

迴旋加速器 D 形盒电路頻率自动微調

謝 義 沈行方

(中国科学院原子能研究所)

本文提出了迴旋加速器 D 形盒电路頻率自动微調原理与装置用以稳定 D 形盒高频电压,并比較了失諧相移的理論計算与实验数据。

任务的提出

D 形盒高频电压为迴旋加速器主要参数之一,必須加以稳定,才能滿足物理实验的要求;并为迴旋加速器全盘自动化提供一先决条件。D 形盒高频电压稳定包括两个内容,即:

1. D 形盒电路自然頻率的稳定,以共振于高频机的工作頻率。
2. 高频电压幅度的稳定。

本文談的是解决 D 形盒电路自然頻率的自动稳定問題,其中包括 D 形盒电路頻率自动微調原理与装置。經驗証明,該装置工作良好,加上高频电压幅度的稳定装置后,可保証在长期連續状态工作下 D 形盒高频电压稳定度达到 0.5%。

理論基础

关于迴旋加速器 D 形盒电路的理論与实验我們已做过一系列的工作^[1]。茲引据該文中几个重要結論,以闡述 D 形盒电路頻率自动微調的理論基础。迴旋加速器的 D 形盒电路,如图 1 所示,由两个 D 形盒与两个同軸筒所組成。D 形盒电路与高频机的配接系通过輸送綫末端的耦合圈。两 D 形盒对地及相互間分別組成电容 C_{D_1} 、 C_{D_2} 及 C_{12} 。两同軸筒的长度 l 均小于工作波长 λ 的四分之一,相当于一电感 L_{1_1} 或 L_{1_2} 与一电容 C_{1_1} 或 C_{1_2} 并联。輸送綫耦合圈与同軸筒間組成互感 M_1 或 M_2 , 故得 D 形盒电路的等值电路如图 2 所示。

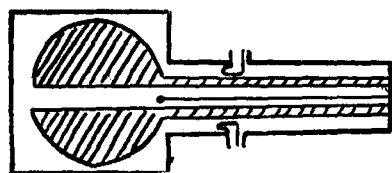


图 1 迴旋加速器的 D 形盒电路

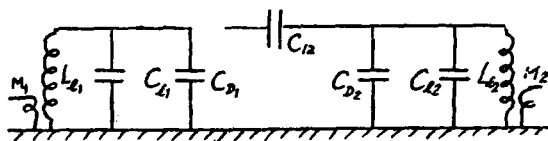


图 2 D 形盒电路的等值电路

同軸筒的等值电容为

$$C_l = \frac{1}{4\omega W} \frac{2ml - \sin 2ml}{\sin^2 ml}, \quad (1)$$

其中 W 为同軸筒的特性阻抗, $\omega = 2\pi f$, f 为工作頻率, $m = \frac{2\pi}{\lambda}$ 。

同軸筒的等值电感为

$$L_l = \frac{4W}{\omega} \frac{\sin^2 ml}{2ml + \sin 2ml}. \quad (2)$$

互感 M 决定于耦合圈相对同軸筒的几何形状。

D形盒电路乃两自由度的耦合电路,計有两个自然频率,其数值决定于方程

$$\omega^2 = \frac{1}{L_1 \left[C_1 + C_{12} \left(1 + \frac{1}{N} \right) \right]} = \frac{1}{L_2 [C_2 + C_{12} (1 + N)]}, \quad (3)$$

其中 $L_1 = L_{11}$, $L_2 = L_{12}$, $C_1 = C_{D1} + C_{11}$, $C_2 = C_{D2} + C_{12}$, N 为两D形盒对地的电压比.

为了加速离子, D形盒电路工作于下频率. 在完全对称的条件下, 自(3)式直接求得工作频率

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C + 2C_{12})}}$$

令由于热效应而产生的D形盒对地电容的变动为

$$C_1 = C(1 + \alpha_1), \quad C_2 = C(1 + \alpha_2), \quad (4)$$

其中 α_1, α_2 为两D形盒电容的变动率.

将(4)式代入(3)式可解得工作频率 ω 与两D形盒电容变动率的关系如下:

$$\omega = \omega_0 \left\{ 1 - \frac{C}{4(C + 2C_{12})} (\alpha_1 + \alpha_2) + \frac{3C^2}{32(C + 2C_{12})} (\alpha_1 + \alpha_2)^2 - \dots \right\}. \quad (5)$$

当达工作频率时, D形盒电路可分成两个各具有一个自由度的电路. 其换算到耦合圈处的等值电路如图3所示.

等值电感

$$L_s = \frac{W}{4\omega} \frac{2ml + \sin 2ml}{\cos^2 ms}, \quad (6)$$

其中 S 为耦合圈与同轴筒短路片间的距离.

等值电阻

$$r_s = \frac{W}{4Q} \frac{2ml + \sin 2ml}{\cos^2 ms}, \quad (7)$$

其中 Q 为D形盒电路的质量因素.

耦合圈电流 I_ϕ 与迴路电流 I_s 的关系为

$$I_s = \frac{j\omega M I_\phi}{r_s [1 + j\beta]}, \quad (8)$$

其中失谐因素 $\beta = \frac{2Q}{\omega} (\omega_r - \omega)$.

高频机工作频率 ω_r 乃一常数, 根据(5)可得失谐因素与D形盒电容变动率的函数关系. 故D形盒电路的失谐反映于两电流 I_ϕ 与 I_s 间的相移.

D形盒对地电压为

$$U = jW \tan ml \cdot I_n \cos ml = jW \frac{\sin ml}{\cos ms} I_s, \quad (9)$$

其中 I_n 为同轴筒的腹电流.

将(8)代入(9)得

$$U = jW \frac{\sin ml}{\cos ms} \frac{j\omega M I_\phi}{r_s [1 + j\beta]}.$$

利用(2), (6)得

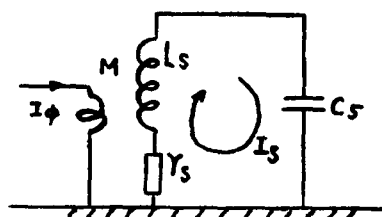


图3 换算到耦合圈处的等值电路

$$U = K \frac{j\omega MI_{\phi}}{1 + j\beta} \quad (10)$$

其中电压传递比为

$$K = \frac{j}{r_s} \sqrt{\frac{L_s}{C + 2C_{12}}}$$

当共振时,即 $\beta = 0$, 高频机输入D形盒电路的单边功率为

$$P_2 = \frac{r_s}{2} I_s I_s^*$$

其中 I_s^* 为 I_s 的共轭向量。将(9)式代入,则得

$$P_2 = \frac{\omega}{2Q} (C + 2C_{12}) U U^*$$

此乃我們所熟悉的公式。

根据(10)繪得D形盒电路的普遍性共振曲线如图4所示,其中 θ 为D形盒电压 U 与感应电动势 $E_{\phi} = j\omega MI_{\phi}$ 間的相移。

应该指出,D形盒电路的普遍性共振曲线与负载状态,即与 Q 值、工作频率、电路参数 $L_s, C + 2C_{12}$ 等无关。故可应用于任何迴旋加速器的任何工作状态下的D形盒电路。

根据上述理论的研究,可以利用D形盒电压 U 与耦合圈电流 I_{ϕ} 間的相移,通过相位检波器来自动调D形盒电路的自然频率。

如在同轴筒上加一小耦合圈,则得其感应电动势为

$$U_t = j\omega M_t I_s = j\omega M_t \frac{\cos mt}{\cos ms} I_s \quad (11)$$

其中 t 为该小耦合圈与同轴筒短路片間的距离, M_t 为其互感。

将(8)代入(11)得

$$U_t = K_t \frac{j\omega M_t I_{\phi}}{1 + j\beta} \quad (12)$$

其中电压传递比为 $K_t = \frac{j\omega M_t \cos mt}{r_s \cos ms}$ 。

所以也可以利用附加小耦合圈的感应电动势 U_t 与输送线耦合圈电流 I_{ϕ} 間的相移,通过相位检波器来自动控制D形盒电路的自然频率。经过研究后我們决定采用后面这个办法。

实用装置与实验数据

相位检波器采用一般平衡电路,如图5所示。输入讯号采用附加小耦合圈的感应电动势 U_t 与输送线耦合圈的电流 I_{ϕ} 。设 OP, OA, OB 間的高频电压相等,则相位检波器的输出电压为

$$E = E_1 - E_2 \propto \cos\left(\frac{\theta}{2} + \frac{\pi}{4}\right) \quad (13)$$

其中 θ 为两讯号 U_t 与 I_{ϕ} 間的相移。

通过移相器,当D形盒电路共振时,即 $\beta = 0$ 时,令 $E = 0$;当D形盒电路往一边失谐

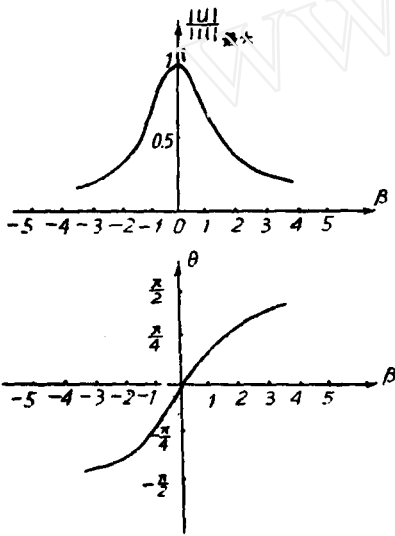


图4 D形盒电路的普遍性共振曲线

时,令 E 为正;当 D 形盒电路往另一边失谐时,令 E 为负;这样我们就可以利用输出讯号 E 通过直流放大器来控制微调电容而自动稳定 D 形盒电路的自然频率。

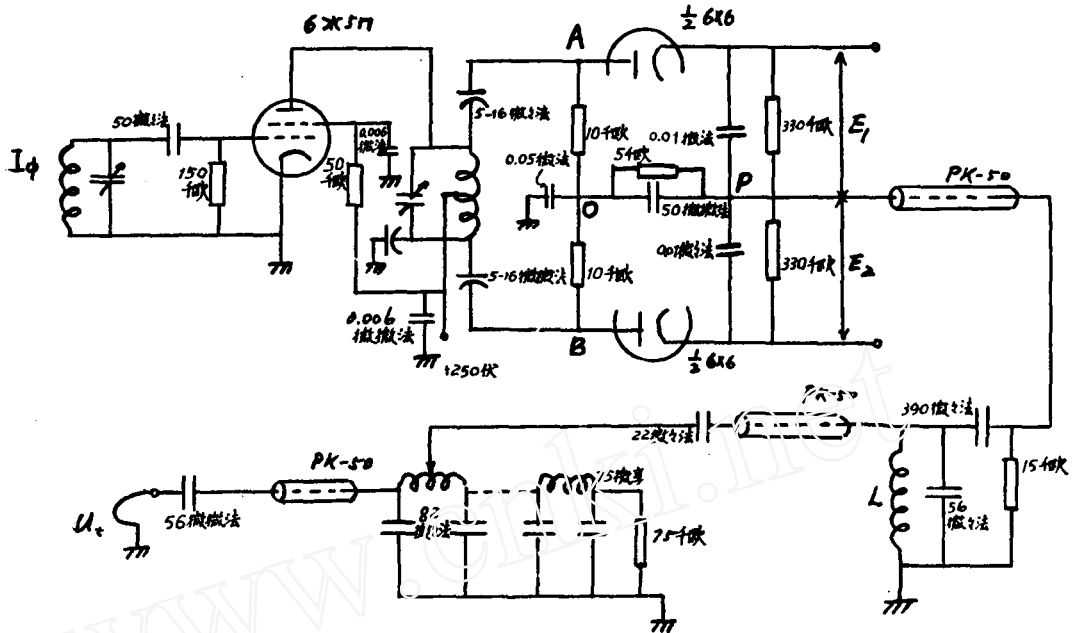


图5 相位检波器

輸入訊号 I_ϕ 必須注意消除輸送綫的电压感应。为了减小高次諧波影响,我們增加了一高频放大器,如图5所示。

直流放大器采用一般对称电路,如图6所示。为了压制微调电容的机械振荡,直流放大器工作于脉冲状态。当輸入端 a, b 出現电压 E 时,如 a 相对 b 为正,继电器 P_2 动作,因而继电器 P_4 启动推进微调电容器的马达使 D 形盒电路的自然频率趋近于高频机工作频率,即 $\omega \rightarrow \omega_r$ 。然后常工作的继电器 P_3 断开,而令 P_2 电路中串入一高电阻强迫其停止工作。于是 P_3 恢复工作,电容开始放电,令直流放大器回到原状。如 D 形盒电路仍呈失谐状态,則該工作过程将一直重复到 D 形盒电路达到共振为止。

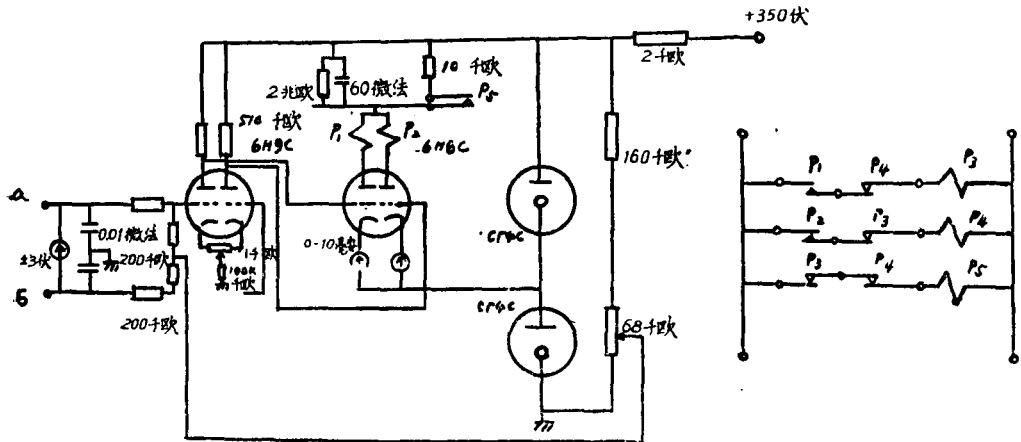


图6 直流放大器

P_3, P_4 ——控制微调电容的继电器; P_5 ——控制脉冲工作的继电器。

利用双綫示波器可直接观察到,当D形盒电路失諧时,两輸入訊号 U_i 与 I_ϕ 間的相移情况。相位检波器輸出电压 E 与失諧因素 β 的理論計算(參看(13)式)与实验数据的比較可見图7。显然,理論与实验相当吻合。

經驗証明,D形盒电路頻率微調装置工作良好。如加上高频电压幅度的稳定装置,可保証在长期連續状态工作下,D形盒高频电压稳定度达到0.5%。

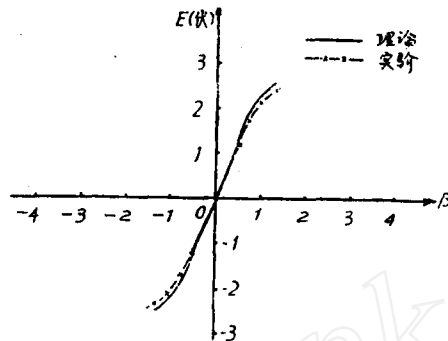


图7 $E(\beta)$ 函数曲线

本工作是向1959年国庆十周年献礼的项目之一。

参 考 文 献

[1] 謝鐵: 迴旋加速器的D形盒电路, 原子能科学技术, 1959年, 11月。

(編輯部收稿日期1961年10月12日)

(上接第92頁)

中一个电站已經申請了建造許可。反应堆的类型还没有选定。考虑了加压水堆、沸騰水堆和气冷石墨反应堆(卡得豪尔型)等方案。一个电站(在托勒多附近)的建造计划在1968年完成,另一个(在塞維利亚附近)将在1970年完成。("Nucleonics", 16, No. 6 25, 1961.)

澳大利亚 在澳大利亚的鈾矿开采公司的年度报告中宣称,1960年氧化鈾的生产达到了668吨,去年曾生产了659吨。采用选别矿石的采掘法和采

用分选装置在很大程度上促进了生产的提高。在分选装置上装有电子设备。("Applied Atomic", No. 286, 12, 1961.)

意大利 在1962年金属鈾的生产預計增加到40.8吨。("Canadian Mining Journal", 82, No. 3, 115, 1961.)

葡萄牙 正在计划建造一座年产200吨金属鈾的生产工厂。这座工厂将用本国原料生产。("Canadian Mining Journal", 82, No. 3, 116, 1961.)