

迴旋加速器的 D 电路

謝 義

(中国科学院原子能研究所)

系統地闡述迴旋加速器 D 电路的理論基礎与實驗方法, 建議測定 D 电路各电容、及 D 电路与高频机配接的方法, 并比較理論計算与實驗数据。

§ 1. 任务的提出

在党的领导下, 苏联无私帮助下, 一九五八年九月底我国第一部迴旋加速器已投入生产, 一年来完成了不少的物理实验, 并对迴旋加速器本身进行了科学技术研究, 解决了一系列问题, 本文专报告我们在迴旋加速器的 D 电路方面所做的工作。应该指出: 迴旋加速器 D 电路的理論基础与实验方法在国外所做的工作不多^[1-6]。并且有些关键问题至今尚未彻底解决, 所以我们的任务是: 系统地分析迴旋加速器的 D 电路, 提出较完整的理論基础, 讨论实验与调整方法。例如 D 电路各电容的测定就现在所知, 在世界上尚无一完善的方法, 我们建议通过耦合系数来测定这些电容, 理論計算与实验数据都证明该方法又精确又简便。至于 D 电路与高频机的配接, 在国外均须经过长期的试验还只能获得定性的结果, 我们建议利用高频电桥及各种负载下的质量因素测定来配接 D 电路于高频机, 不但可大量缩短试验时间, 并能获得定量的结果。

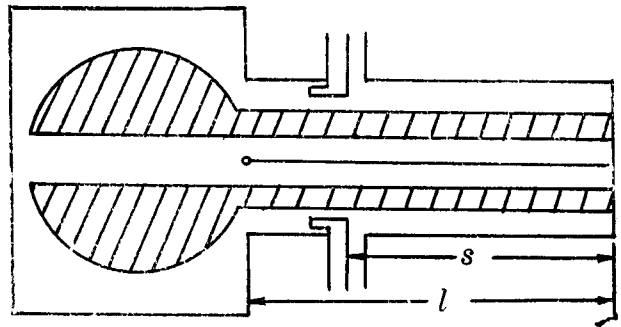


图 1 迴旋加速器的 D 电路

§ 2. 理論基础

迴旋加速器的 D 电路, 如图 1 所示, 由两个 D 形电极、两个同轴筒所组成。D 电路与高频机的配接是通过输送线末端的耦合圈, 其与同轴筒短路片的距离为 s 。两 D 形电极对地及互相間分别组成电容 C_{D1} 、 C_{D2} 、 C_{12} , 两同轴筒长度 l 均小于工作波长 λ 的四分之一, 相当于一电感 L_{11} 或 L_{12} 与一电容 C_{11} 或 C_{12} 并联, 输送线末端的耦合圈与同轴筒组成互感 M_1 及 M_2 , 得 D 电路的等值电路如图 2 所示。

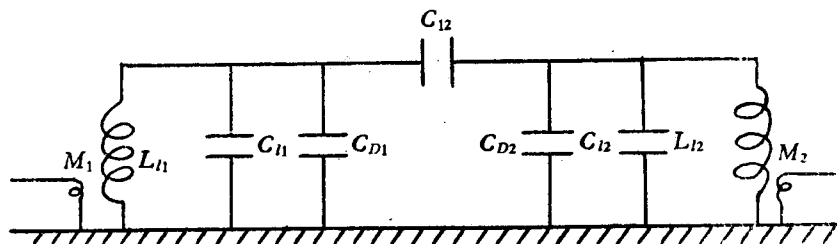


图 2 迴旋加速器 D 电路的等值电路

同轴筒相对于开端电压 U_1 的等值电容 C_l 决定于静电能量方程

$$W_{C_l} = \frac{1}{2} C_l U_1^2 = \frac{C_0}{2} \int_0^l U_n^2 \sin^2 mx dx,$$

其中 C_0 为同轴筒单位长度分布电容, U_n 为腹电压, $m = \frac{2\pi}{\lambda}$, 于是得

$$C_l = \frac{C_0 l}{\sin^2 ml} \frac{2ml - \sin 2ml}{4ml} = \frac{1}{4\omega W_l} \frac{2ml - \sin 2ml}{\sin^2 ml}, \quad (2.1)$$

其中 W_l 为同轴筒的特性阻抗, $\omega = 2\pi f$, f 为工作频率.

当 $l \ll \lambda$ 时, (2.1) 可写成

$$C_l = \frac{C_0 l}{3} \left[1 + \frac{2}{15} (ml)^2 + \dots \right] \quad (2.2)$$

一般可令 $C_l = \frac{C_0 l}{3} = \frac{10l}{W_l}$, 其中 C_l , l 以厘米为单位, W_l 以欧姆为单位.

同轴筒相对于开端电压 U_l 的等值电感 L_l 决定于动电能量方程

$$W_{L_l} = \frac{L_l}{2} \left(\frac{U_l}{\omega L_l} \right)^2 = \frac{L_0}{2} \int_0^l I_n^2 \cos^2 mx dx,$$

其中 L_0 为同轴筒单位长度分布电感, I_n 为腹电流, 得

$$L_l = \frac{4L_0 l \sin^2 ml}{ml(2ml + \sin 2ml)} = \frac{4W_l}{\omega} \frac{\sin^2 ml}{2ml + \sin 2ml}. \quad (2.3)$$

当 $l \ll \lambda$ 时, (2.3) 可写成

$$L_l = L_0 l \left[1 - \frac{(ml)^4}{45} - \dots \right]. \quad (2.4)$$

一般可令 $L_l = L_0 l = W_l l / 30$, 亦以厘米为单位.

自 (2.1)(2.3) 得视入同轴筒的阻抗为

$$\frac{L_l / C_l}{j \left(\omega L_l - \frac{1}{\omega C_l} \right)} = j W_l \operatorname{tg} ml, \quad (2.5)$$

此即电路网络教科书上所熟悉的公式.

输送线末端的耦合圈与同轴筒所组成的互感 M 由图 3 所示的几何形状决定之, 假定通过

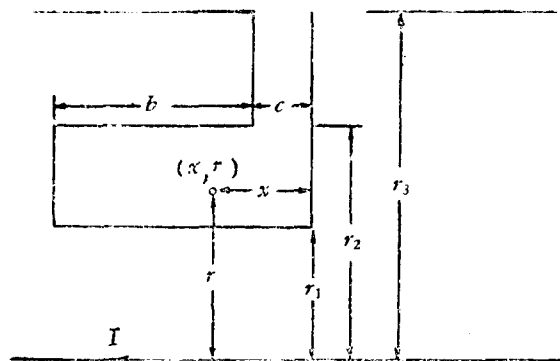


图 3 耦合圈与同轴筒的相对几何形状

同轴筒中心线的电流为 I , 耦合圈与该中心线成一角度 θ , 则根据 Faraday 定律感应入耦合圈的电动势为

$$\omega M I = \iint \omega \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = 2\omega I \cdot 10^{-7} \iint \frac{ds}{r},$$

得互感为

$$M = 2 \cdot 10^{-7} \iint \frac{ds}{r} = 2 \cdot 10^{-7} \left\{ \int_0^{(b+c)\cos\theta} \int_{\sqrt{x^2 \operatorname{tg}^2 \theta + r_1^2}}^{\sqrt{x^2 \operatorname{tg}^2 \theta + r_2^2}} \frac{dr}{r} dx + \int_0^{c \cdot \cos\theta} \int_{\sqrt{x^2 \operatorname{tg}^2 \theta + r_2^2}}^{\sqrt{x^2 \operatorname{tg}^2 \theta + r_3^2}} \frac{dr}{r} dx \right\},$$

其中各符号关系见于图 3.

积分结果得

$$\begin{aligned} \frac{10^7}{2}M &= \frac{(b+c)\cos\theta}{2}\ln\frac{(b+c)^2\sin^2\theta+r_2^2}{(b+c)^2\sin^2\theta+r_1^2} + \\ &+ \frac{r_2}{\operatorname{tg}\theta}\operatorname{tg}^{-1}\left[\frac{b+c}{r_2}\sin\theta\right] - \frac{r_1}{\operatorname{tg}\theta}\operatorname{tg}^{-1}\left[\frac{b+c}{r_1}\sin\theta\right] + \\ &+ \frac{c\cdot\cos\theta}{2}\ln\frac{c^2\sin^2\theta+r_2^2}{c^2\sin^2\theta+r_1^2} + \\ &+ \frac{r_3}{\operatorname{tg}\theta}\operatorname{tg}^{-1}\left[\frac{c\cdot\sin\theta}{r_3}\right] - \frac{r_2}{\operatorname{tg}\theta}\operatorname{tg}^{-1}\left[\frac{c\cdot\sin\theta}{r_2}\right], \end{aligned} \quad (2.6)$$

其中 M 以亨利为单位,长度以米为单位.

当 $\theta = 90^\circ$ 时,自(2.6)得 $M = 0$, 其物理意义甚显,因当耦合圈与同轴筒中心线成直角时,无磁通量经过耦合圈,即 $\mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = 0$, 或 $M = 0$; 当 $\theta = 0^\circ$ 时, M 为最大,自(2.6)得

$$M_{\max} = 2 \cdot 10^{-7} \left\{ (b+c)\ln\frac{r_2}{r_1} + c\ln\frac{r_3}{r_2} \right\}. \quad (2.7)$$

互感 M 显为角度 θ 的对称函数,根据(2.6)画得图 4 所示的曲线,以便工程应用.

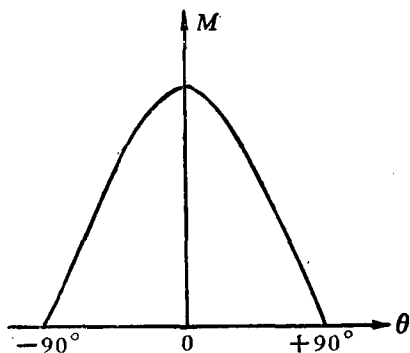


图 4 互感 M 与角度 θ 的关系

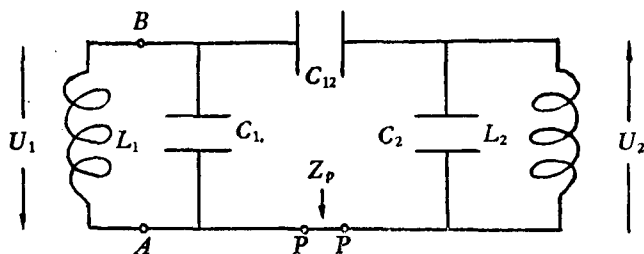


图 5 D 电路的简化等值电路

D 电路系二自由度的耦合电路,其质量因数 Q 相当高,且 D 电路与输送线的耦合极其微弱,故求其自然频率可忽视其损耗与耦合,得图 5 所示的简化等值电路,其中 $L_1 = L_{11}$, $L_2 = L_{22}$, $C_1 = C_{D1} + C_{11}$, $C_2 = C_{D2} + C_{22}$.

D 电路共振时,自任意两节点 A, B 视入的导纳当为 0,即

$$Y_{A,B} = j\left(\omega C_{11} - \frac{1}{\omega L_1}\right) - \frac{(j\omega C_{12})^2}{j\left(\omega C_{22} - \frac{1}{\omega L_2}\right)} = 0,$$

得 D 电路两自然频率的方程

$$(\omega^2 - \omega_{11}^2)(\omega^2 - \omega_{22}^2) - \omega^4 K^2 = 0, \quad (2.8)$$

其中部分电路自然频率 $\omega_{11} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_{11}}}$, $\omega_{22} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_{22}}}$, 电容 $C_{11} = C_1 + C_{12}$, $C_{22} = C_2 + C_{12}$,

$$\text{耦合系数 } K = \frac{C_{12}}{\sqrt{C_{11} C_{22}}}.$$

利用图解法,自(2.8)可得两个 D 电路的自然频率,设 D 电路对称,则自(2.8)可直接解得

$$\omega_b = \frac{\omega_0}{\sqrt{1-K}} \approx \omega_0 \left(1 + \frac{K}{2}\right), \quad (2.9)$$

$$\omega_H = \frac{\omega_0}{\sqrt{1+K}} \approx \omega_0 \left(1 - \frac{K}{2}\right), \quad (2.10)$$

其中 $\omega_0 = \omega_{11} = \omega_{22}$.

显然 $\omega_b > \omega_H$, 故命 ω_b 为上频率, ω_H 为下频率.

自(2.9)(2.10)得耦合系数与诸频率的关系

$$K = \frac{\omega_b - \omega_H}{\omega_0}. \quad (2.11)$$

从任意两节点 A、B 视入 D 电路的阻抗 $Z_{A,B}$. 当如图 6 所示, 因实际电路具有损耗, 两峰乃有限值, 根据(2.11)两自然频率相对数值的差即等于耦合系数.

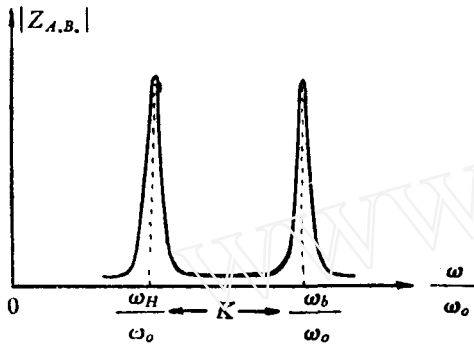


图 6 D 电路的共振曲线

(2.9)、(2.10)、(2.11) 亦可直接根据物理意义

求得之, 设图 5 为对称电路, 并假定两 D 极对地电压 U_1 、 U_2 同值同相, 则可不计同电位间的元件 C_{12} , 而得一自然频率

$$\omega_b = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_1 (C_1 + C_{12}) \left(1 - \frac{C_{12}}{C_1 + C_{12}}\right)}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1-K}}. \quad (2.12)$$

如假定 U_1 、 U_2 同值反相, 则电容 C_{12} 必有一地电位面而分 C_{12} 为两部分, 每部分为电容 $2C_{12}$, 是得另一自然频率

$$\omega_H = \frac{1}{\sqrt{L_1 (C_1 + 2C_{12})}} = \frac{1}{\sqrt{L_1 (C_1 + C_{12}) \left(1 + \frac{C_{12}}{C_1 + C_{12}}\right)}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1+K}}. \quad (2.13)$$

由此得结论: 当上频率时, 两 D 极对地电压系同相, 当下频率时则反相, 故为了加速荷电粒子 D 电路均工作于下频率, 该结论对一般非对称 D 电路仍属真实, 可由下述阻抗图解证明之, 图 5 等值电路中自任意点 P 剖开而视入的阻抗 Z_p 为频率的函数, 如图 7 所示, 其中假定

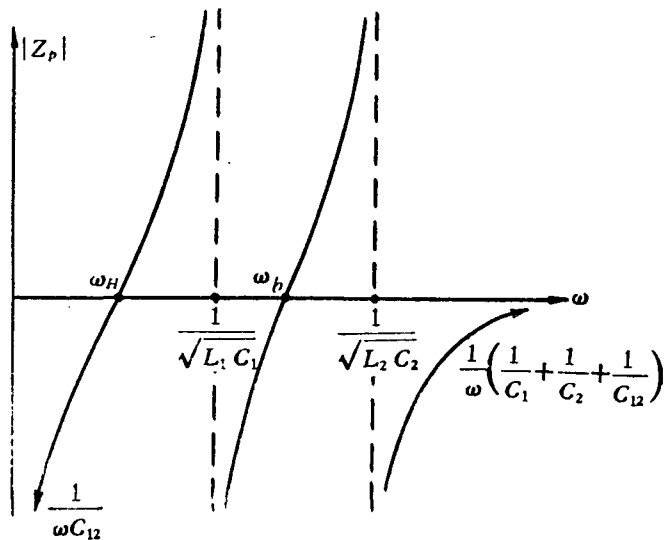


图 7 D 电路的串联阻抗特性曲线

$$\frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} < \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$$

因 $\frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} < \omega_b < \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$, 当上频率时, 电路 $L_1 C_1$ 为容抗, 电路 $L_2 C_2$ 为感抗, 故由閉迴路电流所形成的两D极对地电压系同相; 但 $\omega_n < \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} < \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$, 当下频率时, 电路 $L_1 C_1$ 与电路 $L_2 C_2$ 均为感抗, 故由閉迴路电流所形成的两D极对地电压系反相。如D电路对称, 则自图7得 $\frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$ 与(2.12)相符合。D电路既工作于下频率, 故以下讨论均指下频率来说的。

图5所示一般非对称D电路两D极对地电压 U_1 、 U_2 不相等, 既反相则 C_{12} 必有一地电位面分該耦合电容为两部分 C'_{12} 、 C''_{12} , C'_{12} 併入电路 $L_1 C_1$, C''_{12} 併入电路 $L_2 C_2$, 电压当与电容成反比, 即

$$N = \frac{U_1}{U_2} = \frac{C''_{12}}{C'_{12}} \quad (2.14)$$

但 $C_{12} = \frac{C'_{12} C''_{12}}{C'_{12} + C''_{12}}$, 于是得 $C'_{12} = C_{12} \left(1 + \frac{1}{N}\right)$, $C''_{12} = C_{12} (1 + N)$ 。显然, 共振条件可写成

$$\omega^2 = \frac{1}{L_1 \left[C_1 + C_{12} \left(1 + \frac{1}{N}\right) \right]} = \frac{1}{L_2 [C_2 + C_{12} (1 + N)]} \quad (2.15)$$

此亦即自然频率方程, 易证明(2.15)具有两个实根, 一正一负 N_+ 、 N_- 。根据(2.14)负根表示耦合电容 C_{12} 中无地电位面, 即两D电压同相, 观察(2.15)得 $\omega(N_-) > \omega(N_+)$, 即当上频率时, 两D电压同相, 而当下频率时, 两D电压反相, 与图7所得的结论相符合。设D电路对称, 立即解得(2.15)两根为 $N_+ = 1$, $N_- = -1$, 再代入(2.15)则得以前已经讨论过的结果(2.12)(2.13)。

根据(2.14)可说明调整两D电压比例 $\frac{U_1}{U_2}$ 的方法: 如要增大 $\frac{U_1}{U_2}$, 必须增大 $\frac{C''_{12}}{C'_{12}}$, 另一方面由于自然频率不变, 根据(2.15)要增大 $\frac{C''_{12}}{C'_{12}}$ 必须增大 $\frac{C_1}{C_2}$, 故为了提高 $\frac{U_1}{U_2}$, 应调整微调电容令 $\frac{C_1}{C_2}$ 上升。

D电路的质量因素 Q 为一多变数的复杂函数, 其数值决定于制造材料、技术、清洁度、真空度、电压状态(即包括幅度、频率、脉冲等因素)、离子源、离子束状态等等。根据定义, D电路质量因素为电抗功率与电阻功率的比值, 即

$$Q = \frac{P_t}{P_{\sim}} = \frac{\omega}{2P_{\sim}} [(C_1 + C'_{12})U_1^2 + (C_2 + C''_{12})U_2^2], \quad (2.16)$$

其中 $C'_{12} = C_{12} \left(1 + \frac{1}{N_+}\right)$, $C''_{12} = C_{12} (1 + N_+)$ 。

故高频机必须供给D电路的功率为

$$P_{\sim} = \frac{\omega}{2Q} [(C_1 + C'_{12})U_1^2 + (C_2 + C''_{12})U_2^2]. \quad (2.17)$$

同轴筒短路片处的电流 I_n 非常大, 要求接触良好, 一般附加弹簧压力, 并需水冷, 該腹电流 I_n 可求之如下: 同轴筒开端电流 $I_l = I_n \cos ml$ 为电压 U_l 与阻抗 $W_l \operatorname{tg} ml$ 的比值, 即 $I_n \cos ml = U_l / W_l \operatorname{tg} ml$, 于是得

$$I_n = \frac{U_l}{W_l \sin ml}, \quad (2.18)$$

其中 U_l 亦即該相应 D 极对地的电压。

§ 3. 参数测定

1) 同轴筒长度 l 的测定.

理論計算可假設 D 电路完全对称, 工作經驗与实验数据亦証明 D 电路基本上是对称的. 根据几何形状可估計两 D 极对地电容 $C_1 = C_2 = C$ 与耦合电容 C_{12} , 从而估計耦合系数 $K = \frac{C_{12}}{C + C_{12}}$, 对指定的工作頻率 f_H , 根据(2.10)可算出部分电路自然頻率

$$f_0 = f_H \left(1 + \frac{K}{2}\right). \quad (3.1)$$

根据(2.5)可估計同轴筒长度

$$l = \frac{C}{\omega_0} \operatorname{tg}^{-1} \frac{1}{W_l \omega_0 (C + C_{12})}. \quad (3.2)$$

实际测定时, 先将两同轴筒短路片置于(3.2)所估計的长度处, 两个微調电容均处于中心位置, 将一 D 极用寬銅带接地, 另一 D 极接一真空管电压表, 注意其輸出阻抗必須很大以免影响 D 电路. 从耦合圈使标准振盪器激发該部分电路; 調整頻率令真空管电压表指示最大, 即得該部分电路的自然頻率, 用外差頻率計測定之. 如所測得的 f_0 比(3.1)所估計的数值大, 必須增大 l , 反之則必須减小 l . 根据(3.2)可求得

$$\frac{\Delta \omega_0}{\Delta l} = - \frac{\omega_0}{l} \frac{2ml}{\sin 2ml + 2ml}, \quad (3.3)$$

即在小范围内 $\frac{\Delta \omega_0}{\Delta l}$ 乃一常数, 所以第一次变动长度 Δl , 測得相应的頻率变动 $\Delta \omega_0$ 就获得該

常数 $\frac{\Delta \omega_0}{\Delta l}$. 根据該常数可精確計算长度 l 应如何变动而令部分电路自然頻率 ω_0 的測定值与

(3.1)所估計的数值相吻合, 故一般仅須两次变动同轴筒短路片的位置, 即可測得长度 l .

同一方法可測得另一同轴筒的长度, 一般迴旋加速器所測得的两个同轴筒的长度基本上是相等的, 相差当在 3% 以内, 此即理論計算可假設 D 电路完全对称的实际根据.

2) 上下頻率 ω_b, ω_H 的测定.

两 D 极均接一真空管电压表, 从任何一边耦合圈使标准振盪器激发整个 D 电路, 調頻率, 測得图 6 所示的曲綫, 应注意在調整过程中保持标准振盪器輸入耦合圈的电流固定不变, 否則当 D 电路共振时, 真空管电压表并不指示最大, 根据所測得的共振曲綫, 即可决定上下頻率 ω_b, ω_H , 其中下頻率当等于所指定的工作頻率.

3) 耦合系数 K 的测定.

根据所測得的共振曲綫(图 6), 即可决定耦合系数 K .

4) 质量因素 Q 的测定.

环绕下頻率 ω_H 附近的共振曲綫方程为

$$\frac{|U|}{|U|_{\max}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{2Q}{\omega_H} (\omega - \omega_H)\right]^2}}, \quad (3.4)$$

于电压最大值的 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 处, 即 $\left[\frac{2Q}{\omega_H} (\omega - \omega_H)\right]^2 = 1$, 解得两个頻率 ω_1, ω_2 而得质量因素

$$Q = \frac{\omega_H}{\omega_2 - \omega_1}, \quad (3.5)$$

其中假定 $\omega_2 > \omega_1$.

5) D极对地电容 C 与耦合电容 C_{12} 的测定.

D极对地电容与耦合电容的测定在世界上尚无一正确的方法. 我們建議通过耦合系数来测定这些电容, 仍假设D电路完全对称, 得耦合系数

$$K = \frac{C_{12}}{C + C_{12}},$$

然后两D极間接一标准电容 C_{12}^* , 测得新的耦合系数

$$K^* = \frac{C_{12} + C_{12}^*}{C + C_{12} + C_{12}^*}.$$

联立该两方程, 即可解得各电容的数值:

$$C_{12} = \frac{K(1 - K^*)}{K^* - K} C_{12}^*, \quad (3.6)$$

$$C = \frac{(1 - K)(1 - K^*)}{K^* - K} C_{12}^*. \quad (3.7)$$

理論計算与实验数据都证明该方法又精确又简便.

§ 4. D电路与高频机的配接

D电路既工作于下频率, 耦合电容具有地电位面, 故整个D电路可分成两个一自由度的电路, 如图8所示, 其中一切等值元件均换算到耦合圈处, 耦合圈与同轴筒短路片的距离为 S .

相对于耦合圈处电流 I_s 的等值电感 L_s 决定于动电能方程

$$W_{L_s} = \frac{L_s}{2} I_s^2 \cos^2 mS = \frac{L_0}{2} \int_0^l I_n^2 \cos^2 mx dx,$$

于是得

$$L_s = \frac{W_l}{4\omega} \frac{2ml + \sin 2ml}{\cos^2 mS}. \quad (4.1)$$

相对于耦合圈处电流 I_s 的等值电阻为

$$r_s = \frac{\omega L_s}{Q} = \frac{W_l}{4Q} \frac{2ml + \sin 2ml}{\cos^2 mS}. \quad (4.2)$$

故当D电路共振时, 反射入输送线的阻抗为

$$R_H = \frac{(\omega M)^2}{r_s} = \frac{4Q(\omega M)^2}{W_l} \frac{\cos^2 mS}{2ml + \sin 2ml}. \quad (4.3)$$

根据(4.3)得结论: 如耦合圈愈接近同轴筒的短路片, 即 S 愈小, 则D电路反射入输送线的阻抗愈大, 其物理意义甚显, 如果 S 愈小, 则 I_s 愈大, 因而 r_s 愈小, 由是 R_H 愈大. 如以最大值为单位, 得 R_H 与 mS 的关系曲线如图9所示, 如互感 M 固定不变, 则可调整耦合圈与同轴筒短路片的距离以改变D电路反射入输送线的阻抗.

根据(2.6)与(4.3)可得 R_H 与 θ 的关系曲线族如图10所示, 其中以 Q 为参数. (4.3)示明 R_H 与 Q 成直线比例, 故图10各曲线相似而数值与 Q 成直线比例.

输送线负载阻抗 Z_H 除了 R_H 还得加上耦合圈本身感抗 $X_H = \omega L_H$, 即 $Z_H = R_H + jX_H$, 于

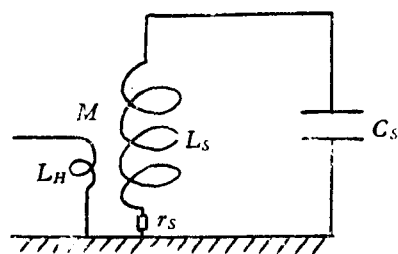


图8 换算到耦合圈处的等值电路

是得行波系数

$$K_{BB} = \frac{\sqrt{(R_H + W_\phi)^2 + X_H^2} - \sqrt{(R_H - W_\phi)^2 + X_H^2}}{\sqrt{(R_H + W_\phi)^2 + X_H^2} + \sqrt{(R_H - W_\phi)^2 + X_H^2}}, \quad (4.4)$$

其中 W_ϕ 为输送线的特性阻抗。易于证明(4.4)最大值位于

$$R_H = W_\phi, \quad (4.5)$$

此即 D 电路与高频机输送线的配接条件。

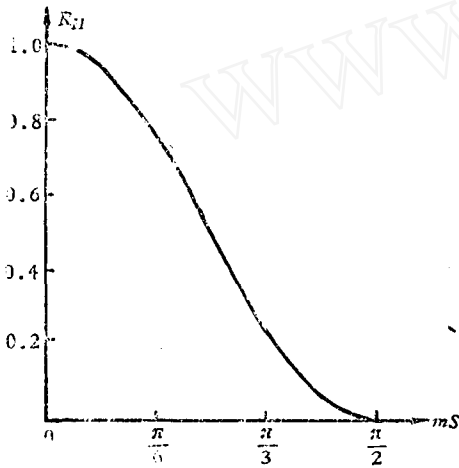


图9 反射阻抗 R_H 与耦合圈位置 s 的关系曲线

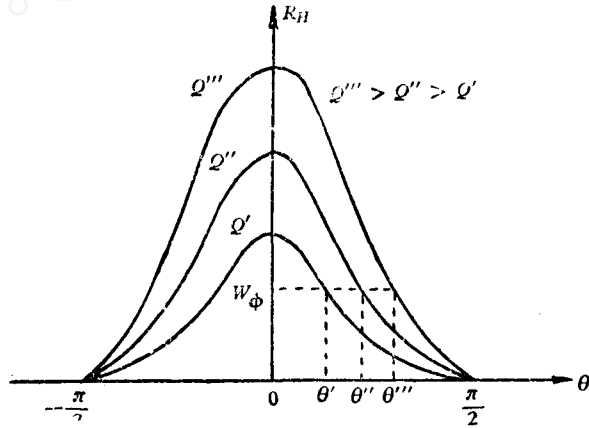


图10 D 电路反射入输送线的阻抗 R_H 与耦合圈相对同轴筒中心线角度 θ 的关系曲线族

至于如何调整耦合圈位置,即 s 、 θ ,以满足配接条件(4.5)是比较困难的工作,在国外均须经过长期的试验,令耦合圈置于各种不同的位置,以观察高频机工作状态,然后选择一最好的情况,所以不但多费时间,并且还只能得到定性的结果,为解决这困难,我们建议利用高频电桥及各种负载下的质量因素测定来配接 D 电路于高频机,不但能大量缩短试验时间,并能获得定量的结果。

将一 D 极用宽铜带接地,得一部分电路,显然该部分电路与图 8 所示等值电路的差别系以数量级 $\frac{C_{12}}{C}$ 为区别,自然频率 ω_H 改成 ω_0 对(4.3)公式的影响可以不考虑,所以我们的任务就变成如何配接部分电路于高频机的输送线。

D 电路的质量因素均以千计,故必须首先细致地激励部分电路到共振,即调整标准振荡器频率过程中必须保持输入耦合圈的电流不变,然后将这调整好的激励电源供给高频电桥,以测定部分电路反射入耦合圈的阻抗,显然该测定工作仅能在无负载时进行,于是得无负载时的阻抗曲线 $R_H(\theta, Q_0)$,其中无负载时的质量因素 Q_0 可按照 § 3 所述方法测定之。至于各种不同负载下的阻抗曲线 $R_H(\theta, Q)$ 根据(4.3)可按 Q 的直线比例求得之,即

$$R_H(\theta, Q) = \frac{Q}{Q_0} R_H(\theta, Q_0). \quad (4.6)$$

各种不同负载下的质量因素根据定义为

$$Q = \frac{P_p}{P_{\sim}} = \frac{\omega}{2P_{\sim}} [C_1 U_1^2 + C_2 U_2^2 + C_{12}(U_1 + U_2)^2], \quad (4.7)$$

仍假定 D 电路完全对称,(4.7)变成

$$Q = \frac{\omega}{P_{\sim}} (C + 2C_{12}) U^2, \quad (4.8)$$

其中电容 $(C + 2C_{12})$ 根据 § 3 测定方法为已知数, 故利用高频机输出功率表测定 P_{\sim} , D 电压表测定 U , 即可算出该负载下的质量因素, 最后根据 (4.6) 得到图 10 所示各种不同负载时的阻抗曲线族 $R_H(\theta, Q)$. 配接条件, 即直线 (4.5), 与曲线族 $R_H(\theta, Q)$ 的交点就决定各种不同负载时的耦合圈位置 $\theta(Q)$, 如果在某一负载时配接直线 (4.5) 与阻抗曲线无交点, 则必须根据图 9 曲线适当减小耦合圈与同轴筒短路片的距离 S , 以提高整个阻抗曲线, 而令其与配接直线产生交点, 即可能调整角度 θ 令 D 电路配接于高频机的输送线.

§ 5. 理论计算与实验数据

I. 理论计算

指定工作频率为 $f_H = 10,850$ 兆周, 输送线特性阻抗为 $W_{\phi} = 60$ 欧姆, 同轴筒特性阻抗为 $W_l = 64$ 欧姆, 无负载时的质量因素根据经验为 $Q_0 = 3000$, 考虑到各种负载下 Q 值的变动令耦合圈无负载时最大反射阻抗为 $R_H(\theta = 0^\circ, Q_0 = 3000) = 150$ 欧姆.

1) 根据几何形状估计 D 极对地电容为 $C = 400$ 微微法拉, 两 D 极间耦合电容为 $C_{12} = 10$ 微微法拉, 故耦合系数近似值为 $K = 0.8 \frac{C_{12}}{C} = 2\%$.

根据 (3.1) 部分电路自然频率为 $f_0 = f_H \left(1 + \frac{K}{2}\right) = 10,950$ 兆周, 波长为 $\lambda_0 = 27.4$ 米.

2) 根据 (3.2) 同轴筒长度为

$$l = \frac{\lambda_0}{2\pi} \operatorname{tg}^{-1} \frac{1}{W_l \omega_0 (C + C_{12})} = 2.2 \text{ 米.}$$

根据 (2.2) 同轴筒等值电容为 $C_l = 11.1 \frac{l}{W_l} = 38$ 微微法拉, 故耦合系数为

$$K = \frac{C_{12}}{C + C_l + C_{12}} = 2.2\%.$$

3) 耦合圈几何形状如图 3 所示: $b = 130$ 毫米, $c = 70$ 毫米, $r_1 = 165$ 毫米, $r_2 = 240$ 毫米, $r_3 = 290$ 毫米, 根据 (2.7), 当 $\theta = 0^\circ$ 时, 互感最大值为

$$M_{\max} = 2 \cdot 10^{-7} \left[(b + c) \ln \frac{r_2}{r_1} + c \ln \frac{r_3}{r_2} \right] = 1.85 \cdot 10^{-8} \text{ 亨利.}$$

根据 (4.3) 耦合圈与同轴筒短路片的距离 S 决定于方程

$$\cos \frac{2\pi}{27.4} S = \frac{\sqrt{150.64(1.01 + 0.85)}}{1.85 \cdot 10^{-8} \cdot 4\pi 10.95 \cdot 10^6 \sqrt{3000}} = 0.982,$$

解得 $S = 0.835$ 米.

根据 (2.6) (4.3) 得图 11 所示当无负载时, 即 $Q_0 = 3000$ 时, D 电路反射入输送线的阻抗 $R_H(\theta)$ 与耦合圈相对同轴筒中心线角度 θ 的关系曲线.

II. 实验数据

根据 § 3 所述方法调整并测得下列实验数据.

1) 下频率 $f_H = 10,8684$ 兆周, 上频率 $f_b = 11,1166$ 兆周, 部分电路自然频率 $f_0 = 10,9500$ 兆周, 故耦合系数为

$$K = \frac{11,1166 - 10,8684}{10,9500} = 2.26\%.$$

环绕工作频率 f_H 的共振曲线示于图 12, 根据该曲线

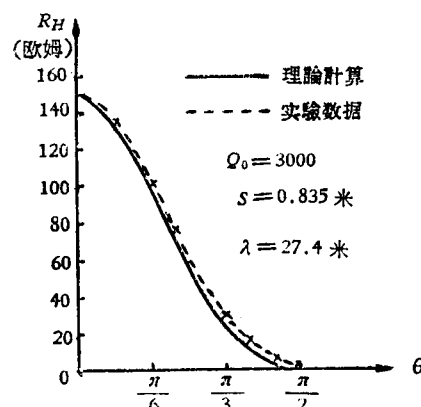


图 11 无负载时的反射阻抗曲线 $R_H(\theta, Q_0 = 3000)$

求得无负载时的质量因素

$$Q_0 = \frac{10,8684}{3.6} = 3000.$$

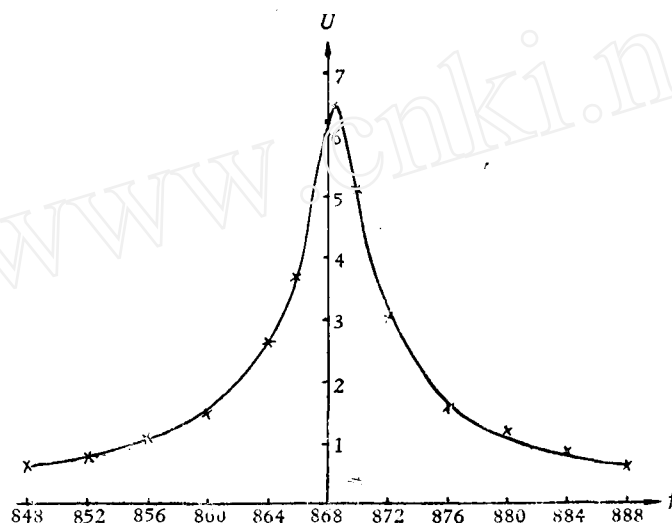


图 12 无负载时环绕工作频率 $f_H = 10,8684$ 兆周的共振曲线

两 D 极间并上标准电容 $C_{12}^* = 22$ 微微法拉, 测得新的耦合系数为 $K^* = 6.7\%$, 根据(3.6)(3.7)得 $C_{12} = 10.1$ 微微法拉, $C = 455$ 微微法拉。

2) 测得左同轴筒长度为 $l_l = 2.24$ 米, 右同轴筒长度为 $l_n = 2.17$ 米, 所以 D 电路完全对称的假定与真实情况相符合。

3) 利用高频电桥 GR-916-A 测得无负载时的反射阻抗曲线 $R_H(\theta, Q_0 = 3000)$ 示于图 11, 以与理论计算相比较。

显然, 实验数据与理论计算相当吻合。

本实验工作在沈行方、沈克钊、林今明、王长蔭、王春和等同志参加下共同进行, 他们并提了很多宝贵的意见, 特此志谢。

[註: 本文内的 D 或 D 极, 系指本期“1.2 米迴旋加速器”文内的 D 形盒(66 页, 倒数第 11 行)]

参 考 文 献

- [1] G. Lindström: Some high frequency measurements on a cyclotron model. Arkiv för Mat. Astr. och Fysik 35A. H. 2, #15, 1—10, 1948.
- [2] J. Backus: The design of cyclotron oscillators. Rev. Sci. Inst. 22, 84—92, 1951.
- [3] F. H. Schmidt: Cyclotron oscillators and the shifting inter-dee ground surface. Rev. Sci. Inst. 25, 136—139, 1954.
- [4] A. Berland: Circuits HF du Cyclotron. Onde Electr. 35, 344, 1052—63, 1955.
- [5] Donaldson: An approximate method for obtaining the VSW on cyclotron dees. Proc. I.R.E. Trans. Nuclear Sci. 3. 1—4, 1956.
- [6] Инструкция высокочастотного генератора циклотрона ГУ-120. МРП. СССР, 1956.