

火花离子源 100 kV 高频高压 的设计和调谐*

万 桢 瑞

(中国科学院科学仪器厂)

提 要

本文讨论了火花源质谱仪中火花离子源 100 kV 高频高压的设计问题。分析了次级迴路为电感线圈和分布电容谐振的互感耦合迴路的调谐方法,即改变初级电容 C_1 和调谐振荡器角频率 ω 达到谐振,并与发射电子管的阻抗相匹配,从而使高频高压输出达到最大最大值。

火花源固体质谱仪具有灵敏度高 (10^{-8} — 10^{-10} 克原子比)、样品制备简单等优点,是分析难熔金属和半导体硅等材料中微量杂质元素含量的重要手段。

火花源固体质谱仪中的火花离子源(简称火花源),把被分析样品做成火柴棒大小一对电极,两端加上脉冲调制高频高压,在高真空中产生火花放电形成离子流,经加速后进入分析室进行分析。为了使各种样品材料容易引起火花放电,并在放电间隙形成白光,以获得足够的离子流;同时为了避免样品消耗过快和易于改变离子流的大小,从而获得不同的曝光,所以对脉冲调制高频高压提出如下要求:

- (1) 空载高频电压(峰值): 100 kV.
- (2) 振荡频率: 约 1 MHz.
- (3) 脉冲宽度: 20、40、60、80、100、200 μ S.
- (4) 重复频率: 单次, 10、30、100、300、1k、3k、10kHz.

线路原理方框图如图 1 所示。

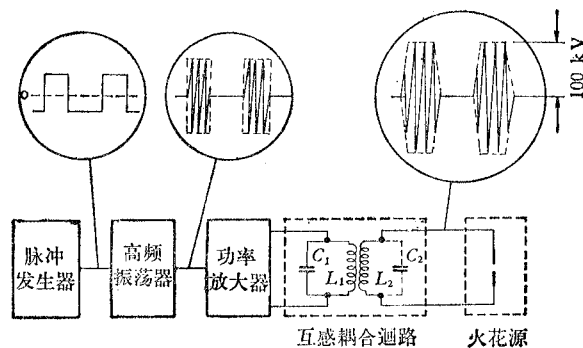


图 1 线路原理方框图

* 1979年2月2日收到。

脉冲发生器包括多谐振荡器、单稳和阴极输出器等几个部份,它产生重复频率和脉冲宽度可变的脉冲电压。高频振荡器是一个电感三端自激振荡器,振荡频率大约 1MHz,并在其附近频率连续可调。脉冲发生器的输出加在振荡管(五极管 FU-50)的帘栅上,当正脉冲没有来到时,负电压使振荡管截止;在正脉冲来到期间,形成自激振荡。因此,在高频振荡器的输出端得到脉冲调制的高频电压,作为输出级的激励。输出级系工作于丙类状态的功率放大器,负载为互感耦合迴路,其中初级迴路由初级线圈 L_1 和初级电容 C_1 组成,次级迴路由次级线圈 L_2 和分布电容 C_2 (包括线圈本身分布电容、次级线圈到离子源的引线电容和离子源的分布电容)组成。为了防止高压放电,初、次级迴路均置于油箱中。在次级线圈两端得到频率约 1MHz、空载电压峰值为 100 kV 的脉冲调制高频高压,送到离子源的样品电极两端,使样品产生火花放电。

要得到 100 kV 高频高压的关键在于输出级,本文以下讨论输出级的设计和调谐方法。

设次级线圈两端的峰值电压为 u_{2m} ,根据耦合迴路理论^[1],我们可以画出初级迴路和次级迴路的等效电路,如图 2 所示。其中 I_{1m} 、 I_{2m} 分别为初次级迴路的峰值电流, x'_1 、 r'_1 为次级迴路在初级迴路的反射电抗和反射电阻。

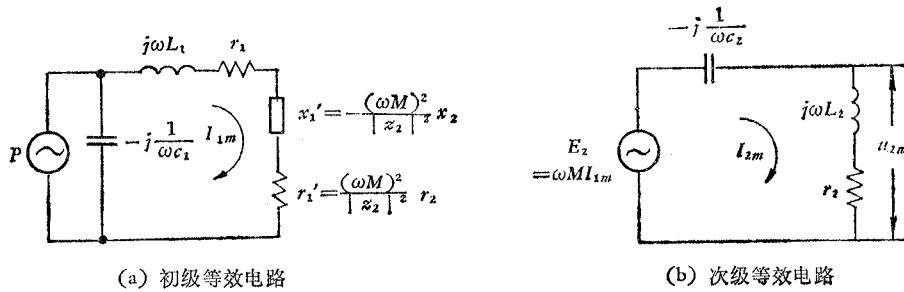


图 2

从初级等效电路可知,次级迴路消耗的功率 P_2 为:

$$P_2 = \eta P = \frac{1}{2} I_{1m}^2 r'_1 = \frac{1}{2} I_{1m}^2 \frac{(\omega M)^2}{|Z_2|^2} r_2$$

式中 η 为互感耦合迴路的传输效率, P 为发射电子管的输出功率, Z_2 为次级迴路总阻抗。

从次级等效电路得到:

$$u_{2m} \approx \omega L_2 I_{2m} = \omega L_2 \frac{\omega M I_{1m}}{|Z_2|}$$

从上面两式中消去 $\omega M I_{1m} / |Z_2|$, 并利用次级线圈的 Q 值表示式: $Q_2 = \omega L_2 / r_2$, 于是得到下式:

$$u_{2m}^2 = 2\eta P Q_2 \omega L_2 \quad (1)$$

式(1)是设计高频高压的基本关系式。从式(1)可以看出: 为了使 u_{2m} 达到 100kV, 必须:

(1) 正确调谐。对于互感耦合双调谐迴路,如果调谐不正确,则等效阻抗包含电阻和

电抗分量,发射电子管工作于失谐状态,输出功率很小, u_{2m} 也必然很低,甚至使发射电子管因功耗过大而损坏。

- (2) 次级高压线圈的设计,应使 $Q_2 L_2$ 尽可能增大。
- (3) 要保证足够的输出功率 P 和较高的耦合回路传输效率 η 。
- (4) 必须克服高频高压的放电问题。

以下分别就上述问题进行讨论。

一、调 谐 方 法

在发射机中,调谐是这样进行的:振荡器角频率 ω 保持恒定,分别调谐初级电容 C_1 和次级电容 C_2 ,使初、次级回路均与振荡器角频率 ω 谐振;其次,调节初、次级耦合量 M ,使耦合回路的等效电阻 R_{oe} 与发射电子管临界状态时的负载电阻 $R_{oe\text{界}}$ 相等,即实现阻抗匹配。此时发射电子管的输出功率最大,天线亦将获得最大功率。

在我们情况下,未能采用发射机的调谐方法,是由于下面的原因:(1) 次级回路分布电容 C_2 无法调谐。(2) 次级线圈处于高频高压,如果在调谐过程中,要调节初、次级耦合量 M ,则必须设计调节机构,并考虑高压绝缘问题,从而使结构设计复杂化并增加油箱尺寸。

以下讨论我们采用的调谐方法,并将 $\omega_{p_2} = 1/\sqrt{L_2 C_2}$ 视为常数。

(一) 初级部分谐振和耦合频率

当初、次级回路参数不变,调谐振荡器角频率 ω ,在发射电子管的板流直流分量 I_{a_0} 最小时,初级达到部分谐振。此时 u_{2m} 将出现最大值。

由图 2(a) 可知,初级部分谐振的条件是总电抗为零:

$$x_1 + x'_1 = 0$$

式中 x_1 为初级回路的自身电抗, x'_1 为次级回路在初级回路的反射电抗,即

$$\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} - \frac{(\omega M)^2}{|Z_2|^2} x_2 = 0$$

设 $\xi_2^2 = x_2^2/r_2^2 \gg 1$, 则 $|Z_2| = \sqrt{x_2^2 + r_2^2} \approx x_2$, 代入上式得:

$$\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right) - \omega^2 M^2 = 0$$

令 $k^2 = M^2/L_1 L_2$, $\omega_{p_1}^2 = 1/L_1 C_1$, $\omega_{p_2}^2 = 1/L_2 C_2$, 得

$$(1 - k^2)\omega^4 - (\omega_{p_1}^2 + \omega_{p_2}^2)\omega^2 + \omega_{p_1}^2 \omega_{p_2}^2 = 0$$

它的解为:

$$\omega_{I,II}^2 = \frac{\omega_{p_1}^2 + \omega_{p_2}^2 \pm \sqrt{(\omega_{p_1}^2 + \omega_{p_2}^2)^2 - 4(1 - k^2)\omega_{p_1}^2 \omega_{p_2}^2}}{2(1 - k^2)}$$

式中 ω_I 对应根号前“+”号, ω_{II} 对应根号前“-”号, $\omega_I > \omega_{p_1}$ 和 ω_{p_2} , $\omega_{II} < \omega_{p_1}$ 和 ω_{p_2} 。 ω_I 和 ω_{II} 称为耦合频率。

将上式等号左右两端除以 $\omega_{p_2}^2$, 并令

$$p_{I,II} = \frac{\omega_{I,II}^2}{\omega_{p_2}^2}, \quad q = \frac{\omega_{p_1}^2}{\omega_{p_2}^2}$$

得到:

$$p_{I,II} = \frac{q + 1 \pm \sqrt{(q+1)^2 - 4(1-k^2)q}}{2(1-k^2)} \quad (2)$$

根据(2)式, 把 $p_{I,II}$ 随 q 的变化作图如图 3 所示。图 3 的上面部分为 $p_I = \omega_I^2/\omega_{p_2}^2$, 下面部分为 $p_{II} = \frac{\omega_{II}^2}{\omega_{p_2}^2}$ 。

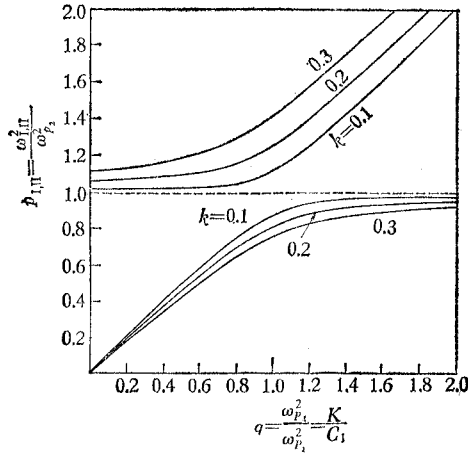


图 3 耦合频率 ω_I 和 ω_{II} 与初级电容 C_1 的关系

图 3 指出: 当初、次级回路参数不变, 调谐振荡器角频率 ω 时, 将有两个耦合频率 ω_I 和 ω_{II} 使初级部分谐振; 若次级回路参数和 L_1 均保持不变仅仅改变 C_1 时, 因 $q = k/C_1$, $k = \frac{1}{\omega_{p_2}^2 L_1}$ 为常数, 则 ω_I 和 ω_{II} 将沿着图 3 上面或下面的某一条曲线变化; 耦合系数 k 愈大, $p_{I,II}$ 偏离愈远(即 $\omega_{I,II}$ 偏离 ω_{p_2} 愈远)。

在前面的讨论中, 利用了 $\xi_2^2 \gg 1$ 的假定。初级部分谐振时,

$$\xi_2 = \frac{\omega_{I,II} L_2 - \frac{1}{\omega_{I,II} C_2}}{r_2} = \frac{\omega_{I,II} L_2}{r_2} \left(1 - \frac{1}{\omega_{I,II}^2 L_2 C_2} \right) = Q_2 \left(1 - \frac{1}{p_{I,II}} \right)$$

因此, $\xi_2^2 \gg 1$ 可表示为:

$$Q_2^2 \left(1 - \frac{1}{p_{I,II}} \right)^2 \gg 1 \quad (3)$$

设 $Q_2 = 200$, 则要求 $p_I \geq 1.02$, $p_{II} \leq 0.98$ 。

(二) 耦合回路传输效率 η 和等效电阻 R_{oc} 的表达式

由图 2(a) 可知, 耦合回路的传输效率 $\eta = P_2/P$ 为:

$$\eta = \frac{r'_1}{r_1 + r'_1} = \frac{1}{1 + r_1/r'_1}$$

用 A 表示 r_1/r'_1 , 则:

$$\eta = \frac{1}{1+A} \quad (4)$$

由于(3)式的限制,

$$|Z_2|^2 \approx r_2^2 S_2^2 = r_2^2 Q_2^2 \left(1 - \frac{1}{p_{I,II}}\right)^2$$

$$r_1' = \frac{\omega_{I,II}^2 M^2}{|Z_2|^2} r_2 = \frac{k^2 \omega_{I,II} L_1}{Q_2} \frac{1}{\left(1 - \frac{1}{p_{I,II}}\right)^2}$$

因此, $A = r_1/r_1'$ 可表示为:

$$A = \frac{Q_2}{Q_1} \frac{1}{k^2} \left(1 - \frac{1}{p_{I,II}}\right)^2 \quad (5)$$

式中 $Q_1 = \omega_{I,II} L_1 / r_1$ 为初级线圈空载 Q 值。

利用(2)、(4)和(5)式,可以得到耦合回路传输效率 η 与 q (即与 k/C_1) 的关系如图4所示。图4的左半部 ($q \leq 1$) 为 ω_I 时的 η_I , 右半部 ($q \geq 1$) 为 ω_{II} 时的 η_{II} 。

图4指出: 对 ω_I 而言, q 增大(即 C_1 减小)时, η 减小; ω_{II} 则相反, q 增大时 η 升高。对于相同的初、次级回路参数(即 q 相同), k 较小时, η 较高(指 $q \leq 1$ 时的 η_I 和 $q \geq 1$ 时的 η_{II} 而言)。

如图2(a)所示,对于初、次级均为并联谐振回路的互感耦合回路来说,次级反射电抗 x_1' 和反射电阻 r_1' 集中在初级电感 L_1 的支路里。在初级部分谐振时,耦合回路的等效阻抗为一纯电阻,可表示为:

$$R_{oe} = \frac{1}{(\omega_{I,II} C_1)^2} \cdot \frac{1}{r_1 + r_1'}$$

将 $\frac{1}{C_1^2} = \omega_{p_1}^4 L_1^2$ 和 $\frac{1}{r_1 + r_1'} = \frac{\eta}{r_1} = \frac{\eta A}{r_1}$ 代入上式,并将分子分母除以 $\omega_{p_1}^4 \cdot \omega_{I,II}^2$, 得

$$R_{oe} = Q_1 \eta A \frac{q^2}{p_{I,II}^2} \cdot \omega_{I,II} L_1$$

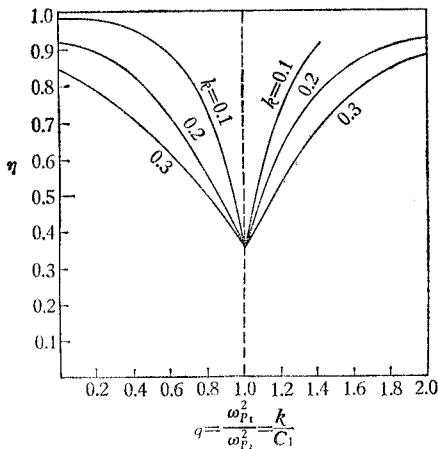


图4 耦合回路传输效率 η 与初级电容 C_1 的关系 ($Q_2/Q_1 = 2$)

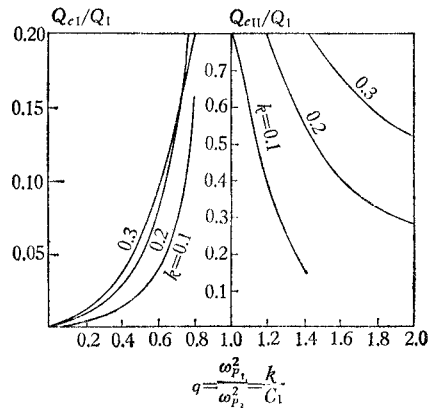


图5 初级线圈 Q_e/Q_1 与初级电容 C_1 的关系 ($Q_2/Q_1 = 2$)

用 Q_e 表示:

$$Q_e = Q_1 \eta A \frac{q^2}{p_{1,II}^2} = Q_1 \frac{A}{1+A} \cdot \frac{q^2}{p_{1,II}^2} \quad (6)$$

则等效电阻 R_{oe} 可写成:

$$R_{oe} = Q_e \omega_{1,II} L_1 \quad (7)$$

式中 Q_e 称为初级线圈的等效 Q 值。利用 (2)、(5)、(6) 式得到 Q_e/Q_1 与 q (即与 k/C_1) 的关系曲线如图 5 所示。为清楚起见, 图 5 的左半部(对应 $q < 1$ 和 ω_I) Q_{eI}/Q_1 和右半部(对应 $q \geq 1$ 和 ω_{II}) Q_{eII}/Q_1 纵轴取不同的单位。

(三) 阻抗匹配

发射电子管的工作状态与负载电阻和直流板压 E_a 的关系如图 6 和图 7 所示^[2]。当发射电子管处于临界状态时, 输出功率 P 最大。因此, 如果我们把直流板压 E_a 调到满电压值, 并且把耦合回路调谐至等效电阻 R_{oe} 等于发射电子管的临界电阻 $R_{oe界}$, 即实现耦合回路与发射电子管的阻抗匹配时, 发射电子管输出最大功率, 根据(1)式 u_{2m}^2 与 P 成正比, 则 u_{2m} 将达到最大最大值。

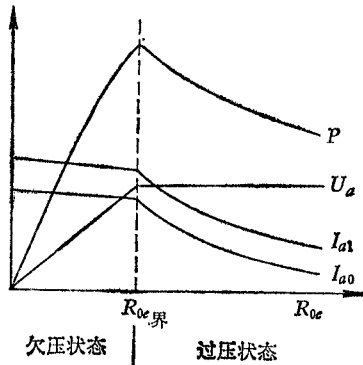


图 6 负载变化对工作状态的影响

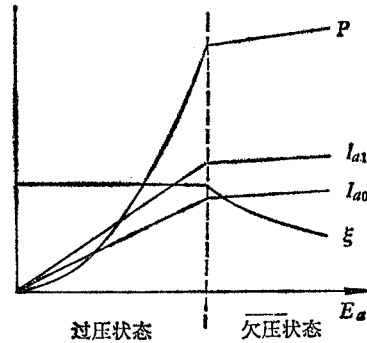


图 7 E_a 对工作状态的影响

结合图 5、图 6 和(7)式, 可以看出: 在正确选择回路参数后, 对于 ω_I 来说, q 增加 (C_1 减小) 时 R_{oe} 增加, 发射电子管将从欠压进入过压; 对 ω_{II} 来说则相反。两者均经过临界状态, 并在临界状态使 u_{2m} 达到最大最大值。

根据以上分析, 可将调谐方法归纳如下: 首先, 降低脉冲重复频率 (避免发射电子管在调谐过程中因板耗过大而损坏), 将直流板压 E_a 调到满电压值, 栅偏压 E_{g1} 和激励电压 U_g 均调到额定值 (因发射电子管的工作状态与 E_a 、 E_{g1} 和 U_g 有关)。其次, 使初级电容 C_1 依次为不同数值, 对于每一个 C_1 , 调谐振荡器角频率 ω , 当板流直流分量 I_{a0} 最小时, 即达到初级部分谐振, 此时 u_{2m} 出现最大值。在 C_1 为某一最佳值时, 发射电子管处于临界状态, u_{2m} 达到最大最大值。

图 7 指出: 降低板压 E_a , 发射电子管将从临界状态进入过压状态。因此, 在上述调谐步骤结束后, 降低板压 E_a , 观察 I_{a0} 是否跟着迅速减小, 可以检查满电压时发射电子管是否处于临界状态。

二、设计问题

(一) 次级高压线圈设计

次级高压线圈的设计,应使线圈电感 L_2 与分布电容 C_2 的谐振频率大约在 1 MHz 附近,并尽量提高 $Q_2 L_2$ 值。为了避免高压放电,采用单层空心圆筒形结构。

分布电容 C_2 包括线圈本身在变压器油中的分布电容 C_0 、次级线圈至离子源的引线电容 C_l 和离子源电极的分布电容 C_i , 即 $C_2 = C_0 + C_l + C_i$ 。 C_0 与变压器油的介电常数 ϵ 、线圈架直径 D 成正比,并与线圈架形式等因素有关。为了减小分布电容 C_2 , 应选择直径较小的线圈架,并缩短油箱至离子源的距离。

要增大电感 L_2 , 必须增加匝数、加大线圈架直径 D , 但随之分布电容 C_2 也将增大。

为了提高线圈 Q 值,应选用较粗的导线(从而增加了线圈架尺寸,增大了 C_2)和介质损耗 $\tan \delta$ 较小的材料做线圈架。

通过比较和实验,我们选用了下列参数:有机玻璃线圈架,直径 $D = 10$ cm,绕线长度 $l = 19$ cm, $N = 190$ 匝,槽距 1 mm,导线直径 $d = 0.75$ mm。测试结果: $L_2 = 1.5$ mH, $Q_2 = 210$ 。

(二) 初级回路设计

初级回路设计的任务是选择发射电子管、确定初级回路参数,提供足够的输出功率 P 和获得较高的回路传输效率 η ,从而使次级回路获得必须的功率 $P_2 = \eta P$ 。

按下列步骤进行计算:

(1) 选定工作区为 ω_I 或 ω_{II} 。

(2) 选择 k 和 q 值。图 4 示出: k 较小时 η 值较高,但此时初、次级线圈之间距离增大,整个油箱尺寸亦随之增大了。因此,选取 k 值应兼顾回路传输效率 η 和油箱尺寸。根据 k 和 q 值,从图 4 找到 η 值。

(3) 根据(1)式,确定输出功率 P 。

(4) 选择发射电子管,计算最佳工作状态(临界状态)^[2,3]。从工作状态的计算中求得 $R_{0e\text{管}}$ 的值。

(5) 求 L_1 。根据 k 和 q 值以及估计的 Q_1 值,从图 5 找到初级线圈的等效 Q 值 Q_e 。在耦合回路的等效电阻与发射电子管的临界电阻匹配时,根据(7)式, $R_{0e\text{管}} = Q_e \omega_{I,II} L_1$, 求出 L_1 。

(6) 求 M 。 $M = k \sqrt{L_1 L_2}$ 。

(7) 根据 L_1 和 M 值,确定初级线圈的尺寸、匝数以及初、次级线圈的相互位置,选择较粗的导线使 Q_1 较大,且不低于估计值。以上计算往往需要反复进行,才能找到最佳参数。

(8) 求 C_1 。因 $\omega_{p2} \approx 6.3$ MHz, 按 $C_1 = \frac{1}{q L_1 \omega_{p2}^2} \approx \frac{2.5 \times 10^{-14}}{q L_1}$ 计算。

最后通过实验调整,按第一节 3 所述调谐方法进行调谐,修正计算结果,以保证 100

kV 高频高压的要求。

下面以我们实际使用的数据为例,说明上述计算步骤:

(1) 选定工作区为 ω_1 。

(2) 选择 $k = 0.15$ 和 $q = 0.7$, 从图 4 求得 $\eta_1 = 0.75$ 。

(3) 将已知值 $u_{2m} = 100$ kV、 $Q_2 = 210$ 、 $L_2 = 1.5$ mH 以及 $\omega_{p2} \approx 6.3$ MHz 代入 (1) 式,求得 $P = 3300$ W。

(4) 三只 Fu-81 并联工作,板压 $E_a = 3$ kV,帘栅压 $E_{g2} = 800$ V,栅偏压 $E_{g1} = -250$ V,激励峰值 $U_g \approx 400$ V,从工作状态的计算中得到脉冲振荡期间 $P = 3300$ W, $R_{\text{等效}} \approx 1100 \Omega$ 。

(5) 根据 k 和 q 值,从图 5 得到 $Q_{c1}/Q_1 = 0.1$,估计 $Q_1 = 100$,因此 $Q_c = 10$ 。从 $R_{\text{等效}} = Q_c \omega_1 L_1$ 求得 $L_1 = 18 \mu\text{H}$ 。

(6) $M = k\sqrt{L_1 L_2} = 25 \mu\text{H}$ 。

(7). 选取初级线圈为有机玻璃骨架,直径 $D = 16.5$ cm, $N = 9$ 匝,间距 5 mm/匝,线径 $d = 2.3$ mm。次级线圈从油箱底以上 7.5 cm 处往上绕(因火花源质谱仪要求在次级线圈高频低电位端加上 20kV 直流高压作为离子流的加速电压),初级线圈从距油箱底 4 cm 处往上绕。实测 $L_1 = 18 \mu\text{H}$, $Q_1 = 120$, M 的计算值为 $25 \mu\text{H}$,符合要求。

(8) $C_1 = \frac{2.5 \times 10^{-14}}{qL_1} = 2000 \text{ pF}$ 。

(三) 防止高压放电

频率为 1 MHz 左右的高频高压,要比直流高压更容易引起放电。这虽有利于离子源样品电极的火花放电,但将带来严重的绝缘问题。如果一旦发生不需要的放电,则大量的高频功率将消耗在放电区域, u_{2m} 就不再升高。为此,我们采取了如下措施:

(1) 初、次级线圈均放在油箱中。另外,离子源样品火花放电时,会对周围电气部件产生严重的低频干扰,为此选用软铁做油箱壳体。

(2) 100 kV 高电位端加大曲率半径。将一个直径为 10 mm 左右的铜管弯成铜环,并将下部切去镶在次级线圈顶部 100 kV 高电位端的线圈架上(引线头卡在里面)。为了防止产生短路电流,将铜环切开 0.5—1 mm 宽的切口。次级线圈和绝缘子的接头处用铜球联结。

(3) 绝缘子。绝缘子用聚四氟乙烯材料做成波纹状,表面距离约 10 cm。并且全部浸在变压器油中。此外,对于初、次级线圈之间以及次级线圈到离子源的两条引线之间存在着高频电位差,都考虑了耐压要求。

参 考 文 献

- [1] 南京工学院无线电基础教研组,无线电技术基础,人民教育出版社(1963)。
- [2] 冯秉铨等,无线电发送设备,人民教育出版社(1964)。
- [3] B. C. 阿格福诺夫著,孙文治译,发射电子管工作状态的计算,人民邮电出版社(1965)。