

Kalman 滤波和 PI 控制融合的光电转台控制方法研究

闵超波, 张俊举, 常本康, 刘磊, 孙斌

(南京理工大学 电子工程与光电技术学院, 江苏 南京 210094)

摘要: 针对船载光电转台需要高性能位置控制以满足光电系统稳定地成像和精确地跟踪, 提出了一种 PI 控制和 Kalman 滤波融合的光电转台控制方法, 其中包括直流电机的位置精确控制方法和相应的 PI 参数预测自适应整定方法。该算法利用 Kalman 预测来取代普通 PID 控制中微分部分的作用, 在不改变控制性能前提下简化参数整定, 并通过电机逆模型与 Kalman 预测实现 PI 控制器的参数预测自适应整定。仿真与实验结果表明: 与普通 PID 控制相比, 所提出的控制方法具有良好的动态性能, 能显著提高船载光电转台的控制品质。

关键词: 自动控制技术; 光电技术; 光电转台; Kalman 滤波; 参数预测

中图分类号: TN29 **文献标志码:** A **文章编号:** 1000-1093(2013)10-1334-07

DOI: 10.3969/j.issn.1000-1093.2013.10.022

A Method of Controlling an Optical-electronic Turret by Fusion of PI Controller and Kalman Filter

MIN Chao-bo, ZHANG Jun-ju, CHANG Ben-kang, LIU Lei, SUN Bin

(School of Electronic Engineering and Optic-electronic Technology, Nanjing University of
Science and Technology, Nanjing 210094, Jiangsu, China)

Abstract: Since the image stabilization and target tracking of a optical-electronic turret require precise and effective position control, a control method of optical-electronic turret, including the precise position control of DC motor using the fusion of PI controller and Kalman filter and the predicted parameter self-adaption for PI control, is proposed. This method replaces a differentiation element which is in the PID controller with Kalman filter in order to simplify the parameters tuning of the PID controller, while the control performance is unchanged. And the predicted self-adaption for PI controller is achieved using the inverse model of DC motor and Kalman prediction. The experimental result shows that, compared with the common PID controller, the proposed method has better dynamic property, and can improve the control performance of shipborne optical-electronic turret.

Key words: automatic control technology; optical-electronic technology; optical-electronic turret; Kalman filter; parameter self-adaption

0 引言

船载光电探测平台广泛用于军事侦查、打击效

果评估和水上搜救等领域,其中承载光电设备的光电转台作为系统的基础,用于光电探测平台水平俯仰的转动,以保证探测平台的稳定和对目标准确地

收稿日期: 2012-08-28

基金项目: 国家自然科学基金项目(61101195)

作者简介: 闵超波(1987—),男,博士研究生。E-mail: chaobomin@gmail.com;

常本康(1950—),男,教授,博士生导师。E-mail: bkchang@mail.njust.edu.cn

跟踪^[1]。因此,对光电转台控制的精度直接影响整个光电探测平台的性能。

光电转台需要高精度的位置控制、快速响应能力,而直流电机具有较高的启动转矩、较大的超载能力和较佳的可靠性,因此广泛地作为光电转台的执行电机。对光电转台的控制,其核心为直流电机的位置控制。对于直流电机位置控制系统应用较多的控制方法是 PID 控制器,这类控制器具有直观、实现简单和鲁棒性能好等优点而得到广泛应用^[2],其中 PID 参数的整定是影响 PID 控制效果最大的因素。但由于船载光电转台在海面环境下,受到舰船姿态变化、震动以及自身不平衡力矩等因素影响,含有不确定性和严重非线性,因此普通的参数固定 PID 控制器难以满足其精度高、响应快的控制要求。

目前,智能优化算法在 PID 参数自适应整定中取得了传统方法无法比拟的结果^[3]。用来解决全局优化搜索问题的遗传算法(GAs),文献[4]为其中效果较好的算法之一,是基于自然选择和自然遗传的结构体系的一种高效率的搜索算法。但遗传算法会“过早成熟”,其收敛速度慢,且可变参数较多。另一类参数整定方法是模糊神经网络 PID 参数整定^[5],这种方法利用理论较为完善的模糊数学、神经网络对常规 PID 进行修正,优点是非线性构造能力强,但这类方法参数调试较为复杂,实际运用效果欠佳。

本文中设计了一种融合 Kalman 预测和 PI 控制的光电转台位置控制器。利用 Kalman 预测代替 PID 控制器中微分环节的作用,构建新的 PI 控制方程,将对比例、积分和微分 3 个参数的整定简化为只对比例、积分参数的整定,并且提出了一种通过被控制对象直流电机的逆模型与 Kalman 预测量进行 PI 控制器参数的预测自适应整定方法。对控制器进行了仿真与系统平台实验,通过与普通 PID 控制器的对比,证明了本文提出的控制器可以有效减少位置控制调节时间和超调量,提高船载光电转台位置控制性能和抗干扰能力。

1 控制方法设计

1.1 PID 控制器

PID 控制器的计算包括比例项 P,积分项 I 和微分项 D 三个系数,有时也相应的称为三项控制。这些系数依据时间可以解释为:P 与现在的误差有关,I 与过去误差的积累有关,D 是基于当前变化率对将来误差的预测。

设实际位置和目标位置的误差

$$e(n) = r(n) - c(n), \quad (1)$$

式中: $r(n)$ 为目标位置; $c(n)$ 为实际位置; n 为采样时刻, $n \geq 1$ 。

为了便于工程应用,数字 PID 公式为

$$\mu(n) = k_p \left[e(n) + \frac{T}{T_i} \sum_{j=0}^n e(j) + T_D \frac{e(n) - e(n-1)}{T} \right], \quad (2)$$

式中: k_p 为比例系数; T_i 为积分时间常数; T_D 为微分时间常数; T 为采样时间。

1.2 Kalman 滤波

本文中 Kalman 滤波器作为预测器使用,作用是预测位置残差,以替代 PID 控制中微分环节的作用。由于光电转台转动过程可近似为匀速运动模型,因此,位置残差也近似为均匀变化,Kalman 滤波采用匀速变化模型。

位置误差的量测方程为

$$Y(n) = c \cdot E(n) + v(n), \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} y(n) \\ y'(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(n) \\ e'(n) \end{bmatrix} + v(n). \quad (4)$$

系统方程为

$$E(n) = a \cdot E(n-1) + w(n), \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} e(n) \\ e'(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(n-1) \\ e'(n-1) \end{bmatrix} + w(n). \quad (6)$$

优化 Kalman 滤波器公式:

$$\hat{E}(n) = A(n) \hat{E}(n-1) + B(n) Y(n), \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{e}(n) \\ \hat{e}'(n) \end{bmatrix} = A(n) \begin{bmatrix} \hat{e}(n-1) \\ \hat{e}'(n-1) \end{bmatrix} + B(n) \begin{bmatrix} y(n) \\ y'(n) \end{bmatrix}, \quad (8)$$

式中:

$$A(n) = a \cdot [1 - c \cdot B(n)],$$

$$B(n) = \frac{cP(n|n-1)}{cP(n|n-1)c^T + \sigma_v^2}. \quad (9)$$

均方预测估计误差为

$$P(n|n-1) = aP(n)a^T + \sigma_w^2,$$

$$P(n) = E[E(n) - \hat{E}(n)]^2, \quad (10)$$

式中: $v(n)$ 为量测噪声; $w(n)$ 为系统噪声; σ_v^2 为 $v(n)$ 的协方差矩阵; σ_w^2 为 $w(n)$ 的协方差矩阵。量测噪声和系统噪声为随机变量噪声。

系统初始条件为

$$\begin{bmatrix} \hat{e}(2) \\ \hat{e}'(2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y(2) \\ \frac{1}{T}[y(2) - y(1)] \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Kalman 预测公式可以写成

$$\hat{\mathbf{E}}(n+1|n) = \mathbf{a}\hat{\mathbf{E}}(n), \quad (12)$$

式中: $\hat{\mathbf{E}}(n+1|n) = [\hat{e}(n+1|n) \hat{e}'(n+1|n)]^T$.

确定协方差矩阵和滤波初值后,根据量测值可以计算均方预测估计误差,就可以通过递推得到估计值,进而可以得到预测值。初值选择需保证滤波不发散和稳态跟踪,量测和系统噪声根据统计特性得出。

1.3 带有 Kalman 滤波器的 PI 控制器及仿真

1.3.1 控制原理

PID 控制器中的微分控制(D)作用是预测误差变化趋势,提前抑制误差的控制作用,消除被控对象的超调。Kalman 滤波器可以根据 k 时刻的量测 $\mathbf{Y}(k)$ 给出 $k+1$ 时刻的量测的预测值,可以更加直接准确地反映被控对象的变化趋势。据此,可以利用 Kalman 预测器代替 PID 控制器中微分环节的作用,建立新的双闭环控制流程,如图 1 所示。

1) 直流电机 k 时刻的位置与设定位置之差传输至 Kalman 滤波器, Kalman 滤波器根据输入预测 $k+1$ 时刻的位置残差。

2) 预测位置残差输入 PI 控制器,经计算得到的控制量。

3) 控制量根据电机反馈电流对直流电机进行控制,形成电流的闭环控制,输出为电机的电枢电压。

4) 电机的反馈位置继续与设定位置做差,形成位置的闭环控制。

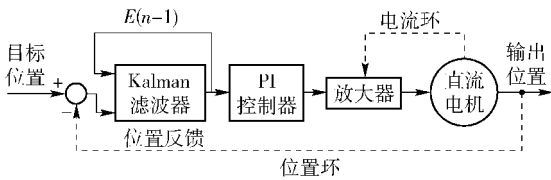


图 1 Kalman + PI 控制原理图

Fig.1 The scheme of Kalman + PI

Kalman 与 PI 控制器融合的控制量离散方程为

$$\mu(n) = k_p[\hat{e}(n+1|n) + k_1 \sum_{j=1}^n \hat{e}(j+1|j)]. \quad (13)$$

1.3.2 仿真

仿真对象为某光电转台中所配的直流电机,参数如表 1 所示。

仿真结果如下:

1) Kalman + PI 控制系统参数取 $k_p = 1, k_1 = 1/10000$;普通 PID 参数取 $k_p = 0.1, k_1 = 1/10000, k_D = 0.0005$ 。仿真对比曲线如图 2 所示,性能对比如表 2 所示。

表 1 电机参数

Tab.1 The parameters of motor

参数	数值
电枢电阻/ Ω	6.65
反电动势常数/ $(V \cdot s \cdot \text{rad}^{-1})$	0.0841
转子惯量/ $(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.66×10^{-5}
电枢电感/H	1.15×10^{-3}
机械阻尼/ $(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} \cdot \text{rad}^{-1})$	5.2385×10^{-7}
转矩常数/ $(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{A}^{-1})$	0.0869

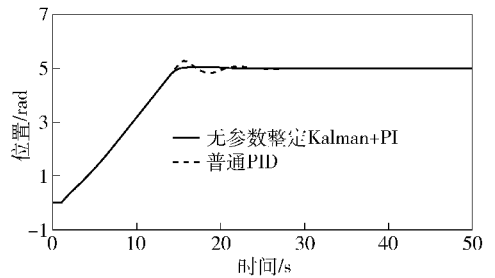


图 2 Kalman + PI 与普通 PID 对比 1

Fig.2 Comparison #1 between Kalman + PI and PID

表 2 Kalman + PI 与普通 PID 性能对比

Tab.2 Comparison #1 between Kalman + PI and PID

控制器	超调量/%	峰值时间/s	调节时间/s
普通 PID	5.06	15.65	31.35
Kalman + PI	1.00	17.10	23.68

2) Kalman + PI 控制系统参数取 $k_p = 5, k_1 = 1/1000$;普通 PID 参数取 $k_p = 5, k_1 = 1/1000, k_D = 0.002$ 。仿真对比曲线如图 3 所示,性能对比如表 3 所示。

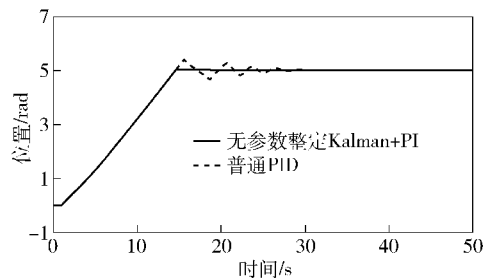


图 3 Kalman + PI 与普通 PID 对比 2

Fig.3 Comparison #2 between Kalman + PI and PID

表 3 Kalman + PI 与普通 PID 性能对比 2

Tab. 3 Comparison #2 between Kalman + PI and PID

控制器	超调量/%	峰值时间/s	调节时间/s
普通 PID	7.60	15.62	39.43
Kalman + PI	0.20	16.40	21.80

3) Kalman + PI 控制系统参数取 $k_p = 4$, $k_i = 1/10\ 000$; 普通 PID 参数取 $k_p = 4$, $k_i = 1/10\ 000$, $k_d = 0.000\ 5$ 。为验证控制系统的防干扰性能, 根据文献[6-7]中数学模型, 模拟船舶在 5、6 级风浪、航速在 18 kn 下时对转台的量测干扰噪声, 仿真对比曲线如图 4 所示。

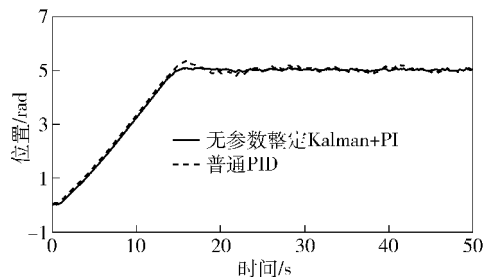


图 4 带随机噪声 Kalman + PI 与普通 PID 对比

Fig. 4 Comparison between Kalman + PI and PID with random noise

1.3.3 讨论

通过以上仿真, 可以发现:

1) 由仿真 1 ~ 仿真 3 可以看出, 当本文所提出的 Kalman + PI 控制系统的比例、积分系数与普通 PID 的比积分系数相等时, Kalman + PI 控制系统在稳定时间和超调量等方面都远远优于普通 PID 控制器, 这可以说明 Kalman 预测可以完全代替 PID 控制中微分环节的作用, 并且可以更好地抑制系统超调, 减小系统震荡, 缩短过渡时间, 提高系统的动态性能。

2) 对比仿真 1、仿真 2 中阶跃响应曲线, 2 个实例中比例系数 k_p 和积分系数 k_i 的相差极大, 普通 PID 的阶跃响应曲线的超调量增大 2%, 调节时间延长 8.08 s, 而 Kalman + PI 控制系统的性能变化不大并且略有提升, 这可以说明 Kalman + PI 控制系统的鲁棒性优于普通 PID 控制器, 并且其系数的调整范围更宽泛, 大大提高参数效率。

3) 从仿真 3 阶跃响应曲线可以看出, Kalman + PI 控制系统可以很好的抑制噪声干扰, 分离出所需要的输出信号, 其抗干扰性也优于普通 PID 控制器。由于 Kalman 滤波器要求被控对象所受干扰符合高

斯发布, 但实际中噪声环境非常复杂, 不可能完全满足假设条件, 因此, 实际中 Kalman 滤波器的抑制噪声效果要比仿真结果要差些, 但是不可否认, 在大多数环境中 Kalman 滤波仍会有较好的效果。

综上所述, 本文所提出的 Kalman + PI 控制方法可以有效地减小系统震荡和超调量, 缩短调节时间, 提高系数效率, 增强系统鲁棒性。

2 Kalman + PI 控制器参数预测自适应整定方法设计

2.1 数学模型

设直流电机回路电流是连续的, 且忽略弹性转矩及粘性摩擦, 直流电机传递函数可表示为

$$G(s) = \frac{1/k_e}{T_m T_s s^2 + T_m s + 1}, \quad (14)$$

式中: k_e 为反电动势常数; T_m 为电机时间常数; T_s 为电枢回路电磁常数。

通过拉普拉斯逆变换, 可以将传递函数还原为相应的微分方程

$$\frac{1}{k_e} \left[T_m T_s \frac{d^2 w(t)}{dt^2} + T_m \frac{dw(t)}{dt} + w(t) \right] = u(t), \quad (15)$$

式中: $w(t)$ 为电机角速度; $u(t)$ 为电机电枢电压。通过(15)式可以发现, 若已知输出 $w(t)$, 就可以由(15)式计算出输入 $u(t)$, 其作用相当于将传递函数反过来运用, 是传递函数 $G(s)$ 的反函数, 定义为

$$G_c(s) = \frac{1}{k_e} [T_m T_s s^2 + T_m s + 1]. \quad (16)$$

令 $\mu(n) = u(t)$, 将(13)式代入(15)式得

$$\frac{1}{k_e} \left[T_m T_s \frac{d^2 w(n)}{dn^2} + T_m \frac{dw(n)}{dn} + w(n) \right] = k_p^n \left[e(n) + k_i^n \sum_{j=0}^n e(j) \right], \quad (17)$$

$$k_i^n = \frac{T}{T_1^n}. \quad (18)$$

通过(17)式可以发现, 若已知 n 时刻的角速度 $w(n)$ 与位置残差 $e(n)$, 就可以求出 n 时刻比例系数 k_p 和积分系数 k_i 的关系。以此类推, 若可以预测 $n+1$ 时刻的角速度 $w(n+1|n)$ 和位置残差 $e(n+1|n)$, 就可以预测出 $n+1$ 时刻的比例系数和积分系数的关系。从(2)式可知, 比例系数的作用要远远大于积分系数的作用。如果给定积分系数, 就可以通过预测的系数关系预测比例系数, 与下一时刻 PI 控制器的输入做计算, 如此循环递推。只要确定初始条件、积分时间常数和采样时间, 就可以达到参

数预测自适应整定的目的。比例系数与积分系数关系方程分别为

$$u(n)k_p^{n+1} = G_c(n), \quad (19)$$

$$u(n) = e(n+1|n) + k_i \sum_{j=0}^n e(j+1|j), \quad (20)$$

$$G_c(n) = \frac{1}{k_e} \left[T_m T_s \frac{d^2 w(n+1|n)}{dn^2} + T_m \frac{dw(n+1|n)}{dn} + w(n+1|n) \right]. \quad (21)$$

由(19)式,若要将 $u(n)$ 从等式左边移到等式右边,就必须保证 $u(n) \neq 0$. 而在电机定位的过程中,控制量最终肯定会变为 0,这样就会出现除零的错误。所以必须找到一个不等于 0 的函数代替 $u(n)$,以解决除零的错误。本文中利用一个分段函数 $F(n)$ 代替 $u(n)$.

$$F(n) = \begin{cases} u(n), & u(n) \neq 0; \\ k_1, & u(n) = 0. \end{cases} \quad (22)$$

比例系数预测方程可写为

$$k_p^{n+1} = \frac{G_c(n)}{F(n)}. \quad (23)$$

2.2 参数预测自适应整定结构

图 5 为带有参数自适应整定的 Kalman + PI 控制器结构,对角速度的 Kalman 滤波也采用匀速变化模型。

在图 5 中, Kalman 滤波器 1 用于对位置残差 $e(n)$ 进行预测, Kalman 滤波器 2 用于对电机角

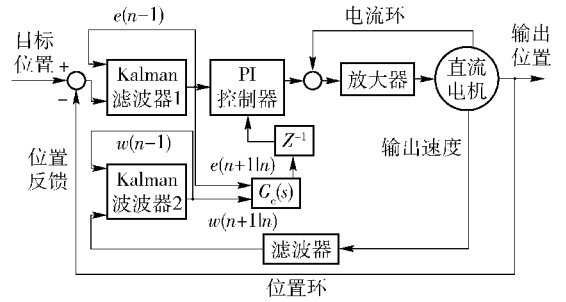


图 5 参数预测自适应整定结构原理
Fig. 5 Scheme of predicted self-adaption

速度 $w(n)$ 进行预测。位置残差和角速度的预测量都传输至电机的逆模型,进行比例系数的计算。其中 Z^{-1} 为延迟模块,作用是将预测的比例系数延迟一个时钟再传递给 PI 控制器。反馈通道的滤波器用来增强系统的稳定性,减小系统的震荡。一般反馈通道滤波器取一阶滤波器为

$$f(z^{-1}) = \frac{1 - \alpha}{1 - \alpha z^{-1}}, 0 \leq \alpha < 1, \quad (24)$$

式中: α 为有关于系统响应速度和鲁棒性的可调系数,在选取 α 时,必须考虑系统的响应速度和震荡时间。

2.3 仿真结果与分析

为分析其参数不确定性,被控对象为 3 种直流电机,参数如表 4 所示。将参数自适应整定的 Kalman + PI 分别与无参数自适应整定的 Kalman + PI 和普通 PID 的阶跃响应曲线作对比。

表 4 3 种电机参数

Tab. 2 The parameters of the three motors

电机	电枢 电阻/ Ω	反电动势常数/ ($V \cdot s \cdot rad^{-1}$)	转子惯量/ ($kg \cdot m^2$)	电枢 电感/H	机械阻尼/ ($N \cdot m \cdot s \cdot rad^{-1}$)	转矩常数/ ($N \cdot m \cdot A^{-1}$)
A	6.65	0.084 1	0.66×10^{-5}	1.15×10^{-3}	$5.238 5 \times 10^{-7}$	0.086 9
B	3.65	0.053 2	3.50×10^{-6}	0.25×10^{-3}	$9.671 2 \times 10^{-7}$	0.052 2
C	12.28	0.012 1	0.56×10^{-5}	2.30×10^{-3}	$4.357 0 \times 10^{-7}$	0.078 3

1) 与无参数自适应整定的 Kalman + PI 对比。 $k_p = 0.5, k_i = 1/10\ 000$. 仿真结果如图 6 所示。

2) 与普通 PID 对比。 $k_p = 0.5, k_i = 1/10\ 000, k_d = 0.005$. 仿真结果如图 7 所示。

从图 6 和图 7 可以看出,带有参数自适应整定的 Kalman + PI 控制器性能相比于无参数自适应整定的 Kalman + PI 控制器和普通固定参数的 PID 控制器,超调量和调节速度都有明显的改善,而且对于不同参数的电机,其参数整定效果稳定,控制鲁棒性

强。可以说明,通过电机逆模型与 Kalman 预测的参数预测自适应整定方法可以大大提高 Kalman + PI 控制系统的响应调节速度,改善动态性能,提升光电转台的位置控制精度。

3 实验结果

将本文设计的控制器在某船载光电转台上进行实验。光电转台实物如图 8 所示。光电转台方位转动控制系统主要由永磁式直流力矩电机、绝对式光

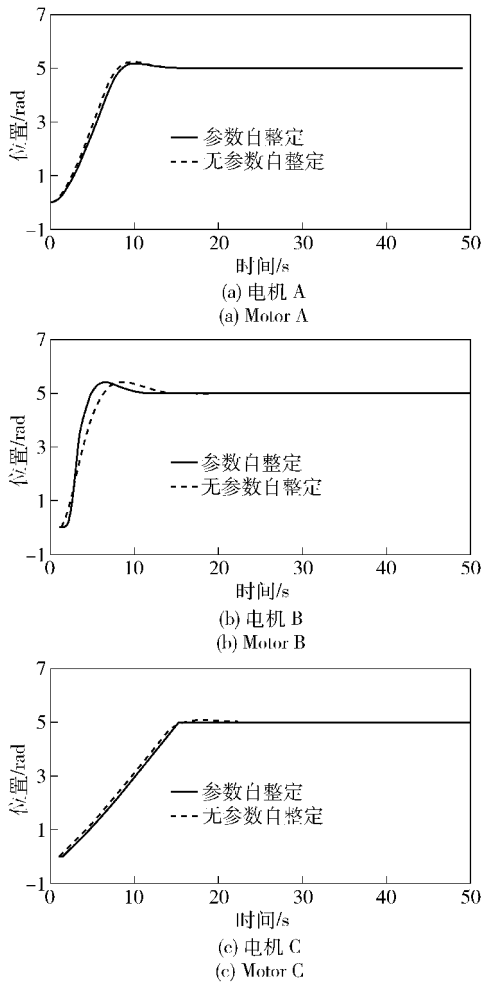


图 6 3 种电机阶跃响应曲线对比 1

Fig. 6 Comparison #1 among motors A, B and C

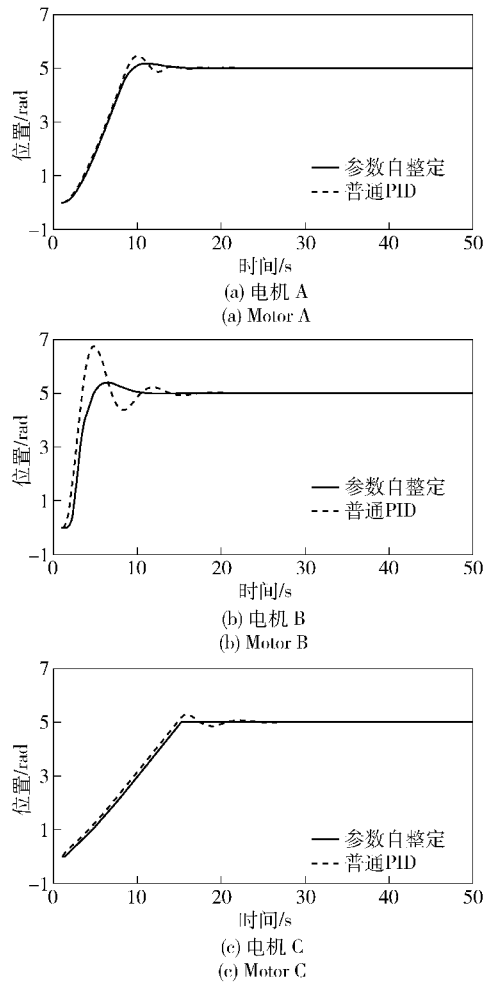


图 7 3 种电机阶跃响应曲线对比 2

Fig. 7 Comparison #2 among motors A, B and C

电编码器、微机械陀螺以及基于 DSP2812 的控制电路组成。绝对式光电编码器用于读取转台旋转角度,陀螺用于读取转台转动角速度,与控制电路构成位置环和速度环的双闭环控制结构。转台负重约 50 kg。控制系统原理图如图 9 所示。

在 DSP2812 上编写了本文提出的控制方法与普通 PID 控制器程序,通过采集光电编码器反馈角度位置信息,得到了二者的阶跃响应曲线,如图 10 所示。从图中可以看出,本文所提出的控制器实际控制效果在调节时间和稳定度等方面都优于固定参数的 PID 控制器。

4 结论

为了提高船载光电转台位置控制的精度和响应速率,本文提出了一种 Kalman 滤波与 PI 控制融合的控制方法。通过实验证明了 Kalman 预测器可以完全代替 PID 控制中的微分环节,从而达到简化参



图 8 某船载光电转台

Fig. 8 Optical-electronic turret

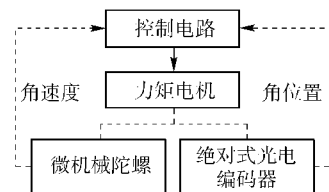


图 9 控制系统原理图

Fig. 9 The scheme of control

数整定、提高参数效率的目的。并结合电机传递函数逆模型实现了 Kalman + PI 控制系统参数的自适应

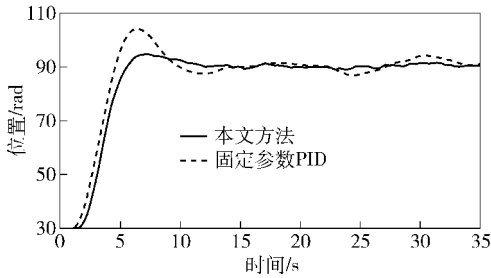


图 10 光电转台实验对比结果

Fig. 10 The experimental results of optical-electronic turret

应整定,相比于PID控制方法,有效地提高了舰载光电转台位置控制的精度和响应速率。目前,该算法已经成功应用于我国某舰载光电转台控制系统中。下一步工作着重于进一步改善参数自适应整定的效果。

参考文献 (References)

- [1] 卢广山,姜长生. 高精度舰载光电跟踪系统的自适应模糊控制[J]. 兵工学报,2002,23(4):533-535.
 LU Guang-shan, JIANG Chang-sheng. Adaptive fuzzy control of high accuracy airborne optical-electronic tracking system[J]. Acta Armamentarii, 2002,23(4):533-535. (in Chinese)
- [2] 牛玉刚,杨成梧. 基于PID型神经网络的自适应控制[J]. 兵

工学报,2001,22(1):109-111.

NIU Yu-gang, YANG Cheng-wu. Adaptive control based on PID-like neural network[J]. Acta Armamentarii, 2001,22(1):109-111. (in Chinese)

- [3] 杨智,陈志堂,范正平,等. 基于改进粒子群优化算法的PID控制器整定[J]. 控制理论与应用,2010,27(10):1345-1352.
 YANG Zhi, CHEN Zhi-tang, FAN Zheng-ping, et al. Tuning of PID controller based on improved particle-swarm-optimization[J]. Control Theory & Applications, 2010,27(10):1345-1352. (in Chinese)
- [4] Chiang C L, Su C T. Tracking control of induction motor using fuzzy phase plane controller with improved genetic algorithm[J]. Electric Power Systems Research, 2005,73(2):239-247.
- [5] Ying H. Sufficient conditions on general fuzzy systems as function approximators[J]. Automatica,1994,30(3):521-525.
- [6] 刘长征,周磊. 波浪中船舶运动的仿真及预报研究[J]. 计算机工程与设计,2010,31(12):2865-2868.
 LIU Chang-zheng, ZHOU Lei. Simulation of movement of ships in waves and it's forecast research[J]. Computer Engineering and Design,2010,31(12):2865-2868. (in Chinese)
- [7] 刘桂峰,伍洁,陈俊烽. 规则波中船舶操纵与垂荡、纵摇耦合运动模拟与特性分析[J]. 科学技术与工程,2011,11(24):5863-5869.
 LIU Gui-feng, WU Jie, CHEN Jun-feng. Simulation and characteristics analysis on the coupling motion of heave and pitch with manoeuvring for a ship in regular waves[J]. Science Technology and Engineering, 2011,11(24):5863-5869. (in Chinese)