

文章编号: 1007-4627(2018)03-0294-08

## 新型低 beta 超导腔调谐算法分析与测试

马腾飞<sup>1,2</sup>, 薛鹏<sup>1,3</sup>, Ken Fong<sup>4</sup>, 王贤武<sup>1</sup>, 黄贵荣<sup>1</sup>, 高郑<sup>1</sup>, 官正<sup>1,2</sup>, 朱正龙<sup>1</sup>

(1. 中国科学院近代物理研究所, 兰州 730000;

2. 中国科学院大学, 北京 100049;

3. 西北师范大学, 兰州 730070;

4. TRIUMF: Canada's Particle Accelerator Center, Vancouver V6T2A3, British Columbia, Canada)

**摘要:** 为了使腔体在复杂电磁环境下处于谐振状态, 保持超导腔加速电压的幅度相位稳定, 研发了一种应用于自激锁相模式的腔体新型调谐算法。利用正交电压  $Q$  值控制调谐器调谐, 从而消除了输入和输出间的相位误差, 给出了理论推导过程与该算法的可靠性分析。该算法已应用于中国科学院近代物理研究所 ADS 项目超导加速器中, 简化了传统控制模式中的信号采样数量, 提高了系统控制精度与抗干扰能力, 使腔体克服了在调谐过程中由于功率上冲引起的氦压波动。保证了超导腔在工作状态下, 频率稳定在 162.5 MHz, 频率误差小于 17 Hz。

**关键词:** 超导腔; 闭环自激; 最小正交分量; 调谐算法

**中图分类号:** TP29      **文献标志码:** A      **DOI:** 10.11804/NuclPhysRev.35.03.294

### 1 引言

加速器驱动的次临界系统 (ADS) 是有效减少核废料放射性的途径之一<sup>[1]</sup>。中国科学院近代物理研究所承担的 ADS 超导质子直线加速器由 3 个低温段模块共 17 个超导腔构成, 其工作频率为 162.5 MHz、腔型为低  $\beta$  半波长谐振腔 (HWR010)<sup>[2]</sup>。超导腔失谐会造成相位偏移, 腔体内的电场下降, 影响加速效率, 也会引起控制 IQ 环的耦合进而影响幅度和相位的稳定度。为了实现腔体的调谐控制, 使谐振频率等于工作频率, 并保持幅度相位稳定, 传统的控制的方法需要四路采样信号: A 腔体提取信号、B 信号源参考信号、C 功率源输出提取信号和 D 功率源反射信号<sup>[3]</sup>, 但这需要大量高精度的射频器件, 这些器件容易受温度影响而产生噪声, 影响超导腔体的调谐精度。为了简化控制系统, 提高控制的效率与精度, 研发了一种使超导腔工作在自激锁相模式下的新型调谐算法, 利用正交电压控制调谐器, 消除频率误差, 不再需要对前向功率和反射功率信号进行采样。本文首先介绍 RF 超导腔体的动态方程、调谐原理以及该算法的数学推导过程与算法的可靠性分析, 接着介绍将其应用于 ADS 项目中所得到的测试结果, 最后进行全文总结。本文的重点工作是对新低电平系统的性能进行测试。

### 2 超导腔体动态方程

功率源加载超导腔体的并联 RLC 等效电路如图 1 所示。图中功率源等效为电压源  $V_g$ ,  $r$  为源阻抗, 不考虑源失配, 则  $r$  等于传输线特性阻抗。超导腔等效电容为  $C$ , 等效电感为  $L$ , 分路阻抗为  $R$ 。

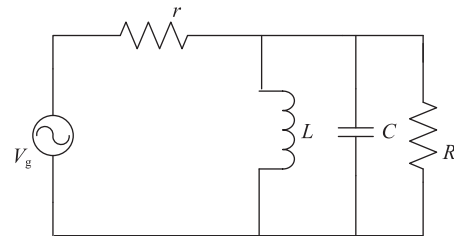


图 1 谐振腔等效集总电路

该等效电路的导纳为

$$Y = sC + \frac{1}{R} + \frac{1}{sL} = \frac{s^2LCR + sL + R}{sLR}, \quad (1)$$

式中  $s$  为拉普拉斯变换中的复变量。

将超导腔相关参数代入式(1): 谐振频率  $\omega_c = \sqrt{\frac{1}{LC}}$ 、无载品质因数  $Q_u = \omega_c CR = \frac{R}{\omega_c L}$ 、无载阻尼系数  $\xi_u \equiv \frac{1}{2\omega_c CR}$  和无载时间常数  $\tau_u = \frac{2Q_u}{\omega_c} = \frac{1}{\xi_u \omega_c}$ , 并将其写成微分形式得到腔体电场幅度  $v$  和谐振频率  $\omega_c$  关系:

收稿日期: 2018-03-30; 修改日期: 2018-06-06

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (91026001)

作者简介: 马腾飞 (1991-), 男, 天津人, 硕士研究生, 从事加速器高频 LLRF 相关技术研究; E-mail: matengfei@impcas.ac.cn.

$$\ddot{v} + 2(1 + \beta)\xi_u \omega_c \dot{v} + \omega_c^2 v = 2\beta\xi_u \omega_c \ddot{v}_g, \quad (2)$$

其中  $v_g$  是功率源输出电压, 并定义  $\frac{R}{r} \equiv \beta$  为耦合系数, 定义  $\gamma = \frac{\beta}{1 + \beta}$ ,  $\xi = (1 + \beta)\xi_u$  为有载阻尼系数,  $\tau = \frac{1}{\xi\omega_c}$  为有载时间常数, 腔体的失谐角为  $\varphi = \tan^{-1} \tau \delta\omega$ , 其中  $\delta\omega$  为相位误差。腔体电压的稳态方程有

$$v(1 + i \tan \varphi) = \gamma e^{i\theta} (v_i + i v_q), \quad (3)$$

其中  $\theta$  是不包括腔体在内的自激回路的相位延迟,  $v_i$  与  $v_q$  分别是腔体电场幅度信号  $v$  经 IQ 调制后的同向与正交分量, 令  $\chi = \tan^{-1} \frac{v_q}{v_i}$ , 那么稳态方程为

$$v = \gamma e^{i(\theta - \varphi)} \sqrt{v_i^2 + v_q^2} e^{i\chi} \cos \varphi. \quad (4)$$

因此在腔体谐振时, 需要满足方程

$$\theta - \varphi + \chi = 0. \quad (5)$$

### 3 HWR 超导腔调谐环路控制原理

当回路工作在自激锁相模式时<sup>[4]</sup>, 利用自激频率跟踪谐振频率来进行调谐。此时  $\omega = \omega_c$ ,  $\theta = \varphi = 0$ , 从式 (4) 中可得  $v = \gamma v_i$ , 那么此时腔体的电压达到了最大值, 从之前的分析可以看出此时腔体处于谐振状态。根据式 (4) 把腔体电压对三个可控变量  $v_i, v_q, \varphi$  做三阶偏导:

$$\frac{\partial^3 v}{\partial v_i \partial v_q \partial \varphi} = \frac{\partial}{\partial \varphi} i \cos \varphi = -i \sin \varphi = 0, \quad (6)$$

所以当腔体处于谐振状态并且腔体电场幅度  $v$  达到最大值时, 要满足式 (6) 的锁相条件, 需要令  $v_q = 0$ 。

与传统调谐算法计算前向功率与反射功率之间的相位差并将其传递给调谐控制器控制步进电机来进行调谐不同的是, 新型算法使用的是电压幅值的正交分量来进行调谐, 其结构框图如图 2 所示。

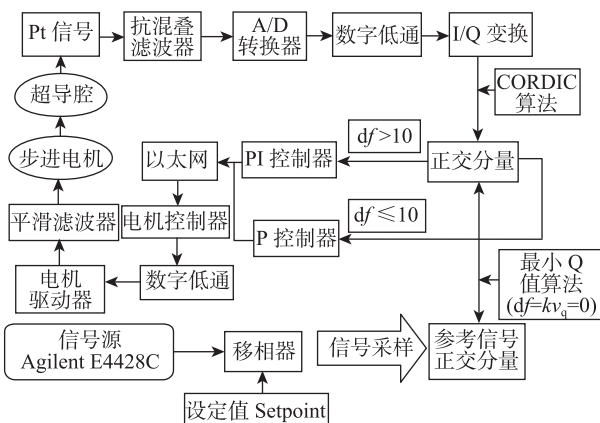


图 2 最小正交分量调谐算法结构框图

### 4 新型调谐算法理论稳定性分析

为了验证幅度正交分量  $v_q$  进行闭环调谐的稳定性, 我们需要求出环路前向传递函数。将因变量幅度误差和相位误差  $\delta v, \delta\omega$  和独立变量幅度的水平分量误差、幅度的水平分量误差和频率误差  $\delta v_i, \delta v_q, \delta\omega_c$  带入式 (4) 中, 再通过拉普拉斯变换得到它们之间的关系:

$$\begin{aligned} & \delta v [s\tau + 1 + i\tau(\omega - \omega_c)] + i\tau\delta\omega v - i\tau\delta\omega_c v \\ & = \gamma e^{i\theta} (\delta v_i + i e^{i\theta} \delta v_q). \end{aligned} \quad (7)$$

这个线性系统用矩阵表示为

$$\begin{bmatrix} s\tau + 1 & 0 \\ \tan \varphi & \tau v \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta v \\ \delta \omega \end{bmatrix} = \gamma \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & \frac{\tau v}{\gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta v_i \\ \delta v_q \\ \delta \omega_c \end{bmatrix}, \quad (8)$$

变换矩阵, 求出  $\delta v \delta \omega$ :

$$\begin{bmatrix} \delta v \\ \delta \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{aa} & G_{ta} & 0 \\ G_{aw} & G_{tw} & G_{xw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta v_i \\ \delta v_q \\ \delta x \end{bmatrix}. \quad (9)$$

其中  $\delta x$  是当前调谐器位置与谐振调谐器位置的误差。其大小与腔体电容误差成正比, 即  $\delta C = k\delta x$ 。矩阵中各单位及物理量含义见表 1。

表 1 线性系统矩阵参数单位及物理意义

矩阵参数	单位	物理意义
$G_{aa} = \frac{\gamma \cos \theta}{1 + \tau s}$	无量纲	幅度分量 I-I 的校正量
$G_{ta} = -\frac{\gamma \sin \theta}{1 + \tau s}$	无量纲	幅度分量 Q-I 的校正量
$G_{aw} = \frac{\gamma \cos \theta}{V\tau} \left[ \tan \theta - \frac{\tan \phi}{(1 + \tau s)} \right]$	$s^{-1}V^{-1}$	幅度分量 I-Q 的校正量
$G_{tw} = \frac{\gamma \cos \theta}{V\tau} \left[ 1 + \frac{\tan \theta \tan \phi}{(1 + \tau s)} \right]$	$s^{-1}V^{-1}$	幅度分量 Q-Q 的校正量, 它是对正交相位变化的自激频率响应
$G_{xw} = \text{常数}$	$s^{-1}m^{-1}$	自激频率对调谐位置的灵敏度

用 MASON 增益公式计算闭环系统增益<sup>[5]</sup>, 特征行列式  $D$  为

$$\begin{aligned} sD &= s + sF_a G_{aa} + F_\varphi G_{tw} - F_\varphi G_{ta} F_a G_{aw} + \\ & \frac{F_x}{s} G_{xw} F_\varphi + F_a G_{aa} F_\varphi G_{tw} + \frac{F_x}{s} G_{xw} F_\varphi F_a G_{aa}, \end{aligned} \quad (10)$$

其中  $F_a$  是  $\delta v$  到  $\delta v_i$  的传递函数,  $F_\varphi$  是  $\delta\varphi$  到  $\delta v_q$  的传递函数。

将表 1 中的矩阵参数值代入式 (10) 中, 可得环路的特征行列式为

$$sD = s \left( 1 + F_a \frac{\gamma \cos \theta}{1 + \tau s} \right) + F_\varphi \frac{\gamma \cos \theta}{v\tau} \left[ 1 + \frac{\tan \theta \tan \varphi}{(1 + \tau s)} \right] + F_a F_\varphi \frac{\gamma^2}{1 + \tau s} \frac{1}{v\tau} + \frac{F_x}{s} G_{x\omega} F_\varphi \left( 1 + F_a \frac{\gamma \cos \theta}{1 + \tau s} \right), \quad (11)$$

相位误差  $\delta\omega$  与  $v_q$  的关系如下所示:

$$\delta\omega = G_{x\omega} \frac{F_x}{s^2} \delta v_q \equiv \frac{\Phi_x}{s} \delta v_q, \quad (12)$$

上式中  $\Phi_x = G_{x\omega} F_t$ ,  $F_t$  是失谐频率到失谐角及调谐器的联合传递函数。调谐器的闭环增益为  $G_t = \frac{F_t G_{x\omega} F_\varphi (1 + F_a G_{aa})}{s^2 D}$ , 因为  $\theta \ll 1, \phi \ll 1$ , 所以只保留一阶项, 得到环路近似传递函数:

$$G_t = \frac{\Lambda \Phi_x}{s^2 + s F_\varphi \Lambda + F_\varphi \Phi_x}. \quad (13)$$

上式中  $\Lambda = \frac{\delta v}{\varphi}$  是幅角转换因子, 幅度误差  $\delta v$  和失谐角  $\varphi$  转换关系有下式:

$$\frac{\delta v}{v} = \frac{1}{\sqrt{1 + \tan^2 \varphi}} \approx 1 - \frac{1}{2} (\tan \varphi)^2 \approx 1 - \frac{\varphi^2}{2}. \quad (14)$$

一般失谐角  $\varphi$  很小(即没有出现大的频率波动)的情况下, 得到幅角转换因子  $\Lambda$ :

$$\Lambda = \frac{\delta v}{\varphi} \approx \frac{v}{\varphi} - \frac{v\varphi}{2} \gg 1. \quad (15)$$

对于 PI 调节来说, 传递函数增益  $F_\varphi = k_p + \frac{k_i}{s}$ , 其中  $k_p, k_i$  分别是 PI 控制器的比例增益和积分增益。零

点为  $z_\phi = \frac{k_i}{k_p}$ 。因此调谐器的闭环增益为

$$G_t = \frac{s \Phi_x \Lambda}{s^3 + s^2 k_p \Lambda + s(k_i \Lambda + k_p \Phi_x) + k_i \Phi_x}. \quad (16)$$

Routh-Hurwitz 判据是一种可以用代数方法判定具有常系数特征方程的线性定常系统稳定性的方法<sup>[6]</sup>。对于式 (16) 来说系统特征行列式为  $s^3 + s^2 k_p \Lambda + s(k_i \Lambda + k_p \Phi_x) + k_i \Phi_x = 0$  其 Routh 排列如表 2 所列。

表 2 Routh 排列

$s^0$	$s^1$	$s^2$	$s^3$
$k_i \Phi_x$	$(k_i \Lambda + k_p \Phi_x) - \frac{k_i \Phi_x}{k_p \Lambda}$	$k_p \Lambda$	1
0	0	$k_i \Phi_x$	$(k_i \Lambda + k_p \Phi_x)$

根据 Routh-Hurwitz 稳定性要求, 系统若稳定, 第一列系数必须为正, 即

$$(k_i \Lambda + k_p \Phi_x) > \frac{k_i \Phi_x}{k_p \Lambda}. \quad (17)$$

由于幅角转换因子  $\Lambda \gg 1$ , 在设置正确的 PI 系数的情况下, 只需满足  $\Phi_x$  比  $\Lambda$  足够小(即调谐系统的控制精度比幅度引起的相角变化小)即可证明闭环稳定<sup>[7]</sup>。

## 5 测试与分析

### 5.1 稳定性测试与分析

为了验证前一节的稳定性要求, 首先要测量频率对位置的灵敏度系数  $G_{x\omega}$ , 图 3 是常温条件下的 HWR 腔体测试。

通过拟合图 3 中的数据, 得知 HWR 腔体的调谐灵敏度系数  $G_{x\omega}$  约为 170 Hz/ $\mu\text{m}$ 。

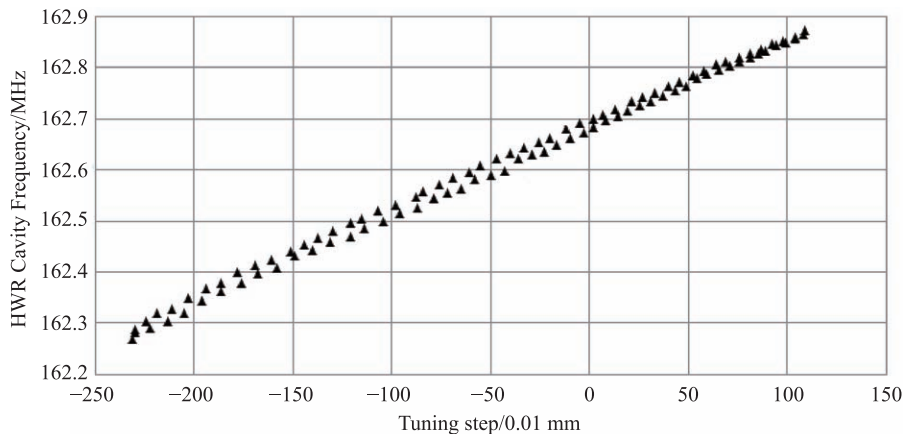


图 3 Squeezed 型 HWR 腔调谐灵敏度测试

当幅度稳定度为

$$\frac{\delta v}{v} = 10^{-3}, \tag{18}$$

可以得到

$$\varphi = \sqrt{2 \left( 1 - \frac{\delta v}{v} \right)} \approx 1.7^\circ. \tag{19}$$

失谐频率与失谐角的关系有

$$2\delta\omega_c = BW \tan \varphi. \tag{20}$$

其中带宽  $BW = \omega_c/Q \approx 230 \text{ Hz}$ , 带入式(19), 得到  $2\delta\omega_c \approx 6.8 \text{ Hz}$ , 为了满足  $\Phi_x$  比  $\Lambda$  小的条件, 调谐步长对频率的改变量应小于  $6.8 \text{ Hz}$ , 根据之前腔体的调谐灵敏度为  $170 \text{ Hz}/\mu\text{m}$ , 得知调谐系统最小步距是  $0.04 \mu\text{m}$ <sup>[8]</sup>. 经过测试, 电机步距约为  $40 \mu\text{m}$ . 虽然我

们得到的结果是电机步距达不到稳定要求, 但实际运行是稳定的. 这是因为调谐传动装置并不是完全刚体, 电机的作用会被极大弱化. 并且由于受到测试仪器和条件所限, 电机步距测试并不准确. 实际运行中, 电机移动几十圈 (50 步一圈) 才引起腔几 Hz 的变化, 满足调谐系统的控制精度比幅度引起的相角变化小的稳定条件.

验证新调谐系统的稳定性, 不仅要通过理论分析验证调谐系统的理论稳定性, 还需要通过现场实验验证其实际稳定性. 因此对超导腔闭环瞬时稳定性与闭环后的长期稳定性, 以及氦压波动对调谐系统的稳定性影响进行了测试并给出分析结果.

图 4(a) 表示开环情况下, 由频谱仪测得频率为  $162.499 \text{ MHz}$ , 图 4(b) 表示经过低电平控制器“align”按钮后进行自动调谐动作, 此后谐波逐渐减小, 并且主峰值右移, 最终, 调谐后的腔体频率维持在  $162.5 \text{ MHz}$ .

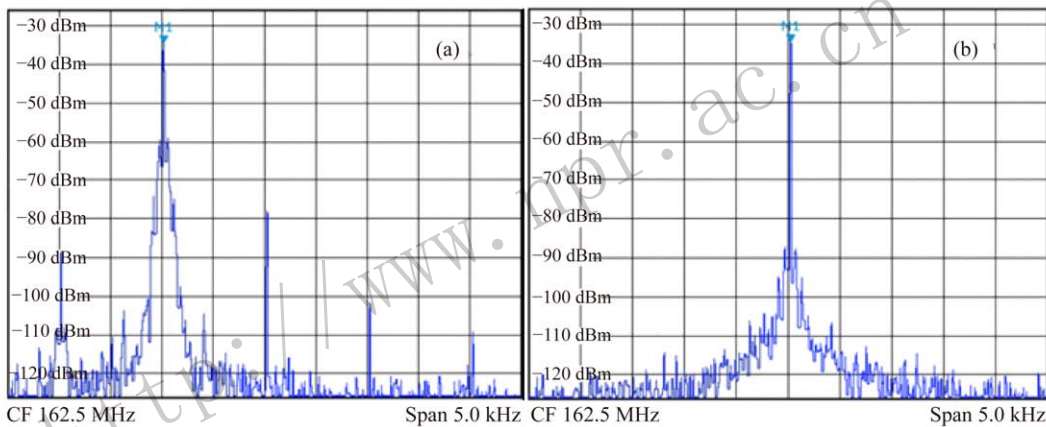


图 4 (在线彩图) 调谐器调谐前后的腔体信号的频谱

图 5 前上一个版本的调谐系统的频谱图, 通过频谱对比可以看出, 新版本调谐系统提高了约  $10 \text{ dB}$  的相位噪声抑制度<sup>[10]</sup>.

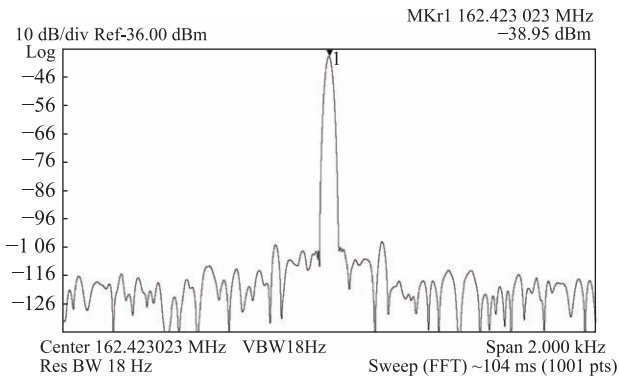


图 5 前一版低电平闭环状态的腔体信号频谱

在调谐器开始工作的情况下, 电机驱动器状态如图 6 所示.

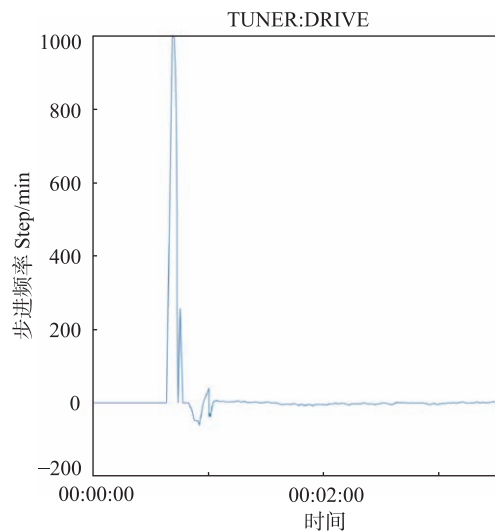


图 6 (在线彩图) 电机驱动 driver 状态曲线

如图 6 所示, 在启动最小正交分量调谐器后, 环路快速进入自激锁相的状态, 即通过锁相环锁定相位, 低

电平系统根据幅度分量驱动电机进行调谐, 在频率误差小于一定值之后调谐电机进行动态微调, 使腔体保持谐振状态, 腔体频率误差在 17 Hz 以内, 如图 7 所示。

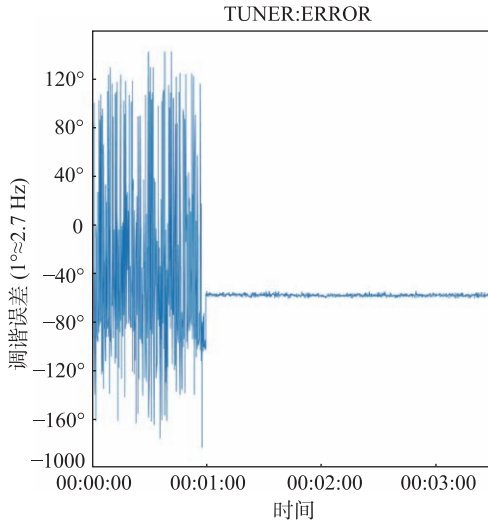


图 7 (在线彩图) 频率误差状态曲线

在调谐系统稳定工作时, 超导腔的幅度与相位稳定度曲线分别如图 8(a) 和图 8(b) 所示, 幅度稳定度为  $\pm 0.16\%$ , 相位稳定度为  $\pm 0.4^\circ$ 。

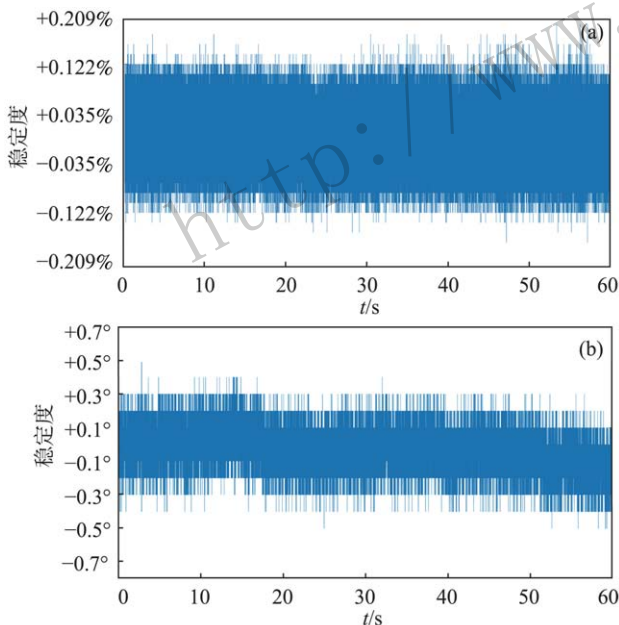


图 8 (在线彩图) 幅相误差状态曲线

经统计, 新系统能稳定运行 48 h 以上, 旧版本之前的某次统计中只能稳定运行 3 h 以上。

### 5.2 氦压波动稳定性测试与分析

下面的实验通过研究氦压波动与调谐环路之间的关系分析调谐系统的稳定性及控制带宽。

在腔内电场达到一定梯度时, 功率源需要输出的前向高频功率为

$$P_f = \frac{V^2}{8\beta_{FC}} \frac{(1 + \beta_{FC})}{R} \left[ 1 + \left( 2Q_L \frac{\delta\omega_c}{\omega_c} \right) \right], \quad (21)$$

其中: 耦合系数  $\beta_{FC} = \frac{Q_0}{Q_e} = \frac{P_{leak}}{P_{diss}}$ ;  $Q_e$  为主耦合器外部  $Q$  值;  $P_{leak}$  为从耦合器泄放出去的功率;  $P_{diss}$  为腔体内的损耗功率;  $Q_L$  是有载  $Q$  值。

可见, 在腔体失谐时, 为了维持同样的电场梯度需要更多功率, 这些功率在腔内损失产生热量, 造成氦压波动, 氦压波动引起的超导腔形变造成更大失谐, 从而恶性循环, 这是造成调谐环脱环的主要原因之一<sup>[9]</sup>。

由于影响氦压变化的因素很复杂, 很难去精确控制氦压的变化, 因此通过对意外因素造成的氦压波动进行总结分析成为目前唯一可行的方法。图 9 与图 10 是超导腔 CM2-2 在一次液氦注入过程中造成 6 h 氦压波动中的某两次典型情况, 可以通过分析氦压波动的典型情况来分析氦压波动对调谐系统稳定性的影响。图 9 中 (a) 是氦压波动曲线, CM2-2 的氦压敏感度系数  $K_p \approx 20$  Hz/mb (1 mb=100 Pa), 氦压的上升阶段和下降阶段频率变化率最大处分别约为 2.05 和 0.91 Hz/min; (b) 为反映调谐环路闭环状态的布尔数, 1 代表闭环, 0 代表开环; (c) 是调谐器相对位置曲线, 因为未进行单位标定所以无单位, 抖动严重是由于采样信号噪声较大, 但也可以看出在氦压波动波峰段, 调谐位置曲线有一个突起, 说明调谐器改变了位置使腔体产生形变从而抵消氦压波动造成的形变; (d) 为入射功率, 在氦压波动中, 入射功率明显增大, 在氦压波动结束后入射功率逐渐降低到氦压波动之前的数值。可以看出, 在这次氦压波动中, CM2-2 的调谐系统能在氦压 Hz/min 级的变化中保持稳定。

图 10 是 Hz/s 级氦压波动调谐系统稳定状态曲线图, 和图 9 一样, (a) 代表氦压波动, (b) 是调谐环路闭环状态的布尔数, (c) 是调谐器位置曲线, (d) 是入射功率曲线, 氦压波动在前 8 min 以 1.4 Hz/s 变化时, 从 (d) 的入射功率曲线可以看出, 其缓慢增长后又回到正常值, 说明调谐器能稳定工作, 并将腔频率拉回到谐振频率来降低入射功率。在 8 min 过后, 氦压以 3.8 Hz/s 变化时, 入射功率大幅上升, 然后系统脱环, 这是因为调谐器跟不上氦压波动引起的频率快速变化。

通过以上分析, ADS 调谐系统能在 Hz/min 级的慢氦压波动中保持稳定, 但无法应对大于 1 Hz/s 以上的快速氦压波动。

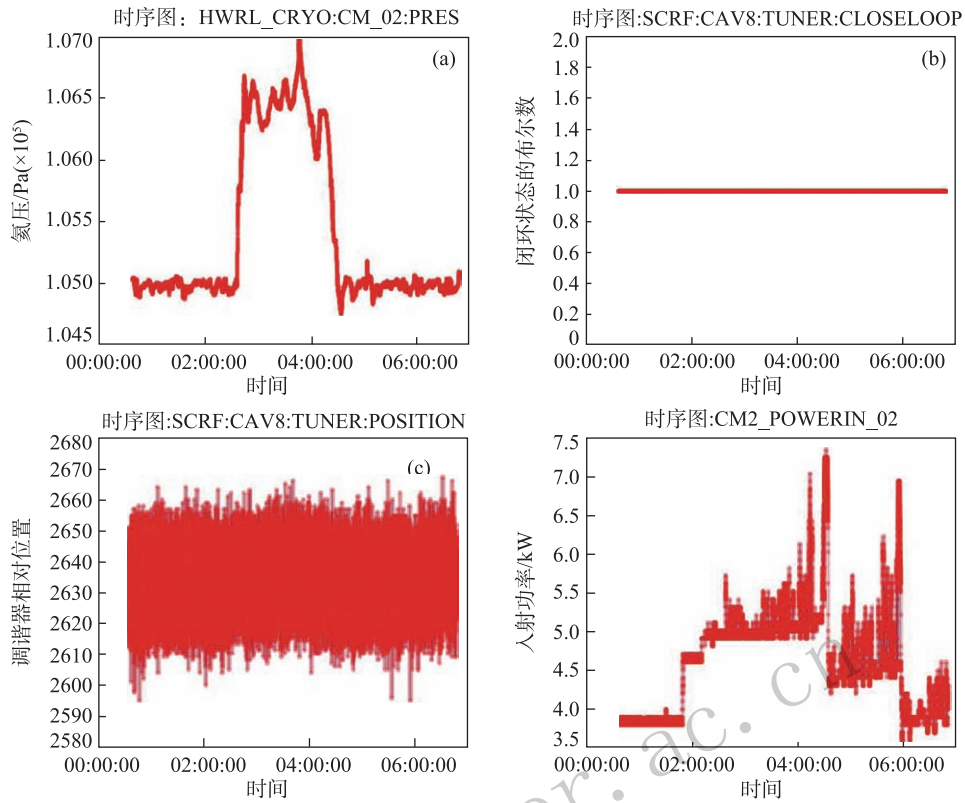


图 9 (在线彩图) Hz/min 级氮压波动调谐系统稳定情况

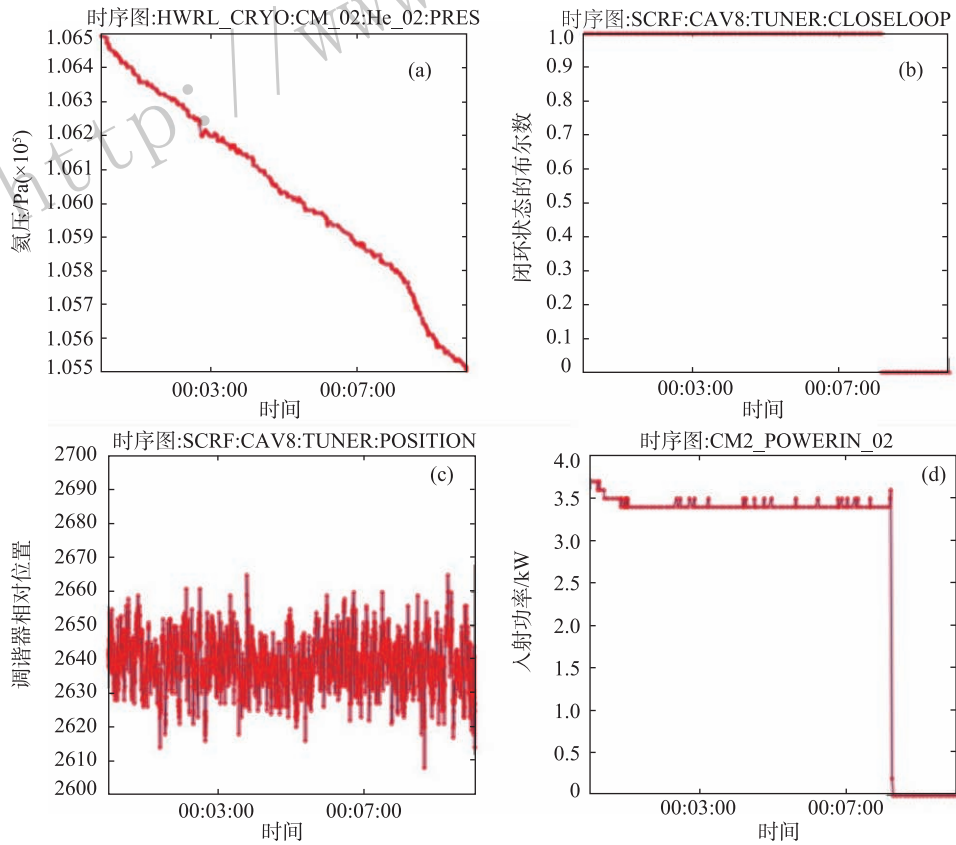


图 10 (在线彩图) Hz/s 级氮压波动调谐系统稳定情况

### 5.3 第二代低电平性能与第一代低电平对比

自 2016 年下半年新调谐程序运行以来, 与上一代低电平系统相比, 稳定性得到了极大的提高, 新调谐系统的频率稳定度为  $\pm 17$  Hz, 这使 IQ 环的耦合程度得到了降低, 幅度和相位的稳定性因此得到了提高, 新低电平的幅度稳定度最高可达到 0.16%, 相位稳定度则可达  $0.4^\circ$ 。新系统的运行稳定时间也得到了提高, 可稳定运行 48 h 以上而不脱环。此外, 新系统在相位噪声抑制与对氦压波动抑制等稳定性性能指标上也有良好的表现。

ADS 第二代低电平性能与第一代低电平<sup>[10]</sup>对比如表 3 所列。

表 3 第二代低电平性能指标与第一代低电平对比

指标名称	第一代低电平指标	第二代低电平指标
运行频率/MHz	162.5	162.5
有载 Q 值	$1 \times 10^6$	$1 \times 10^6$
带宽/Hz	$\approx 230$	$\approx 230$
腔体表面峰值电场/(MV/m)	$\geq 25$	$\geq 25$
氦压敏感度系数 $K_P$ /(Hz/mbar)	$\approx 20$	$\approx 20$
调谐灵敏度	$< \pm 0.6^\circ$	$< \pm 0.6^\circ$
幅度稳定度/%	$< \pm 0.6$	$< \pm 0.16$
相位稳定度	$< \pm 0.7^\circ$	$< \pm 0.4^\circ$
频率稳定度/Hz	未测试	$< \pm 17$
长时间运行稳定时间/h	$> 3$	$> 48$
相位噪声抑制度/dBm	65	75
对氦压波动抑制度/(Hz/s)	未测试	$\leq 1.4$

## 6 总结与展望

针对超导腔带宽窄的特点, 幅度和相位易受失谐影响, 设计了一种在自激锁相状态下利用腔体幅度信号的正交分量进行调谐的方法, 简化了采样数量, 提高了控制精度。本文不仅给出了这种调谐方法的实现原理, 还给出其稳定性的理论分析与现场实际的测试结果。通过测试, 腔体频率误差小于 17 Hz, 这是超导腔的幅度与相位稳定的必要条件。在进行腔体过束实验时, 满足幅度、相位、频率稳定的指标要求, 最终成功引出了 10 mA 质子束流。当然目前的调谐方法还有一些不足, 如 ADS 超导腔带宽只有 230 Hz 左右, 当前的控制精度和速度还不够理想, 这是因为目前的调谐方法归根结底只是一种慢调谐方法的改进, 从慢调谐机械结构上

看, 腔体具有刚性, 步进电机存在空间死区, 调节延时较大, 无法处理颤噪效应和快速氦压波动带来的快速失谐。下一步的工作就是设计快调谐的硬件与软件算法, 提高调谐系统的控制速度和精度。

### 参考文献:

- [1] SU Guanyu, GU Hanyang, CHENG Xu. Atomic Energy Science and Technology, 2012, **46**(2): 186. (in Chinese) (苏冠宇, 顾汉洋, 程旭. 原子能科学技术, 2012, **46**(2): 186.)
- [2] YUE Weiming, HE Yuan, ZHANG Shenghu, *et al.* R&D OF IMP Superconducting HWR For China ADS. Proceedings of LINAC2012, Tel-Aviv, Israel, 2012.
- [3] YIN Chengke. Research on Algorithm of Digital Low Level RF System of Shanghai Synchrotron Radiation Facility[D]. Shanghai: SINAP, University of Chinese Academy of Sciences, 2008: 82. (in Chinese) (尹成科. 上海光源数字化高频低电平系统算法研究[D]. 上海: 中国科学院上海应用物理研究所, 2008: 82)
- [4] CHANG Wei, HE Yuan, LI Chunlong, *et al.* Nuclear Physics Review, 2015, **31**(2): 152. (in Chinese) (常玮, 何源, 李春龙, 等. 原子核物理评论, 2014, **31**(2): 152.)
- [5] GENE F FRANKLIN, DAVID POWELL, ABBAS EMAMINAIEINI. Feedback Control of Dynamic Systems[M]. 5th ed. Beijing: Post & Telecom Press, 2007: 105.
- [6] KUO BENJAMIN C, FARID GOLNARAGHI. Automatic Control Systems[M]. 8th ed. Beijing: Higher Education Press, 2004: 19.
- [7] KEN Fong. TRIUMF Document: TRI-DN-00-00-Resonance Control for Superconducting RF Cavity in Self-Excited Phase-Locked Mode Design Note. 2016: 3.
- [8] HE Shoubo. Study of Mechanical Stability and Frequency Tuning for Low beta Superconducting Half-wave Resonator in High Intensity Proton Linac for China ADS[D]. Lanzhou: Institute of Modern Physics, Chinese Academy of Sciences, 2014: 127. (in Chinese) (贺守波. ADS 强流质子加速器低  $\beta$  超导 HWR 腔结构稳定性分析与调谐研究[D]. 兰州: 中国科学院近代物理研究所, 2014: 127.)
- [9] GAO Zheng. Experimental Study on Low Level Control Algorithm of Strong Current Superconducting accelerator[D]. Lanzhou: Institute of Modern Physics, Chinese Academy of Sciences, 2016: 22. (in Chinese) (高郑. 强流超导加速器低电平控制算法实验研究[D]. 兰州: 中国科学院近代物理研究所, 2016: 22.)
- [10] ZHU Zhenglong, WANG Xianwu, LI Chunlong. Nuclear Physics Review, 2015, **32**(2): 196. (in Chinese) (朱正龙, 王贤武, 李春龙. 原子核物理评论, 2015, **32**(2): 196.)

# Analysis and Test of New Tuning Algorithm for Low Beta Superconducting Cavity

MA Tengfei<sup>1,2,1)</sup>, XUE Peng<sup>1,3</sup>, KEN Fong<sup>4</sup>, WANG Xianwu<sup>1</sup>, HUANG Guirong<sup>1</sup>, GAO Zheng<sup>1</sup>,  
GONG Zheng<sup>1,2</sup>, ZHU Zhenglong<sup>1</sup>

(1. *Institute of Modern Physics, Chinese Academy of Sciences, Lanzhou 730000, China;*

2. *University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China;*

3. *Northwest Normal University, Lanzhou 730070, China;*

4. *TRIUMF: Canada's Particle Accelerator Center, Vancouver V6T2A3, British Columbia, Canada*)

**Abstract:** For the purposes of keeping the resonant cavity steady in a complex electromagnetic environment and maintaining stable amplitude and phase, a new tuning algorithm for superconducting RF cavity operated in self-excited phase-locked mode has been developed. The quadrature voltage was employed to control the tuner under the phase-locked condition, so as to eliminate phase measurement between the input and the output. This paper demonstrates the principle of this “Minimum  $Q$ ” tuning algorithm and presents an analysis of the stability of the system. The algorithm is applied to the superconducting accelerator of the Institute of Modern Physics’ ADS project. The “Minimum  $Q$ ” tuning algorithm not only simplifies the number of signal sampling but also improves the control accuracy and anti-interference ability of the system, while enables the cavity to overcome the helium pressure fluctuation which caused by power overshoot. It ensures that the frequency of the superconducting cavity is stable at 162.5 MHz, and the frequency error is less than 17 Hz.

**Key words:** superconducting cavity; self-excited phase-locked; minimum  $Q$ ; tuning algorithm

<http://www.npr.ac.cn>

---

**Received date:** 30 Mar. 2018; **Revised date:** 6 Jun. 2018

**Foundation item:** National Natural Science Foundation of China (91026001)

1) E-mail: [matengfei@impcas.ac.cn](mailto:matengfei@impcas.ac.cn).