

文章编号: 1001—4322(2000)02—0227—04

# 高增益负反馈的幅度稳定系统\*

张 伦, 李智慧, 丁俊章

(中国科学院近代物理研究所, 兰州市 31 信箱 18 分箱, 730000)

**摘 要:** 从控制理论的角度对幅度稳定系统进行了研究, 提出用黑箱办法, 结合实验分析控制对象, 确定其数学模型, 并依此来设计控制器, 以达到在保证环路稳定的基础上提高回路增益的目的。

**关键词:** 加速器; 幅度稳定; 幅度调制; 谐振腔; 检波器; 同态滤波

**中图分类号:** TL 56, TP271+.9 **文献标识码:** A

加速器高频系统的幅度稳定是很重要的环节。高稳定度的加速电压对于回旋加速器束流能量的提高, 束流的顺利引出和前后级之间束流的纵向匹配都起很重要的作用。而高频系统的特殊性又使高频电压的幅度稳定很难达到, 这是由于: (1) 谐振腔是一个高  $Q$  值的谐振回路, 带宽很窄, 调谐要求比较高, 小失谐会造成电压下降, 系统不稳定; (2) 经发射机功率放大的高频能量除小部分传递给束流, 大部分以热的形式由冷却水吸收, 腔体冷热态会引起局部形变; (3) 谐振腔工作于真空状态, 始终有真空泵作用于腔体, 机械震动不可避免。失谐、形变、机械振动、腔体内杂散粒子、加速器束流的调制效应、各种控制信号和引线的交叉干扰以及高频机各级放大器电源的纹波等等这些低频干扰信号都会在加速电压上产生一些寄生调制, 造成幅度不稳定。

解决办法是引入负反馈回路来抑制干扰, 而提高负反馈回路的增益又是提高电压稳定度很有效的办法。本文描述了如何用黑箱原理来分析、设计该回路, 在保证环路稳定的基础上提高回路增益的方法。

## 1 幅度稳定系统的原理

鉴于前面提到的各种原因, 寄生调制信号以幅度调制的形式作用于高频信号 ( $V_D$ ), 最终影响高频电压的稳定, 形式为<sup>[1]</sup> $V_D = [V_{RF} + V_A \sin(\Omega t + \Phi)] \sin(\omega t + \Psi)$ , 其中,  $V_D$  是谐振腔上建立的电压;  $V_{RF}$  是等幅高频信号幅度;  $V_A$  是干扰信号幅度;  $\Omega$  是干扰信号频率 ( $10\text{Hz} \sim 5\text{kHz}$ );  $\Phi$  是干扰信号相位;  $\omega$  是等幅高频信号频率;  $\Psi$  是等幅高频信号相位。

为了改善这种情况, 在加速器高频系统中引入幅度稳定系统, 其原理如图 1 所示。作为幅稳的控制对象, 腔体是一个高频组件, 它的工作频率与幅稳控制器的工作频率相差甚远, 这要求在腔体前后端增加非线性器件, 进行变频。

PA S-3 和检波器 (detector) 都是起变频作用的非线性器件, 其中 PA S-3 相当于一个乘法器, 将控制器输出的低频控制信号调制在高频信号 ( $V_{RF}$ ) 上, 经发射机功率放大后馈入谐振腔。检波器则是一个包络检波器。对从腔体上取样的信号  $V_D$  进行包络检波, 将调制在  $V_{RF}$  上的寄生干扰解调出来, 送入控制器处理。

引入幅稳系统实际是建立一个负反馈回路, 将这些寄生调制  $V_A$  反馈到输入端, 做预失真来抵消寄生调制。控制器 (controller) 根据控制对象的特性来设计, 目的是保证幅稳环路有足够的稳定性, 同时又

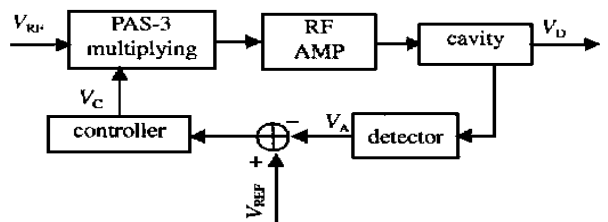


Fig 1 The block diagram of the amplitude stabilization system  
图 1 幅度稳定系统原理框图

\* 1999 年 10 月 7 日收到原稿, 2000 年 2 月 12 日收到修改稿。  
张伦, 男, 1974 年 9 月出生, 硕士研究生

提高反馈回路的增益, 满足加速器高频系统对幅度稳定的要求。  $V_{REF}$  用来偏置 PA S-3, 使其工作在 10dB 衰减的工作点上。

## 2 控制对象的建模

根据控制论, 控制器设计必须建立在对控制对象较清楚的认识之上。但是, 从幅稳原理中可以看到, 由于系统固有的复杂性(两次变频), 致使应用经典的控制理论, 无法直接根据控制对象设计控制器。这里牵扯到对 PA S-3 和检波器如何处理的问题, 习惯的处理方法是将被控对象当成惯性系统来处理。但是, 惯性系统本身是一个比较稳定的系统, 按照它设计的控制器在调试时往往无法达到设计的增益, 就产生振荡。可见, 这种模型与实际情况是有一定出入的。因此, 对被控对象用系统辩证法重新建模是有必要的。将 PA S-3、RF AMP、腔和检波器当作被控对象(controlled member), 统一考虑, 通过其脉冲激励响应来确定被控对象的数学模型<sup>[2]</sup>, 以此来设计相应的控制器。这就是黑箱方法, 见图 2。

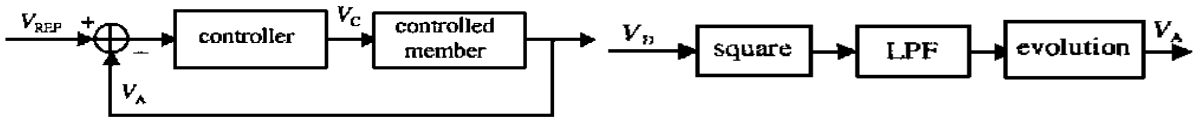


Fig 2 The modeling of controlled member

图 2 控制对象的建模

Fig 3 square- evolution detector

图 3 平方- 开方检波器

由于检波器对控制对象的建模有影响, 不同的检波器对应不同的控制对象参数, 所以有必要对检波器进行介绍。在幅稳系统中应用的包络检波器不同于通信领域的普通检波器。这里要求检波器的精度要很高, 具体说就是信号包络在检波前后要严格成比例, 其系数不能随时间的延续而变化。考虑到温度、分立元件的干扰等因素, 检波器的设计采用了曾应用于雷达中的同态滤波技术<sup>[3]</sup>, 称为平方-开方检波器, 原理见图 3。将由腔体采样的信号  $V_D$  送入平方运算电路, 再滤掉高频分量, 最后进行开方运算, 求得干扰信号  $V_A$ , 该部分电路在实验中已经实现, 由于不是本文的主题, 不再详述。

控制对象的建模建立在实验的基础上, 实验中准备了 PA S-3 及其附属部件, 制作了一个同态滤波器作为包络检波器, 准备好偏置电源, 选择一台聚束器的谐振腔作为腔体对象。这个谐振腔调谐范围是 26~ 54MHz, 其  $Q$  值在 20000 左右。在 45MHz 的工作频率点做了如下实验, 具体方法如图 1 所示, 在  $V_C$  端输入脉冲信号, 从  $V_A$  端用示波器观察其响应波形, 响应曲线的照片如图 4、图 5、图 6。图 5 的失谐 1dB 指由失谐引起的电压衰减量为 1dB。

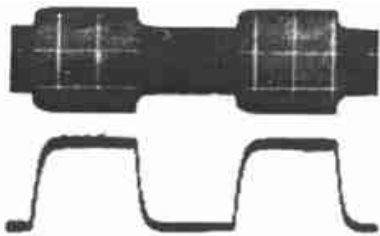


Fig 4 Tuning

图 4 调谐

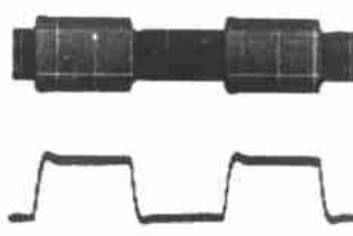


Fig 5 Detuning at 1dB

图 5 失谐 1dB



Fig 6 Serious detuning

图 6 严重失谐

图 4 所示的是在腔体调谐时从检波器输出端得到的信号波形。从波形看, 是过阻尼或临界阻尼状态, 这种系统比较稳定, 回路增益可以做得很高, 这是很理想的状况。但是在实际应用中, 更多的情况是出现小失谐。图 5 所示的是腔体小失谐时检波器的输出信号, 是一个欠阻尼的状况。该环路隐含不稳定的因素, 当控制器的回路增益提高到一定程度, 环路就不稳定了。设计控制器的目的是在保证环路稳定的前提下提高回路的增益。图 6 所示的是腔体严重失谐时检波器输出的信号。这样的系统不稳定, 回路的增益很容易加剧幅稳系统的不稳定。出现这样的状况, 已经不能依靠控制器来调整和稳定环路, 只能依靠加速器系统的频率调谐部分来调整腔体的工作状态, 减小失谐。

如照片所示: 系统调谐时是一个临界阻尼或过阻尼状态, 而失谐时是一个欠阻尼状态。如果腔体工作在调谐状态, 幅稳环路就工作在比较稳定的状态下。但是, 一旦有了小失谐, 环路的稳定性就下降, 可能进入不稳定的状态, 这样只能以降低回路增益为代价提高其稳定性。这在设计控制器时给了我们很大启示。腔体失谐 1dB 是实际工作中经常发生的, 而较严重的失谐(如 10kHz)是高频系统所不允许的。可以按照失谐 3dB 的参数来设计负反馈回路, 以保证在谐振腔小失谐时环路稳定, 同时能达到设计的回路增益。这也就是本文的意义所在。在这个实验中, 选择 45MHz 的频率点, 分别针对不同失谐情况根据其响应曲线, 进行了测量, 记录在表 1 中。

Table 1 The record of the experiment measurement

condition	$V_{final}/mV$	$t_r/\mu s$	$t_p/\mu s$	$t_s/\mu s$
detuning at 1dB	250	40	80	140
detuning at 3dB	175	40	60	140
detuning at 10kHz*	125	20	40	120

\* the deviation between cavity tuning frequency and signal frequency is 10kHz

根据  $t_r, t_p, t_s$  与  $T, \zeta$  的关系式<sup>[3]</sup>

$$t_r = \frac{\pi \arctan \frac{\sqrt{1-\zeta}}{\zeta}}{\sqrt{1-\zeta}} T ; \quad t_s = \frac{4T}{\zeta} ; \quad t_p = \frac{\pi T}{\sqrt{1-\zeta}}$$

其中,  $t_r$  为上升时间;  $t_p$  为峰值时间;  $t_s$  为调整时间;  $T$  为系统的时间常数;  $\zeta$  为系统的阻尼系数。可推得

$$T = \frac{t_p \cdot t_s}{\sqrt{16t_p^2 + \pi^2 t_s}} ; \quad \zeta = \frac{4T}{t_s}$$

将以上的阶跃响应实测数据代入  $T$  与  $\zeta$  表达式, 可以求得该控制对象的系统参数, 即确定了控制对象的数学模型和系数  $T, \zeta$  见表 2。

表 2 控制对象参数

Table 2 The calculated parameters of controlled member

condition	$T_{cal}/m s$	$\zeta_{cal}$	$t_{r, cal}/\mu s$
detuning at 1dB	2.059	0.5883	560.2
detuning at 3dB	1.667	0.4790	395.4
detuning at 10kHz	1.172	0.3907	251.1

根据测得的数据可以确定控制对象的基本形式以及系统响应特性。作为二阶系统, 系统的传递函数应为:  $G_1(s) = (T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1)^{-1}$ , 这样就用实验的方法得到它近似的传输函数, 从表 2 中可以看到, 计算的  $t_r$  与测量值近似, 可以说明测量基本可信。根据  $G_1(s)$  表达式可以得到系统的幅频和相频特性曲线, 由此就可以看到该系统的稳定状况。频偏 10kHz 在实际应用中是频率稳定系统所不允许的, 而失谐 1dB 是可能的, 不妨根据失谐 3dB 的极端情况来设计控制器。依照上表的参数用 MATLAB<sup>[5]</sup> 软件模拟、分析控制对象, 设计控制器。图 7 是失谐 3dB 的幅频相频特性曲线, 如果稍微提高回路增益, 就会形成振荡, 破坏环路的稳定。这应该是造成环路不稳定的主要因素。

### 3 高增益控制器的设计

由  $G_1(s)$  表达式可知, 控制对象是 0 型, 阶跃响应的稳态误差不为零, 而 I 型系统阶跃响应的稳态误差为零, 所以应该在控制器中串入一个积分环节, 使系统成为 I 型, 但这样增加了回路的响应时间, 同时减小了环路的稳定裕度。为了提高响应速度和稳定裕度应该串入一个微分环节。在控制系统中存在 f 噪声, 还应再串入一个低通滤波器来降噪。至此, 该结构趋于合理。

这些环节的传输函数分别是<sup>[4]</sup>比例积分环节  $G_2 = - (K_2 + (T_3 s)^{-1})$ , 滤波环节  $G_3 = - K_3 / (T_3 s + 1)$ , 比例微分环节  $G_4 = - (K_4 + T_4 s)$  其中:  $K_{2,3,4}$  分别是增益系数,  $T_{2,3,4}$  分别是环路时间常数。作为串联控制的结果, 环路的开环传递函数为

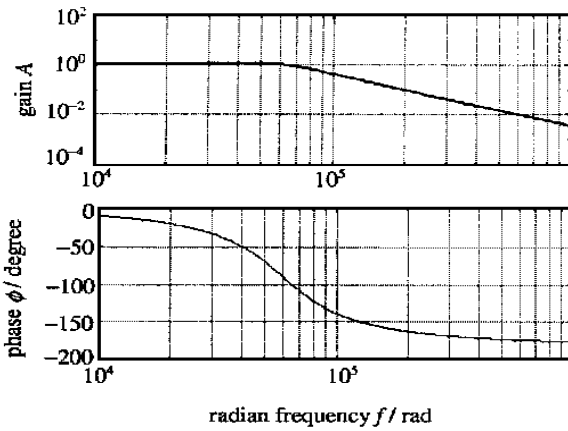


Fig 7 Controlled member character  
图 7 控制对象特性

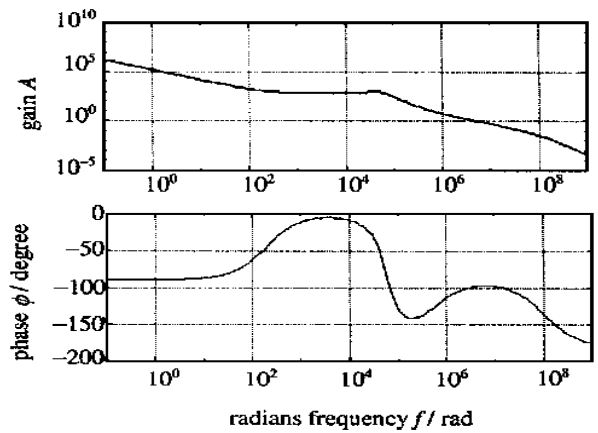


Fig 8 Open-loop character  
图 8 开环特性

$$G = G_1 G_2 G_3 G_4 = - \frac{1}{T^2 s^2 + 2\zeta s + 1} (K_2 + \frac{1}{\tau_2 s}) \frac{K_3}{\tau_3 s + 1} (K_4 + \tau_4 s)$$

使用 MATLAB 语言编写一个程序来优化控制器参数, 得到一组比较理想的开环幅频和相频特性, 提高了回路增益。控制器参数为  $\tau_2 = 0.5 \text{ ms}$ ,  $\tau_3 = 10 \mu\text{s}$ ,  $\tau_4 = 50 \text{ ns}$ ,  $K_2 = 10$ ,  $K_3 = 15$ ,  $K_4 = 5$ 。根据这组参数设计得到的系统开环传递函数的幅频相频特性曲线如图 8 所示: 相位裕度大于  $80^\circ$ ; 幅度裕度大于  $60 \text{ dB}$ , 是比较稳定的, 同时, 对低于  $10 \text{ kHz}$  的信号增益达到  $60 \text{ dB}$ , 相当高。排除设计中未考虑到的因素, 实际回路增益应能够达到  $40 \text{ dB}$ 。

#### 4 控制器及闭环的实现

依据设计, 制作了控制器, 在保证环路稳定的基础上, 将回路增益从原来的  $20 \text{ dB}$  提高到  $40 \text{ dB}$ , 通过设计适当的控制器来提高回路增益的目的就这样达到了。由于幅度稳定系统中信号本身的原因(干扰调制信号幅度  $V_A$  与高频信号幅度  $V_{RF}$  大小相差  $60 \text{ dB}$ ), 幅稳环路往往要做两个, 分别对快速变化的干扰调制信号和慢变化的低频干扰信号进行抑制。本文讨论的是抑制快变化的环路。对于抑制慢变化的环路, 它的道理与抑制快变化的环路类似, 这里就不再赘述。

致谢 感谢电子工业部五十四所蒋君章老师、中国科学院近物所高频室周学厚老师及高频室其他同事的热情支持。

#### 参考文献:

- [1] 张肃文, 陆兆熊. 高频电子线路[M]. (第三版). 北京: 高等教育出版社, 1993. 474.
- [2] 戴忠达. 自动控制理论基础[M]. 北京: 清华大学出版社, 1991. 184~193.
- [3] 黄顺吉, 等. 数字信号处理及应用[M]. 成都: 成都电讯工程学院, 1982.
- [4] 戴忠达. 自动控制理论基础[M]. 北京: 清华大学出版社, 1991. 256.
- [5] 楼顺天, 李博菡, 等. 基于 MATLAB 的系统分析与设计——信号处理[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1998.

## INCREASING THE NEGATIVE FEEDBACK GAIN IN THE AMPLITUDE STABILIZATION SYSTEM

ZHANG Lun, LI Zhi-hui, DING Jun-zhang

*Institute of Modern Physics, the Chinese Academy of Science, P. O. Box 31-18, Lanzhou, 730000, China*

**ABSTRACT:** This paper bases the study of the amplitude stabilization system on the classic control theory. It includes the analysing of the controlled devices and extracting the model from the real role with the black box method and experiment. It is especially introduced how to increase the gain of the negative feedback under the condition of keeping the loop stable by designing a PD controller upon its model.

**KEY WORDS:** accelerator; amplitude stabilization; amplitude modulation; resonate cavity; detector; homomorphic filtering