

Laboratori Nazionali di Frascati

LNF-58/14 (21. 10. 58)

M. Puglisi: DESCRIZIONE DI UN RISONATORE A CAVITA' CHE PERMETTE L'ACCELERAZIONE DEGLI ELETTRONI NELL'ELETTROSIN-CROTRONE SIA DURANTE LA FASE A FREQUENZA VARIABILE SIA DURANTE LA FASE A FREQUENZA FISSA.

Nota Interna n° 5
21 Ottobre 1958

M. Puglisi: DESCRIZIONE DI UN RISONATORE A CAVITÀ CHE PERMETTE L'ACCELERAZIONE DEGLI ELETTRONI NELL'ELETTROSINCROTRONE SIA DURANTE LA FASE A FREQUENZA VARIABILE SIA DURANTE LA FASE A FREQUENZA FISSA.

Nella maggior parte degli elettrosincrotroni di grande energia funzionano due impianti distinti di radio frequenza, eventualmente comandati da un pilota unico, che assolvono a due compiti essenzialmente diversi: il primo impianto consente di alimentare un risonatore a bassa tensione e a frequenza leggermente variabile; l'altro consente di alimentare il secondo risonatore ad alta tensione ma a frequenza fissa. Questo tipo di soluzione ha due gravi inconvenienti: 1°) occupa con le cavità risonanti due sezioni diritte del sincrotrone 2°) Costringe a sincronizzare le fasi dei due risonatori al momento dello scambio.

In Fig. 1 è disegnato lo schema elettrico funzionale di un risonatore a cavità che permette di eliminare la cavità a frequenza fissa. Come appare dal disegno, l'accoppiamento del generatore con la cavità risonante è di tipo capacitivo, mentre il sistema fino ad oggi universalmente usato è l'accoppiamento di tipo induttivo.

a) Descrizione del risonatore

La cavità del risonante schematizzata in figura 1 può pensarsi come derivata dal risonatore con elettrodi coassiali, solo che uno dei due elettrodi (nel nostro caso quello ad diametro maggiore) non è saldato direttamente alla scato-

la metallica del risonatore ma termina in una corona circolare che fa, verso la scatola del risonatore, una capacità da 10 a 20 volte maggiore della capacità equivalente al gap. (La saldatura dell'elettrodo alla scatola va schematizzata come una capacità infinita, quindi questo risonatore tende al risonatore ordinario al crescere della capacità detta).

E' evidente, per quanto si dirà, che la forma indicata in figura 1 non è la sola escogitabile; nella figura 2 sono indicate altre forme, egualmente possibili, per il risonatore.

La parte realmente fondamentale è l'accoppiamento capacitivo dell'intero risonatore al generatore.

b) Lo schema equivalente

Nella figura 3 è riportato lo schema elettrico equivalente del risonatore.

I punti 'a' e 'b' sono i punti di ingresso della rete e corrispondono ai punti 'A' e 'B' della figura 1.

'R' ed 'L' sono la resistenza e l'induttanza serie equivalenti del risonatore, mentre C_1 e C_2 rappresentano rispettivamente la capacità di accoppiamento e la capacità dovuta al 'gap' che rappresenta la capacità totale del risonatore.

Lo schema di figura 3 rappresenta bene il comportamento del circuito reale nelle seguenti ipotesi, per altro non molto restrittive:

- I°) - Il risonatore è eccitato a risonanza o entro intorni molto piccoli della risonanza (3-5% di scostamento dalla frequenza di risonanza)
- II°) - La sezione assiale della zona 'H' del risonatore è approssimativamente quadrata.
- III°) - La capacità equivalente del 'gap' può considerarsi come concentrata alla frequenza di lavoro.

Vogliamo quindi calcolare le seguenti grandezze:

- I°) Il rapporto tra la tensione ai capi della capacità di accoppiamento e quella al gap in funzione della pulsazione.

II°) L'impedenza trasferita dalla cavità ai capi della capacità di accoppiamento al variare della pulsazione di alimentazione. Sempre con riferimento alla figura 3 le equazioni del circuito sono:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{I_1}{j\omega C_1} - \frac{I_2}{j\omega C_2} = v_1 \\ -\frac{I_1}{j\omega C_1} + I_2 \left(R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} \right) = 0 \end{array} \right. \quad (J = \sqrt{-1})$$

ponendo $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_2}}$ = pulsazione di risonanza della cavità con la capacità di accoppiamento cortocircuitata.

$Q_0 = \frac{\omega_0 L}{R}$ = fattore di merito della cavità risonante completa, ma disaccoppiata dal generatore.

E risolvendo il sistema con i metodi convenzionali si trova:

$$(1) \left\{ \begin{array}{l} n = \frac{v_2}{v_1} = \frac{1}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right] + \frac{j}{Q_0}} \\ z_{11} = \frac{1}{j\omega C_1} \frac{Q_0 \frac{\omega_0}{\omega} \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right] + j}{Q_0 \frac{\omega_0}{\omega} \left[1 - \frac{C_2}{C_1} - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right] + j} \end{array} \right.$$

Dalle formule (1) appare che il rapporto di trasformazione v_2/v_1 ha un max per $\left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 = 1$, essendo in questo caso $n \approx Q_0$, mentre l'impedenza vista dal generatore è molto elevata (praticamente è massima) per $\left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \approx 1 + \frac{C_2}{C_1}$. Quindi la banda per cen

tuale di frequenza compresa tra il massimo di n ed il massimo di Z vale all'incirca $\eta = \frac{1}{2} \frac{C_2}{C_1}$.

Se allora si alimenta il risonatore nell'interno del punto 'alta impedenza', si possono ottenere alte tensioni al gap con buon rendimento del tubo, mentre scendendo di frequenza, se da un lato cala fortemente Z_{11} , dall'altro cresce 'n' e si può avere un certo compenso tra le due cose.

Siano adesso ω_1 e ω_2 i valori iniziali e finali della pulsazione della tensione applicata.

Nelle condizioni di funzionamento adatte per l'lettro-sincrotrone italiano, $\omega_2 = \omega_1 (1 + \varepsilon)$, con $\varepsilon = 0.025$ al più e inoltre il risonatore deve funzionare solo per brevi intervalli di tempo, $\sim 1000 \mu s$, con la pulsazione iniziale e per tempi più lunghi, $\sim 24000 \mu s$, nelle condizioni finali, per ogni ciclo.

Ne segue che le condizioni di funzionamento della valvola, che alimenta il generatore, vanno scelte in modo che la valvola non venga danneggiata nei periodi di funzionamento alla frequenza finale. Ciò si ottiene scegliendo ω_0 e C_2/C_1 in modo che, alla frequenza finale, l'impedenza presentata dal risonatore sia elevata e possibilmente reale e che, alla frequenza iniziale, tra l'abbassarsi dell'impedenza e il crescere del rapporto V_2/V_1 , ci sia un pò di compenso, avendo però cura che nell'insieme ω_2 non cada alcun punto di zero dell'impedenza.

In altri termini occorre e basta che sia

$$1 < \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) < 1 + \frac{1}{2} \frac{C_2}{C_1}$$

C) - Risultati Numerici

Supponiamo di partire da un risonatore ordinario con $\omega = \omega_0$ pulsazione propria, $Q_0 \cong 5000$, $C_2 \cong 50$ pF.

Essendo $\varepsilon = 2.5\%$ la banda passante, facciamo $\frac{C_2}{C_1} \cong \frac{1}{10}$ il che impone $C_2 \cong 500$ pF. che è una capacità facilmente rea

lizzabile.

Fissiamo ora le condizioni finali in $(\omega_2/\omega_0)^2 = 1 + \frac{C_2}{C_1} \approx 1,1$; (il che, essendo $\omega_2 = 2,7 \cdot 10^8$, fissa il valore di ω_0). Introduciamo questi valori nelle formule (1), si trova $n \approx 10$, $|Z_{in}| \approx 3500$, col che, per avere 60.000 V su C_2 e cioè al gap, occorrono 6000 V di tensione su C_1 , con circa 1,7 A di radio frequenza erogati dal generatore.

Nella condizione iniziale $(\frac{\omega_1}{\omega_0})^2 = (1-\varepsilon)^2 (\frac{\omega_2}{\omega_0})^2$ e quindi, per $\varepsilon = 0.025$, si trova $(\omega_1/\omega_0)^2 = 1.06$.

In queste condizioni dalle formule (1) si ricava $n \approx 17$, $|Z_{in}| \approx 10 \Omega$ completamente reattivi. Quindi se si vogliono 3000 V su C_2 occorrerà che il generatore eroghi una corrente a radio frequenza

$$I_1 = \frac{\frac{3000}{17}}{10} = \sim 17 A$$

Quindi con una valvola tipo RS 1031 Siemens, quale è già prevista per lo stadio finale dell'impianto a frequenza fissa, è possibile coprire tutte le esigenze.

D) Considerazioni generiche

Occorre osservare che il punto di lavoro scelto come condizione finale è quello che corrisponde alla risonanza parallelo di C_1 con il ramo 'LC₂'; è quindi ovvio che questa frequenza debba essere (come si può vedere nella figura 4), più elevata di quella di risonanza del ramo LC₂.

La risonanza parallelo avviene infatti quando la reattanza (capacitiva di C_1) eguaglia la reattanza (induttiva) della serie LC₂, che, a sua volta, si annulla per $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC_2}}$. In ogni modo molte altre condizioni di lavoro sono possibili.

Si può per esempio porsi, giocando su C_2/C_1 , nella condizione per cui $(\omega_2/\omega_0)^2 = 1 + \frac{C_2}{C_1}$ mentre $(\omega_1/\omega_0)^2 = 1$, il che equivale ad avere, nelle condizioni di massimo disaccordo, un'impedenza di ingresso tendente a zero e un rapporto di tensione molto favorevole ($n \rightarrow 5000$). Questa condizione può essere utile quando il generatore è in grado di fun-

zionare come 'generatore di corrente'. Ovvero, è possibile attraversare la risonanza serie facendo $C_2/2C_1$, un pò più piccolo della percentuale di banda passante voluta.

In figura 5, a scopo di esempio, sono riportati i diagrammi di 'n' e dei valori assunti da $|wC, Z_{11}|$ al variare di ω/ω_0 per $Q=5000$, $\frac{C_2}{C_1} = 0.1$.

E) - Ringrazio il Prof. G. Salvini per avermi sottolineato il notevole interesse della linea di ricerca che qui mi sono sforzato di seguire.

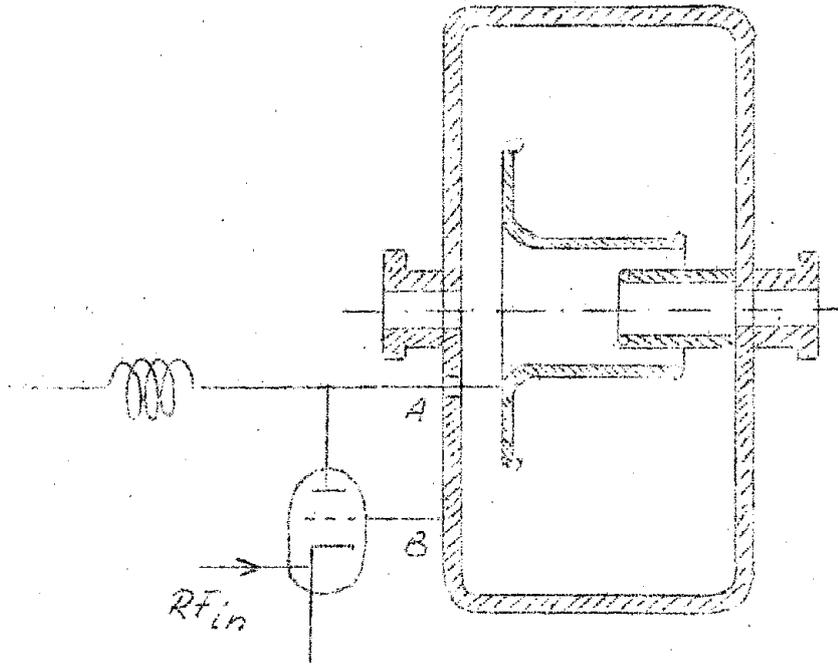


FIG. 1

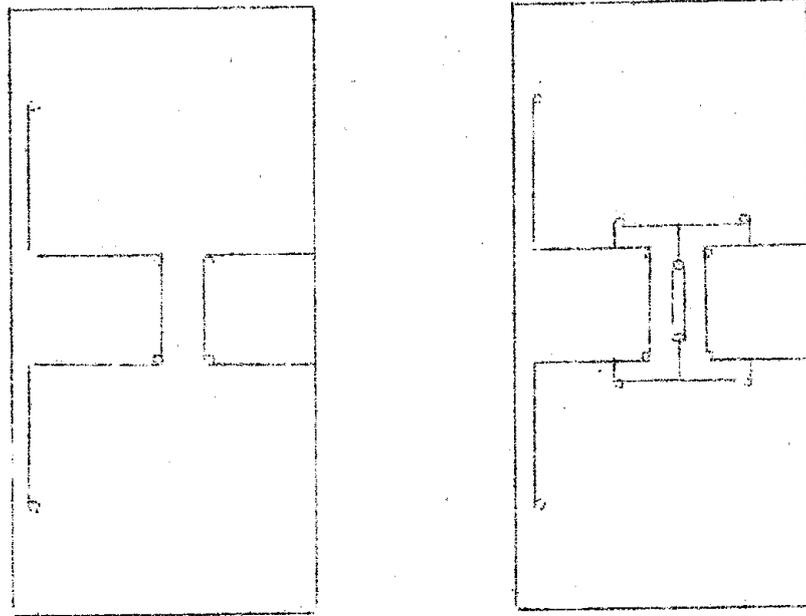


FIG. 2

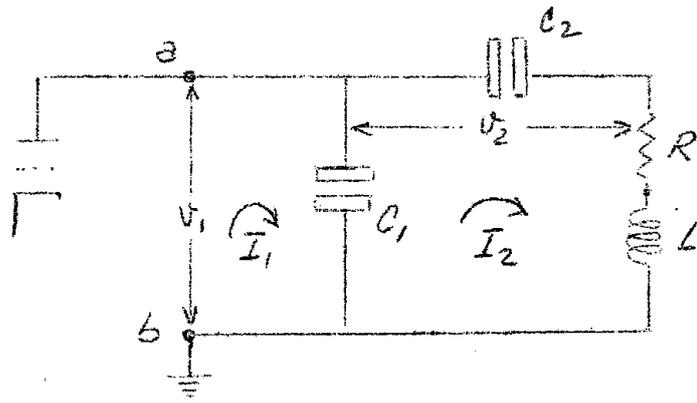


FIG. 3

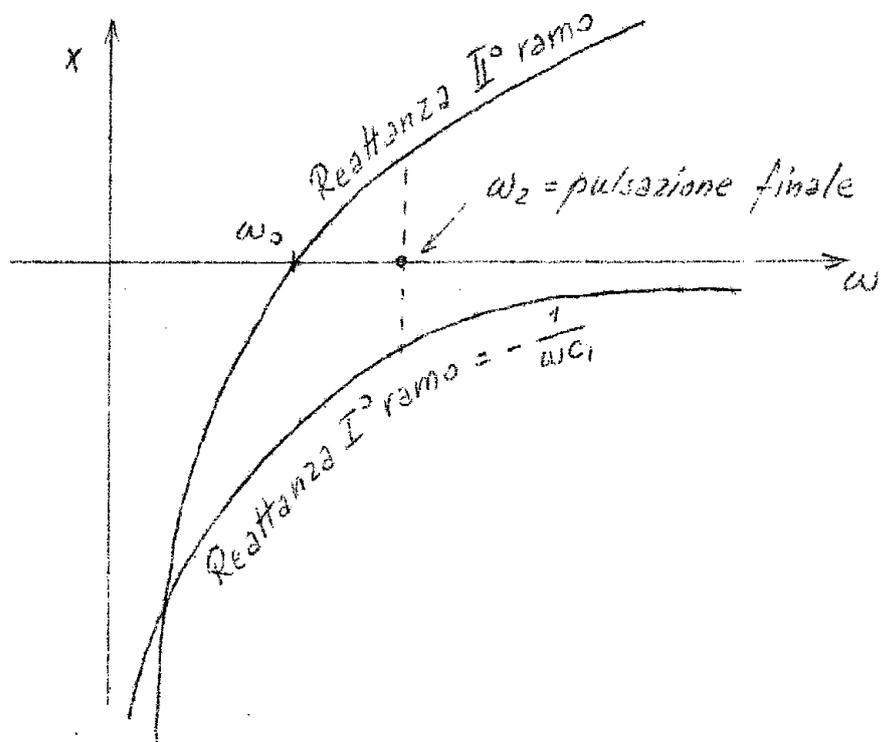


FIG. 4

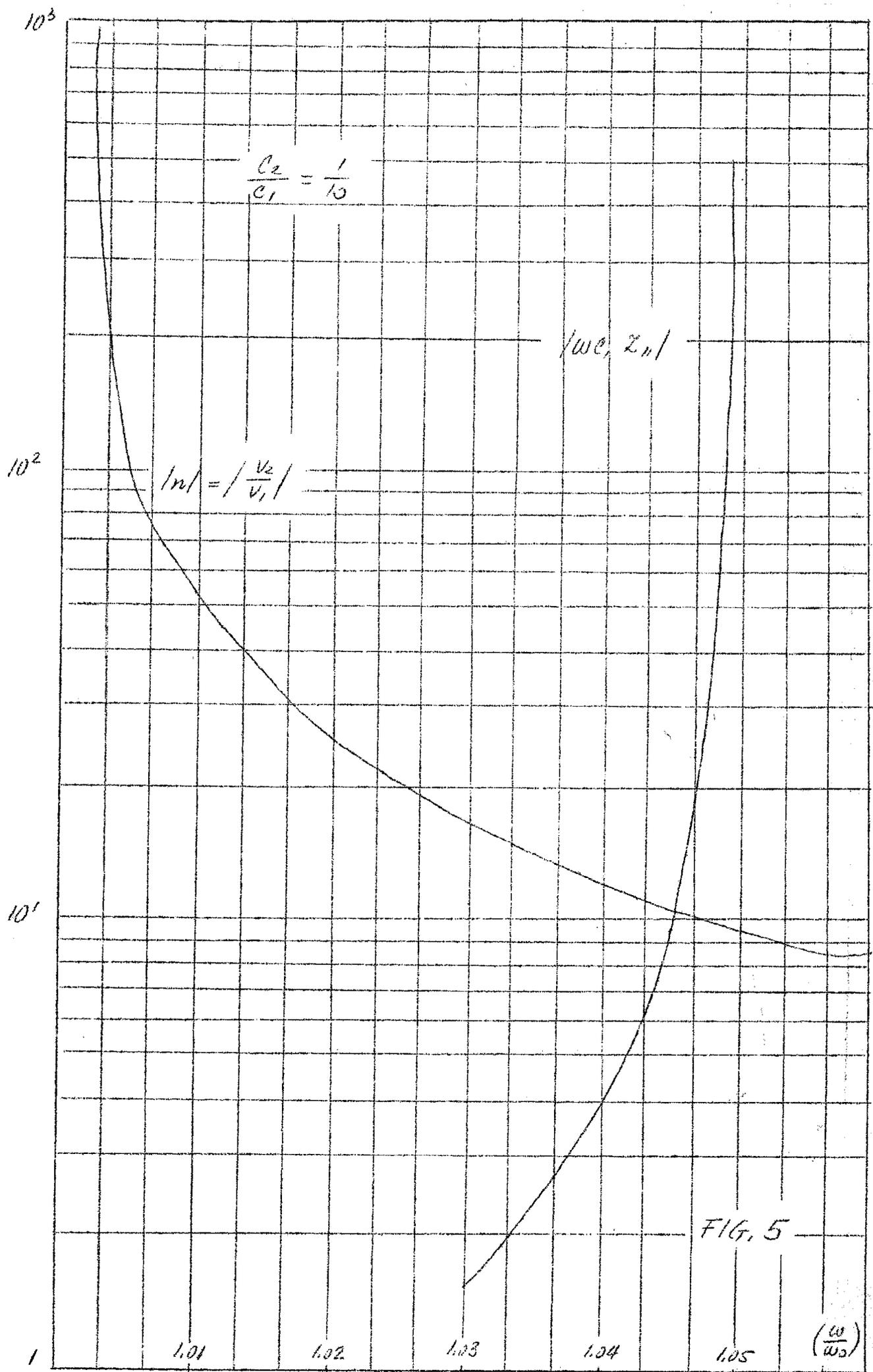


FIG. 5