prevede di aumentare di un fattore 50 l'intensità della macchina, e di migliorarne la stabilità.

#### BIBLIOGRAFIA. -

- (1) - U. Bizzarri, M. Conte, R. Habel e A. Vignati, Elementi di progetto e stato di avanzamento di un modello di microtrone, LNF-63/73 (1963).
- (2) - O. Wernholm, The 1200 MeV synchrotron at the University of Lund. Arkiv fysik 26, 527 (1964).
- (3) - S. P. Kapitza, The microtron and its applications - "Atomnaja Energia", n. 3 (1965).
- (4) - H. Reich, Nuclear Instr. 3, 97 (1958).
- (5) - Wilson and Kinzer, Cavity resonators, Da "Electrical Eng. Handbook" (J. Wiley & S., New York, 1950) pag. 7-95.
- (6) - T. Moreno, Wave guides and cavity resonators (McGraw Hill, N.York, 1950).
- (7) - L. Brillouin, Theory of the magnetron, Phys. Rev. 60, 385 (1941), 62, 166(1942); 63, 127 (1943); Proc. IRE 32, 216 (1944).
- (8) - J. F. Reintjes and G. T. Coate, Principles of radar (McGraw Hill) New York 1952;
- (9) - A. Carrelli and F. Porreca, Information on a 2.5 MeV microtron, Nuovo Cimento 6, 721 (1957).