

合肥同步辐射储存环的高频工作模式

戴建枰 刘乃泉 冯兰林 安宜宾 刘恒生

(中国科学技术大学国家同步辐射实验室 合肥 230029)

摘要 在测量高频系统基本参数的基础上,对合肥同步辐射储存环高频腔的大失谐角工作模式进行了分析,指出其不合理性和危害性,提出并成功地试验了投入控制环路,在高腔压、最佳失谐角下注入束流及升能的新的低频工作模式。

关键词 高频参数,失谐角,工作模式

合肥同步辐射储存环(HLS)是一台专用型同步辐射光源,它采用低能(1/4能量)注入方式,束流流强为200—300mA。由于低能注入方式包括注入、升能和满能量运行三个过程;同时由于束流流强高、束流负载效应重,因此HLS高频系统的工作比较复杂。

HLS的高频系统主要由高频机、高频腔、同轴馈管、大功率环流器及相应的控制环路构成。在很长一段时间内,高频系统所采用的工作模式为:不加入频控和幅控环路,在低腔压、大失谐角情况下注入束流;在升能(Ramping)过程中,由调机人手动移动调谐杆,以减小腔的失谐角,获得较高的腔压。当升能结束后,即机器满能量运行时,高频系统仍工作在大功率反射状态。几年来的运行表明,采用这种工作模式一方面造成高频功率的大量浪费,另一方面由于腔的反射功率大,高频机的高功率元件或环流器会经常损坏,从而造成整个储存环停机。为此,我们需要对高频系统的工作模式,包括腔失谐角 ψ 、腔压 V_c 的选择等,进一步加以研究。

1 高频系统的基本参数及其测量

HLS高频系统的基本参数包括:耦合度 β ,谐振频率 f_r ,品质因数 Q 及分流阻抗 R_s 。

1.1 耦合度 β

耦合度 β 是高频腔和传输系统耦合的程度,它与腔谐振时的驻波比 ρ_r 的关系为

$$\begin{aligned} \text{过耦合时, } \beta > 1, \beta &= \rho_r \\ \text{欠耦合时, } \beta < 1, \beta &= 1/\rho_r \end{aligned} \quad (1)$$

由于 β 和 ρ_r 不是单值对应的,所以不能直接用测驻波比的方法得到,应先判定过、欠耦合状态。通常采用扫频测量法,通过测试失谐短路面上反射系数的频率特性来测出腔的耦合状态,并得到 β 值。

根据微波原理,我们不难得到失谐短路面上的反射系数 $\Gamma(f)$

$$\Gamma(f) = [\beta - (1 + j2Q_0\delta)] / [\beta + (1 + j2Q_0\delta)] = \Gamma_x(f) + j\Gamma_y(f) \quad (2)$$

式中, $\delta = (f - f_r)/f_r$, f_r 为腔的谐振频率。

由式(2)可以知道,在反射系数的复数平面上,反射系数随频率变化的轨迹是一个圆,并且当腔为过耦合状态时,轨迹圆包含圆心;当腔为欠耦合状态时,轨迹圆不包含圆心。

测量时, 由网络分析仪(HP4195A)给出扫频信号, 在显示屏上可直接得到高频腔的反射系数的轨迹和腔谐振时的驻波比 ρ_r 。由于反射系数的轨迹包含圆心, 可知我们腔的耦合状态为过耦合, $\beta = \rho_r = 2.6$ 。

1.2 谐振频率 f_r

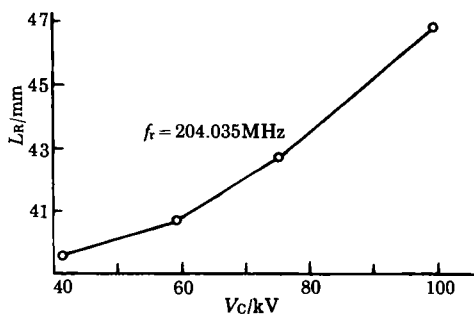


图1 腔的谐振点杆位 L_R 随腔压 V_c 的变化

Fig.1 Change of resonant position of the tuner with cavity voltage

高频机的工作频率 F_{rf} 为 204.035 MHz, 高频系统大功率工作时, 影响腔谐振频率的因素主要是调谐杆的位置和腔体的功率损耗, 因此我们可以测出不同腔压(即腔耗)下腔谐振频率为 204.035 MHz 时调谐杆的位置 L_R , 然后根据调谐杆位置的移动和腔谐振频率变化的相对关系, 推算出高频腔大功率工作时的谐振频率 f_r 。不同腔压(即腔耗)时腔谐振状态下调谐杆的位置 L_R 如图 1 所示。

腔的谐振频率变化 Δf_r 与调谐杆位置移动 ΔL 的关系为

$$\Delta f_r = 0.0043 \Delta L \quad (3)$$

这样, 在某一腔压 V_c 和杆位 L 时, 腔的谐振频率

$$f = 204.035 - 0.0043(L_R - L) \quad (4)$$

式中, $L_R = f(V_c)$ 。

1.3 腔品质因素 Q

用网络分析仪(HP4195A)测出 HLS 高频腔的谐振频率 f_r 和腔的半功率点处的带宽 Δf , 根据 $Q_L = f_r / (2\Delta f)$, 可得到腔的有载品质因数 Q_L , 并由 $Q_0 = (1 + \beta)Q_L$ 得到 Q_0 。其结果为: $Q_L = 6700$, $Q_0 = 24000$ 。

1.4 分流阻抗 R_s

分流阻抗的测量通常采用微扰法。由于我们的高频腔一直在运行中, 无法用此方法测量, 因此我们采用了另一种测量方法, 其测量原理是: 在投入控制环路后, 腔压不变, 腔压与高频机功率信号之间的夹角也固定不变, 为 ψ^* , 由此不难导出此时的失谐角与束流流强的关系^[1]

$$\tan \psi = -[(R_s \sin \phi) / (1 + \beta) V_c] I_0 + \tan \psi^* \quad (5)$$

式中, ϕ 为腔的加速相角; 又因为

$$\begin{aligned} \tan \psi &= -[(2Q_0) / (1 + \beta)] [(f_r - f) / f_r] \\ &= -[2Q_0 / (1 + \beta)] (\Delta f / f_r) \end{aligned} \quad (6)$$

$$\Delta f = 0.0043(L_R - L) \quad (7)$$

代入 Q_0 、 β 等参数的值, 可以得到线性方程

$$L - L_R = -(R_s / V_c) I_0 + 3.6 \tan \psi^* \quad (8)$$

由调谐杆位置 L 和束流强度 I_0 的测量值, 可以用线性拟合的方法得到式(8)的系数项

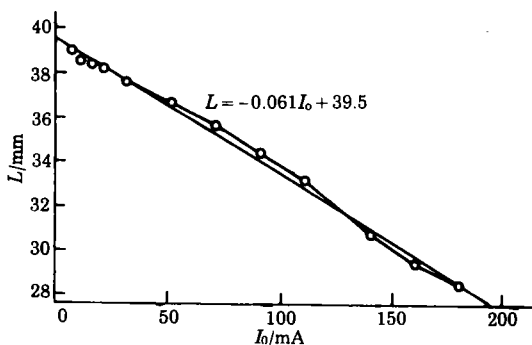


图2 注入时调谐杆位置 L 与束流强度 I_0 的关系 ($V_c = 100 \text{ kV}$)

Fig.2 Relation between beam current and position of the tuner

$-R_s/V_c$ 。根据此时的腔压便能计算出 $R_s(\Omega)$ 的大小。

由图2可得到 $R_s = 0.061 V_c = 0.061 \times 1000 \times 100000 = 6.1 \times 10^6$ 。

2 失谐角 ψ 的选择

高频腔失谐角 ψ 的定义如式(6)。在HLS的高频系统以前的工作模式中, 由于没有控制环路, 腔压又低, 为避免Robinson不稳定性对流强的限制, 腔的失谐角始终是很大的, 即腔始终工作在一个大的容性失谐状态, 如图3中a所示。这一工作模式虽然比较简单, 束流能在没有控制环路的状态下运行, 但它无法克服腔的大反射功率对高频机的大功率元件或环流器造成的损害, 因而无法降低高频系统的故障率。因此, 应选择更合适的失谐角 ψ 。

当高频源为匹配源时, 高频源所需输出的功率 P_g 和失谐角 ψ 的关系为^[1]

$$P_g = (V_c^2/R_s)[(1+\beta)^2/\beta^2](1/\cos^2 \psi) \cdot \left[\cos \phi + [I_0 R_s/V_c^2(1+\beta)]\cos^2 \psi \right]^2 + \left[\sin \phi + [I_0 R_s/V_c^2(1+\beta)]\cos \psi \sin \psi \right]^2 \quad (9)$$

当 $aP_g = a\psi = 0$, 即 ψ 满足条件

$$\tan \psi = \tan \psi_m = -[I_0 R_s/(1+\beta)V_c]\sin \phi \quad (10)$$

高频源所需输出的功率以及腔的反射功率最小。为此, 我们投入频控环路, 使腔的失谐角保持为最佳失谐角 ψ_m , 如图3中b所示。此时, 高频腔的反射功率将大大减小。在采用大失谐角方式注入时, 腔的反射系数随束流流强的增加而减小, 但通常始终大于0.5; 而取失谐角为最佳失谐角时, 随着束流流强由0增加到200mA, 腔的反射系数将由0.45减小到0.1, 而当流强达到设计值300mA时腔的反射基本为0。

3 腔压 V_c 的选择

储存环高频系统的主要作用是给束流提供足够的能量接受度、量子寿命和托歇克寿命, 补偿束流由于同步辐射而损失的能量以及将注入束流能量加速到满能量(对低能注入环)。

根据高频腔的腔压 V_c 与束流的能量接受度、量子寿命以及托歇克寿命的关系^[2], 我们通过计算可知HLS在注入过程中, 当 V_c 在40kV以上即可提供足够的能量接受度; 在满能量运行时, 当 V_c 在80kV以上即可提供足够长的量子寿命和托歇克寿命。但实际上我们在注入、升能及满能量运行时, 都使 V_c 保持在100kV或略有改变。其原因如下。

(1) 因腔的失谐角为最佳失谐角, 因此在注入过程中, 调谐杆位置 L 随束流流强的变化关系为

$$L - L_R = -[(6.1 \times 10^6)/V_c]I_0 \quad (11)$$

由式(11)可知, 当 $V_c = 100\text{kV}$ 时, 束流流强由0增加到300mA时调谐杆的变化为18.3

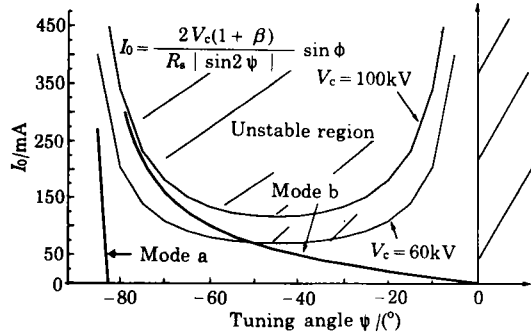


图3 Robinson不稳定性的束流流强限与腔压及失谐角的关系

Fig.3 Relations between the threshold of beam current and tune-out angle for different cavity voltages

mm; 而若取 $V_c = 40\text{kV}$, 束流流强由0增加到300mA时调谐杆的行程将为45.6mm, 这将使调谐杆的调谐范围不够。另外, 调谐杆位于25mm附近时, 高频腔的 TM_{012} 高次模容易引发束流的纵向不稳定^[3]。如果取腔压为100kV, 则调谐杆的工作区域在30—48mm附近, 这样可以避免 TM_{012} 模引发的束流不稳定性。

(2) 由于高频腔腔体的功率损耗对腔谐振频率的变化影响明显。由图1可以看出, 当腔压由42kV升高到100kV时, 腔的谐振点杆位增加了7mm, 这意味着腔的调谐杆位置不变时, 腔压由42kV升高到100kV, 腔的谐振频率降低约30kHz。高频腔谐振频率的变化对束流的稳定运行无疑是很不利的。为此, 我们应保持腔压不变。

(3) Robinson不稳定性决定的束流流强限为

$$I_0 < [2V_c(1 + \beta)\sin\phi / (R_s |\sin 2\psi|)]$$

因此增高腔压还有利于提高束流流强的阈值。

4 结论

在对HLS高频系统的基本参数进行了系统的测量后, 通过理论分析可以看出, 高频系统采用低腔压、大失谐角的工作模式无法避免腔的大功率反射; 而投入频控与幅控环路后, 采用高腔压、最佳失谐角的工作模式可大大降低腔的反射功率, 使高频系统稳定地工作。实验结果和几年来的运行经验也证实了这一点。

参 考 文 献

- 1 Wilson P B. High energy electron linacs: Application to storage ring RF system and linear colliders, SLAC-PUB-2884, 1982(A). 23-24
- 2 刘乃泉主编. 加速器理论. 北京: 原子能出版社, 1990. 336-354
- 3 戴建坪. 合肥同步辐射储存环束流与高频腔相互作用理论和实验的研究. 中国科学技术大学博士论文, 1997. 72-76

Work mode of high frequency system in HLS storage ring

DAI Jianping LIU Naiquan FENG Lanlin AN Yibin LIU Hengsheng

(NSRL, University of Science and Technology of China, Hefei 230029)

Abstract

The high-frequency parameters of HLS were measured and the disadvantages of the originally accepted work mode with large tune-out angles for the high-frequency system were analyzed. Then a reasonable mode with optimum tune-out angle and higher cavity voltage was proposed and tested successfully.

Key words High-frequency parameters, Tune-out angle, Work mode