

·光电系统·

## 快速反射镜控制系统设计

袁钊光<sup>1</sup>, 王 锐<sup>2</sup>

(1. 陆军装备部驻沈阳地区军代局大连地区军代室, 辽宁 大连 116083;

2. 中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所, 长春 130033)

**摘要:** 针对快速反射镜的控制系统展开分析和研究。首先, 概述了FSM的技术特点。其次, 对FSM控制系统实现过程进行了研究, 具体包括系统辨识, 速度环回路闭环, 位置环回路闭环和电流环回路闭环。然后, 针对FSM控制系统实现过程进行了仿真验证, 实现了FSM控制系统跟踪精度5"。最后, 对FSM系统的性能进行了综合总结。

**关键词:** 快速反射镜; 光电跟踪; 电流环; 光束控制

中图分类号: TN976

文献标识码: A

文章编号: 1673-1255(2020)-01-0027-08

## Design of Fast Steering Mirror Control System

YUAN Jia-guang<sup>1</sup>, WANG Rui<sup>2</sup>

(1. Military Agency of Army Equipment Departments in Shenyang, Dalian 116083, China;

2. Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China)

**Abstract:** The control system of fast steering mirror (FSM) is analyzed and studied. Firstly, the technical characters of the FSM are summarized. Secondly, the realization process of the FSM control system including system identification, speed closed loop, position closed loop and current closed loop is studied. And then, the realization process of the FSM control system is simulated and verified. The tracking accuracy of the FSM control system is 5". Finally, the capability of the FSM system is summarized.

**Key words:** fast steering mirror; optoelectronic tracking; current loop; light-beam control

对于光电跟踪设备, 如何有效提高跟踪精度, 一直是急需解决的技术问题, 在跟踪架系统(主系统)中加入具有高谐振频率结构的快速反射镜(fast-steering mirrors, FSM), 即由主轴跟踪架进行粗跟踪, 由快速反射镜进行精跟踪。能够大幅提高跟踪精度, 快速反射镜结构具有动态滞后误差小、响应速度快、谐振频率高等优点, 克服了主轴跟踪架刚度不够的问题, 同时主系统可以补偿快速反射镜工作范围有限的问题, 主系统和快速反射镜系统组合实现了在大范围内快速高精度跟踪, 因此快速反射镜已广泛应用在激光通讯、大型望远镜、光电精密跟踪、图像稳定等领域<sup>[1-4]</sup>。

首先, 概述了FSM的技术特点。然后, 着重研究了FSM控制系统实现过程。最后, FSM控制系统实现过程进行了仿真实验验证, 证明了FSM在系统精度和稳定性方面的优越性。

### 1 FSM控制系统实现过程

FSM控制系统实现过程可以分为以下几个步骤: (1) 测对象传递函数, 也就是系统辨识的过程; (2) 完成速度环回路闭环; (3) 完成位置环回路闭环; (4) 完成电流环回路闭环。下面分别对FSM控制系统实现过程的几个步骤进行论述。

收稿日期: 2019-11-26

基金项目: 中科院青促会基金(2016199)

作者简介: 袁钊光(1982-), 男, 吉林双辽人, 学士, 主要研究方向为测控技术与仪器。E-mail: dukunyang1995@163.com

### 1.1 系统辨识

经典系统辨识方法是经典控制理论的组成部分,在经典控制理论中将控制系统作为单输入单输出系统。在经典系统辨识方法中将控制系统模型看作频率特性、传递函数或者权函数。在经典系统辨识方法中,通过给待辨识系统施加输入信号并监测系统输出信号,记录输入和输出数据,进行数据拟合,推算系统模型参数,获得系统模型,实现系统辨识<sup>[5-7]</sup>。

#### 1.1.1 阶跃法

在被辨识对象上施加确定的瞬变扰动测取阶跃响应曲线,然后从此曲线推求传递函数的方法,称为阶跃响应法。

##### (1)阶跃响应曲线的测取

测取响应曲线大多采用非周期测试信号。如所用的瞬变信号可以是阶跃扰动或矩形脉冲扰动。用阶跃扰动时直接测阶跃响应曲线,在不允许使用阶跃扰动(如对对象含积分环节)时,可用矩形脉冲扰动<sup>[8-10]</sup>。在获得的矩形脉冲响应曲线后,要经过以下换算来获得阶跃响应,如式(1)所示,阶跃响应曲线如图1所示。

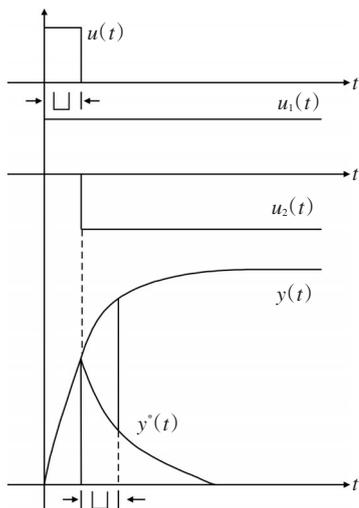


图1 阶跃响应曲线

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) = u_1(t) - u_1(t - \Delta) \quad (1)$$

要求的阶跃响应是  $u_1(t)$  的响应,设为  $y(t)$ ,则  $u_1(t - \Delta)$  的响应为  $y(t - \Delta)$ ;若矩形脉冲  $u(t)$  的响应

为  $y^*(t)$ ,按线性系统迭加原理得到如式(2)所示

$$y^*(t) = y(t) - y(t - \Delta) \quad (2)$$

已测得  $y^*(t)$  后,可求得  $y(t)$  如式(3)所示

$$y(t) = y^*(t) + y(t - \Delta) \quad (3)$$

这可以按下式通过作图得到如式(4)所示,阶跃响应曲线如图1所示

$$y(t) = y^*(t) \quad t \leq \Delta$$

$$y(t) = y^*(t) + y(t - \Delta) \quad t > \Delta \quad (4)$$

(2)由阶跃响应曲线确定传递函数的试探法

测出阶跃响应曲线后,估算传递函数的方法很多。在这些估算传递函数的方法中,都是首先估计传递函数的模型,在已经估计得到传递函数模型的基础上,再利用阶跃响应曲线进行特征参数估计,推算出系统的传递函数模型参数。通常选用一惯性环节进行参数估计,在得到系统传递函数后进行验证,测试数据拟合误差,如果误差不符合要求,则再进行模型估计和参数估计,重复过程,直至较满足要求为止。

一惯性环节:如测得的阶跃响应在  $t=0$  时斜率不为零而为最大值,然后又逐渐上升到稳态值  $y(\infty)$ ,如图2所示。

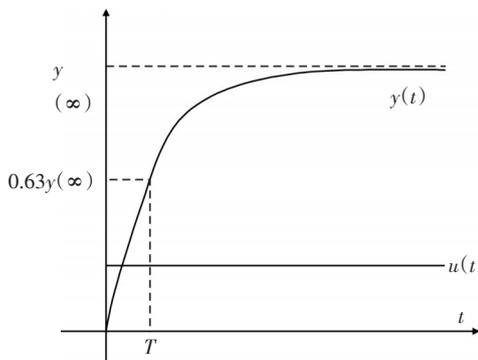


图2 一惯性环节阶跃曲线

可用一惯性环节来近似。其传递函数如式(5)所示

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} \quad (5)$$

式(5)中,  $K$  为放大系数;  $T$  为时间常数。

此式中需要确定未知参数  $K$  和  $T$ 。其中,  $K$  如式(6)所示

$$K = \frac{y(\infty)}{u} \quad (6)$$

在求  $T$  时,把  $y(t)$  曲线改成标么值曲线  $y^*(t)$ , 即作归一化处理如式(7)所示

$$y^*(t) = \frac{y(t)}{y(\infty)} \quad (7)$$

这样  $y^*(t)$  如式(8)所示

$$y^*(t) = 1 - e^{-\frac{t}{T}} \quad (8)$$

令  $t = T$  时,  $y^*(t)$  如式(9)所示

$$y^*(T) = 1 - e^{-1} = 0.63 \quad (9)$$

故只要在曲线上找到与  $0.63y(\infty)$  点的横坐标即为  $T$ 。在  $T$  确定以后,可得到  $y(2T)$  和  $y(0.5T)$  分别如式(10)和式(11)所示

$$y(2T) = (1 - e^{-2})y(\infty) = 0.87y(\infty) \quad (10)$$

$$y(0.5T) = (1 - e^{-0.5})y(\infty) = 0.39y(\infty) \quad (11)$$

使用  $y(2T)$  和  $y(0.5T)$  的点来作校验用。

### 1.1.2 频率法

频率特性是描述动态系统的非参数模型,可通过实验方法测取。

(1)测试系统的频率特性

系统频率特性的测试可以使用固定频率的正弦信号施加在被测系统上,同时监测系统输出信号。如果被测试系统是一个线性系统,那么监测到的系统输出信号与输入正弦信号频率相同、幅值和相位不同的正弦信号。通过幅值和相位的变化数据,可以推导出被测系统的频率特性。对于系统谐振频率的测试,也是系统带宽的测试,可以通过逐渐增加输入正弦信号的频率,当系统发生谐振时,此时的正弦信号频率  $\omega_{\max}$  就是系统的带宽<sup>[11-12]</sup>。

(2)由对数频率特性求传递函数

用一阶环节传递函数近似:如实验所得对数频率特性具有图3所示形状。

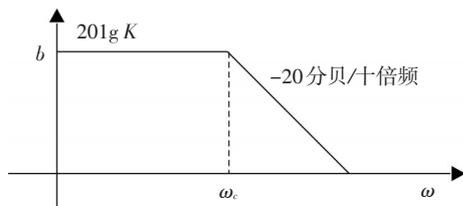


图3 对数频率特性

可用一阶环节的一阶惯性环节来近似如式(12)所示

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} \quad (12)$$

$K$  由水平高度  $b$  确定如式(13)所示

$$K = 10^{\frac{b}{20}} \quad (13)$$

$T$  由幅频对数特性转折频率  $\omega_c$  决定如式(14)所示

$$T = \frac{1}{\omega_c} \quad (14)$$

### 1.1.3 解析法

解析法可以计算出直流电机的机械时间常数,通过应用直流电机力矩平衡公式,假设摩擦力矩为零,得到直流电机运动方程如式(15)所示

$$M_p - Mr = J \frac{d\omega(t)}{dt} \quad (15)$$

式(15)中,  $Mr$  为速度反力矩;  $M_p$  为峰值堵转力矩;  $J$  为回转体的惯性矩;  $\omega$  为回转角速度。

通过使用直流电机的力矩系数  $K_T$ 、反电势系数  $Ke$  和峰值角速度  $\omega_o$  表示速度反力矩  $Mr$  和峰值堵转力矩  $M_p$ ,式(15)可转化为如式(16)

$$\frac{d\omega(t)}{dt} + \frac{K_T Ke}{JR} \omega(t) - \frac{K_T Ke}{JR} \omega_o = 0 \quad (16)$$

式(16)中,  $T_m$  为直流伺服系统的机械时间常数;  $R$  为电阻。

令  $\frac{JR}{K_T Ke} = T_m$ ,解此微分方程得如式(17)所示

$$\omega(t) = \omega_o (1 - e^{-\frac{t}{T_m}}) \quad (17)$$

阶跃法 origin 拟合公式如式(18)所示

$$y = P1 * (1 - \exp(-x/P2)) \quad (18)$$

首先假设忽略摩擦力,通过以上公式计算得到回转体的惯性矩  $J$ ,然后通过力矩系数  $K_T$ 、反电势系数  $Ke$  和电阻  $R$ ,通过以上公式计算得到机械时间常数  $T_m$ 。然而,在实际系统中,摩擦力是存在的,而且摩擦力不可避免,有时摩擦力还会很大,因此回转体的惯性矩  $J$  计算存在误差,导致机械时间常数  $T_m$  的计算存在误差。因此,解析法在实际应用中存在较大误差,使用存在局限性。

## 1.2 速度回路设计

速度回路通常被设计0型系统模型,获得更大的放大倍数。

设控制对象的传递函数如式(19)所示

$$W_{(s)} = \frac{1/k_e}{(T_M s + 1)(T_e s + 1)} \quad (19)$$

式(19)中,  $T_M$  为机械时间常数;  $T_e$  为电气时间常数;  $S$  为域变换。

速度回路闭环结构图如图4所示。

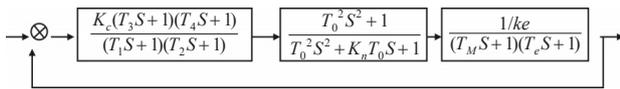


图4 速度回路闭环结构图

其中,  $W_{(s)} = \frac{1/k_e}{(T_M s + 1)(T_e s + 1)}$  为电机模型。

速度调节器如式(20)所示

$$W_{(s)} = \frac{Y_{(s)}}{U_{(s)}} = \frac{K_C(T_3 S + 1)(T_4 S + 1)}{(T_1 S + 1)(T_2 S + 1)} \quad (20)$$

式(20)中,  $K_C$  为比例系数。

双线性变换如式(21)所示

$$S = \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}} \quad (21)$$

式(21)中,  $T$  为采样周期;  $Z$  为域变换。

有差分方程如式(22)所示

$$y_{(n)} = A \cdot y_{(n-1)} - B \cdot y_{(n-2)} + C \cdot u_{(n)} - D \cdot u_{(n-1)} + E \cdot u_{(n-2)} \quad (22)$$

式(22)中,  $A, B, C, D$  和  $E$  分别如式(23), 式(24), 式(25), 式(26)和式(27)所示

$$A = \frac{(2\frac{T_1}{T} + 1)(2\frac{T_2}{T} - 1) + (2\frac{T_1}{T} - 1)(2\frac{T_2}{T} + 1)}{(2\frac{T_1}{T} + 1)(2\frac{T_2}{T} + 1)} \quad (23)$$

$$B = \frac{(2\frac{T_1}{T} - 1)(2\frac{T_2}{T} - 1)}{(2\frac{T_1}{T} + 1)(2\frac{T_2}{T} + 1)} \quad (24)$$

$$C = \frac{K_C(2\frac{T_3}{T} + 1)(2\frac{T_4}{T} + 1)}{(2\frac{T_1}{T} + 1)(2\frac{T_2}{T} + 1)} \quad (25)$$

$$D = \frac{K_C(2\frac{T_3}{T} + 1)(2\frac{T_4}{T} - 1) + (2\frac{T_3}{T} - 1)(2\frac{T_4}{T} + 1)}{(2\frac{T_1}{T} + 1)(2\frac{T_2}{T} + 1)} \quad (26)$$

$$E = \frac{K_C(2\frac{T_3}{T} - 1)(2\frac{T_4}{T} - 1)}{(2\frac{T_1}{T} + 1)(2\frac{T_2}{T} + 1)} \quad (27)$$

### 1.3 位置环回路设计

位置回路通常被设计成为I型系统模型。速度回路闭环之后相对于位置回路作为一阶惯性环节处理,在位置回路开环频率特性中是高频部分。基于快速反射镜的数引跟踪、电视跟踪需要采用不同的控制算法,且不同的控制方式间要实现平滑转换。

位置回路闭环结构图如图5所示。

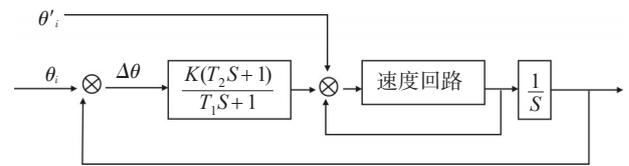


图5 位置回路闭环结构图

其中位置调节器如式(28)所示

$$W_{(s)} = \frac{Y_{(s)}}{U_{(s)}} = \frac{K(T_2 S + 1)}{T_1 S + 1} \quad (28)$$

双线性变换如式(29)所示

$$S = \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}} \quad (29)$$

式(29)中,  $T$  为采样周期。

有差分方程如式(30)所示。

$$y_{(n)} = A \cdot y_{(n-1)} + B \cdot u_{(n)} - C u_{(n-1)} \quad (30)$$

式(30)中,  $A, B,$  和  $C$  分别如式(31), 式(32)和式(33)所示

$$A = \frac{2T_1 - T}{2T_1 + T} \quad (31)$$

$$B = \frac{K(2T_2 + T)}{2T_1 + T} \quad (32)$$

$$C = \frac{K(2T_2 - T)}{2T_1 + T} \quad (33)$$

当系统偏差较大时,采用双模控制,在大偏差时切换到非线性控制器上。

当偏差  $|e| < \delta$  时利用线性控制器,而当偏差  $|e| > \delta$  时利用饱和控制。

### 1.4 电流环回路设计

假设直流力矩电机在额定励磁的情况下输出电流连续,则电枢电压  $U_{a0}$  和电枢反电动势  $E$  的电枢回路电压动态平衡数学方程如式(34)和式(35)

所示

$$U_{a0} = E + I_a R + L(dI_a/dt) \quad (34)$$

$$E = C_e n \quad (35)$$

式(34)中,  $U_{a0}$  为电枢电压;  $I_a$  为电枢电流;  $R$  为电枢电阻;  $L$  是电枢电感。

式(35)中,  $E$  为电枢反电动势;  $n$  为转子转速;  $C_e$  为反电动势系数。

将式(34)和式(35)进行拉普拉斯变换得到如式(36)

$$U_{a0}(s) - E(s) = R[I_a(s) + T_a s I_a(s)] \quad (36)$$

式(36)中,  $T_a = L/R$  为电机的电气时间常数, 化简式(36)得到式(37)

$$I_a(s)/(U_{a0}(s) - E(s)) = 1/[R(T_a s + 1)] \quad (37)$$

电机输出转矩与电枢电流成正比, 转矩动态平衡方程如式(38)所示

$$T_{em} - T_L = J(dn/dt) \quad (38)$$

式(38)中,  $T_{em}$  为电机输出转矩;  $T_L$  为负载转矩;  $J$  为负载的总转动惯量;  $n$  为转子转速。

电机输出转矩  $T_{em}$  和电枢电流  $I_a$  之间的关系如式(39)所示, 负载转矩  $T_L$  和负载电流  $I_{La}$  之间的关系如式(40)所示

$$T_{em} = C_m I_a \quad (39)$$

$$T_L = C_m I_{La} \quad (40)$$

式(39)和式(40)中,  $C_m$  为电机转矩系数;  $I_a$  为电枢电流;  $I_{La}$  为负载电流。

将式(38)进行拉普拉斯变化得式(41)

$$C_m[I_a(s) - I_{La}(s)] = Jsn \quad (41)$$

由式(35)和式(41)得出电枢电压和电枢电流之间的关系如式(42)所示。

$$E(s)/[I_a(s) - I_{La}(s)] = R/(T_m s) \quad (42)$$

式(42)中,  $T_m$  为电机机械时间常数如式(43)所示。

$$T_m = JR/C_m C_e \quad (43)$$

通过式(37)和(42)推导得出直流电机系统数学模型, 如图6所示。

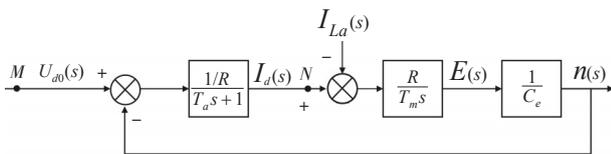


图6 直流电机系统数学模型

在图6所示的直流电机系统数学模型中, 在加入电流回路控制的情况下, 将  $M$  点位置作为电流给定点, 将  $N$  点位置作为电流反馈点。在设计电流回路时, 通常可以忽略电枢反电压的影响, 因为对于直流电机机械时间常数通常远大于电气时间常数, 所以电枢反电压的变化远小于电枢电流的变化。

假设忽略负载电流的影响, 建立电流回路和速度回路, 双闭环控制系统数学模型, 如图7所示。

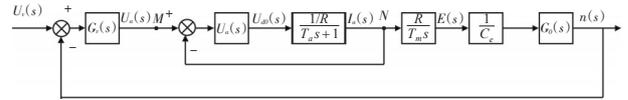


图7 直流电机速度环和电流环双闭环控制系统数学模型

在图7所示的直流电机速度环和电流环双闭环控制系统数学模型中,  $G_v(s)$  是速度回路控制器,  $G_a(s)$  是电流回路控制器,  $G_0(s)$  是机械谐振环节, 用二阶振荡环节来模拟,  $U_v(s)$  是速度给定值,  $U_a(s)$  是电流给定值。

机械谐振环节  $G_0(s)$  如式(44)所示

$$G_0(s) = [(1/\omega_n)^2 s^2 + 2\zeta(s/\omega_n) + 1]^{-1} \quad (44)$$

式(44)中,  $\zeta$  为比例系数。

电流环控制器  $G_a(s)$  设计为比例控制器如式(45)所示

$$G_a(s) = k_1 \quad (45)$$

式(45)中,  $k_1$  为比例系数。

推导得到电流回路闭环传递函数如式(46)所示

$$\phi_a(s) = k_1 R^{-1} (1 + k_1 R^{-1})^{-1} / [T_a (1 + k_1 R^{-1})^{-1} s + 1] = k_1 R^{-1} (1 + k_1 R^{-1})^{-1} / (T_a' s + 1) \quad (46)$$

式(46)中,  $T_a' = T_a / (1 + k_1/R)$  是加入电流回路后系统的电气时间常数, 此电气时间常数是没电流回路时电气时间常数的  $1/(1 + k_1/R)$  倍。推导得到速度环的控制对象传递函数如式(47)所示

$$G_{v0}(s) = \phi_a(s) R G_0(s) / C_e T_m s = G_0(s) k_1 (1 + k_1 R^{-1})^{-1} / [(C_e T_m s)(T_a' s + 1)] \quad (47)$$

如果  $T_a'$  远大于系统谐振频率, 那么  $T_a'$  将满足如式(48)所示

$$1/T_a' \geq \omega_n \quad (48)$$

由于  $T_a'$  满足式(48), 则系统传递函数可以简化处理, 一阶惯性环节可以进一步简化为式(49)所

示的纯积分环节

$$G_{v0}(s) = \phi_a(s)RG_0(s)/C_eT_ms = G_0(s)k_1(1+k_1R^{-1})^{-1}/(C_eT_ms) \quad (49)$$

若控制系统中没有加入电流回路控制,则在系统控制的过程中需要计算电枢反电压,那么根据图7推导可得到速度环的控制对象传递函数如式(50)所示

$$G_{v0}'(s) = [C_e(T_aT_ms^2 + T_ms + 1)]^{-1} \quad (50)$$

一般有  $T_m > 10T_a$ , 式(50)可简化为式(51)

$$G_{v0}'(s) = [C_e(T_a s + 1)(T_ms + 1)]^{-1} \quad (51)$$

通过对式(49)和(50)的比较可以看到,在控制系统中加入了电流回路控制之后,速度环的控制对象得到了很大的改善,具体表现在以下两个方面:首先,速度环的控制对象系统模型发生了变化,没

有加入电流环回路之前是0型系统,加入电流环回路之后是I型系统,控制对象的数学模型从二阶惯性环节转化成为纯积分环节,这样的变化提高了控制系统的型别,速度回路控制误差为无差;其次,在增加了电流回路之后,速度环的控制对象相位裕度从  $-180^\circ$  变为  $-90^\circ$ ,使得速度回路的相位裕度得到了提高,减少了控制系统的加速度无差。

## 2 实验评价

快速反射镜控制系统由外框架和内框架两套相互配合又相互独立的子系统组成,外框架和内框架选取的控制算法相同,均采用速度环为内环位置环为外环的双闭环控制策略,快速反射镜控制系统原理如图8所示。

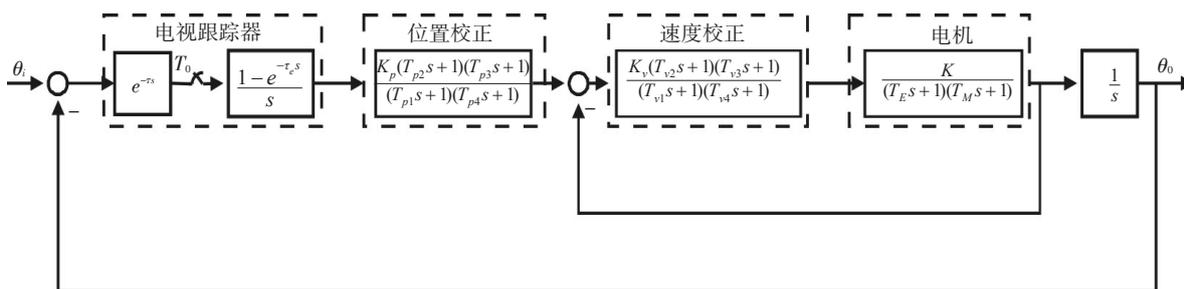


图8 快速反射镜控制系统原理图

现以外框架为例,设计控制算法。

图9为速度环开环Bode图。

### 2.1 控制对象

取外框架快速反射镜控制对象的传递函数如式(52)所示

$$G_M(s) = \frac{6.56}{(0.9s + 1)(0.000888s + 1)} \quad (52)$$

### 2.2 速度环回路

速度回路可以减少直流力矩电机时间滞后效应,增加伺服控制系统的快速性。子系统的增益和带宽应该尽量增大,以此来减少母系统带来的高频干扰。子系统的谐振频率和编码器的采样频率,会影响速度回路的带宽。速度回路校正参数设计如式(53)所示

$$G_v(s) = \frac{6000(0.09s + 1)(0.00088s + 1)}{(30s + 1)(0.0008s + 1)} \quad (53)$$

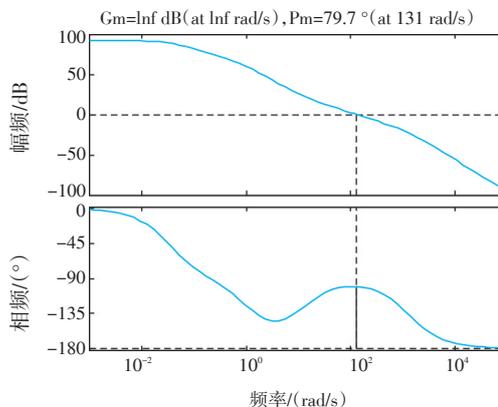


图9 速度环开环Bode图

从图9可看出,速度开环剪切频率为 $\omega_c=131$  rad/s,相位裕度为 $P_m=79.7^\circ$ 。

速度回路的单位阶跃响应曲线如图10所示。

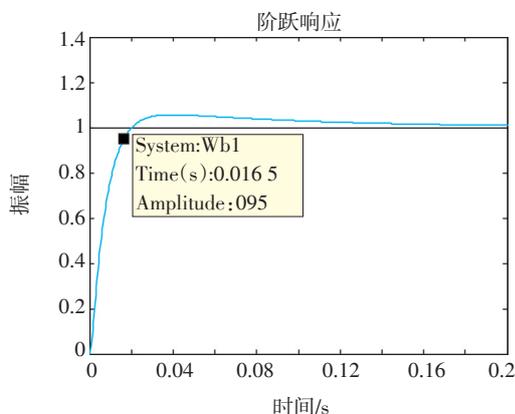


图10 速度回路的单位阶跃响应曲线

从图中可以看出,系统调节时间  $t_s$  大约为 0.016 s,超调量为5%。

### 2.3 电流环回路

输入为 915 mA 的阶跃响应,电流值如图11所示。

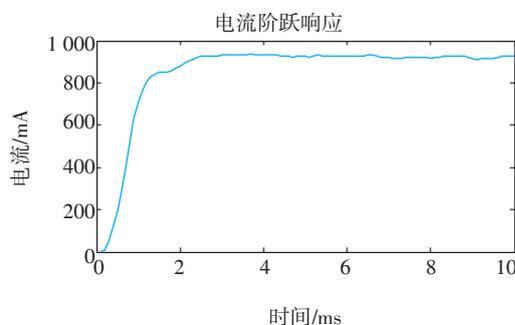


图11 电流环回路的阶跃响应曲线

### 2.4 位置环回路

在复合轴系统中,子系统直接校正的是母系统的跟踪残差,因此子系统带宽的要求主要取决于母系统残差的高频部分和探测器的带宽特性。为了提高复合跟踪精度和稳定性,子系统带宽要作的尽量高,提高子、母系统的带宽比。但受到探测器采样频率及带宽的限制,子系统不可能做得很宽。综合各种因素,子系统位置校正函数为如式(54)所示

$$\omega(s) = \frac{700(0.75s + 1)^2}{(3s + 1)^2} \quad (54)$$

系统仿真结果如图12所示。系统开环剪切频率  $\omega_{cp}=45 \text{ rad/s}$ ,相位裕度  $68^\circ$ 。

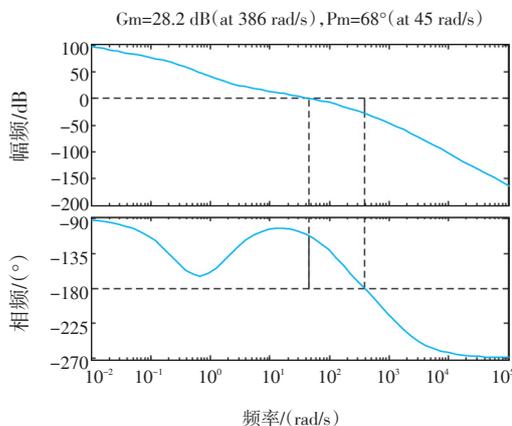


图12 位置环开环Bode图

子伺服系统自动跟踪时位置回路的闭环特性如图13所示。

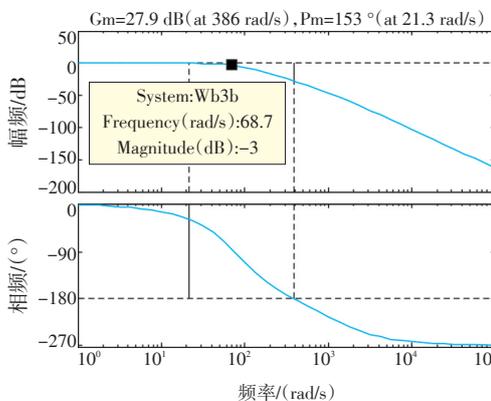


图13 位置环闭环Bode图

由图中可以看出,系统闭环特性的带宽为 68.7 rad/s。

自动跟踪时位置回路的单位阶跃响应曲线如图14所示。从图中可以看出,系统调节时间  $t_s$  约为 0.04 s,超调量  $\sigma$  约为4%。

因为母伺服系统带宽为 2 Hz,子伺服系统带宽应该大于母系统带宽,设计子伺服系统带宽为 10 Hz。母伺服系统的跟踪误差小于  $1'$ ,因此用等效正弦  $\theta=1' \times \sin(t/6)$  作仿真输入,评价子伺服系统的跟踪精度。自动跟踪时子伺服系统的跟踪误差见

图 15。

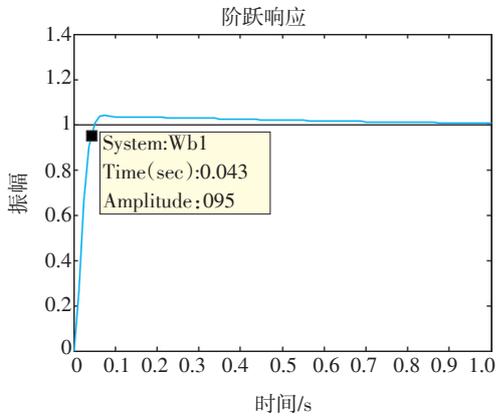


图 14 位置环回路的单位阶跃响应曲线

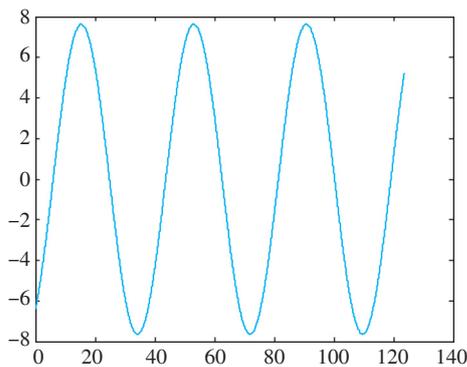


图 15 快反系统跟踪误差

由图可见,子伺服的跟踪误差最大值绝对值小于  $7.6''$ , 误差均方根  $5.27''$ , 满足子伺服控制系统对跟踪精度的要求。

### 3 结 论

首先概述了 FSM 的技术特点。然后,针对 FSM 控制系统实现过程,提出了具体的实现步骤:(1)测试控制对象传递函数,也就是系统辨识的过程;(2)完成速度环回路闭环;(3)完成位置环回路闭环;

(4)完成电流环回路闭环。其中系统辨识又分为阶跃法、频率法和解析法。由于摩擦力矩很难估算,解析法在实际中应用很少,所以只介绍了基本原理。针对阶跃法和频率法,给出了详细的理论推导。速度环回路闭环部分,首先进行了理论推导,然后进行了仿真实验。同样,位置环回路闭环部分,也是首先进行了理论推导,然后进行了仿真验证。针对电流环回路闭环部分,给出了详细的理论推导,并针对速度环和位置环进行了阶跃响应的实验验证,证明了电流环回路在提高系统精度和稳定性方面的优越性。总的来说,文中内容将为 FSM 的研究提供理论基础和指导方向。

### 参考文献

- [1] 徐飞飞,纪明,解静,等.FSM在高精度瞄准线稳定系统中的应用研究[J].应用光学,2012,23(1):9-13.
- [2] 刘攀,缪淮扣,曾红卫,等.基于FSM的测试理论、方法及评估[J].计算机学报,2011,34(6):965-984.
- [3] 徐新行,杨洪波,王兵,等.快速反射镜关键技术研究[J].激光与红外,2013,43(10):1095-1103.
- [4] 王永辉,郭劲.,快速转向反射镜系统的设计简介[J].长春理工大学学报,2003,26(2):51-53.
- [5] 韩江,屈胜利,王效杰,等.伺服系统辨识的仿真与实现[J].航空计算技术,2005,35(4):50-52.
- [6] 王琳,马平.系统辨识方法综述[J].电力情报,2001,(4):63-66.
- [7] 徐小平,王峰,胡钢.系统辨识研究的现状[J].自动化技术,2007,2007(15):112-116.
- [8] 李成东,陈绍东,邵惠鹤,等.基于多次阶跃法的多变量阶跃模型辨识[J].信息与控制,2000,29(3):236-247.
- [9] 周俊鹏,李焱,王一卉,等.舰载光电伺服设备的系统辨识研究[J].液晶与显示,2014,29(5):721-727.
- [10] 宋志安,王文馨.由阶跃响应曲线辨识传递函数的图解方法[J].山东科技大学学报,2003,22(1):61-63.
- [11] 王帅,陈涛,李洪文,等.光电跟踪伺服系统的频率特性测试与模型辨识[J].光学精密工程,2009,17(1):78-84.
- [12] 董彦非,李嘉林,张恒喜.基于频率响应的纵向等效系统辨识方法[J].空军工程大学学报,2003,4(4):69-72.