

doi: 10.7690/bgzd.2019.10.010

高性能的位置伺服二自由度控制

于燕秀

(大连理工大学城市学院, 辽宁 大连 116600)

摘要: 为提高位置伺服系统的控制性能, 提出一种高性能的位置伺服二自由度控制方法。基于二自由度控制思想, 通过速度环控制分析, 提出速度环的回路补偿控制方法, 采用前馈补偿控制器设计, 通过改造位置伺服控制系统的速度环调节器与位置环调节器, 设计出二自由度控制器, 并采用基于转子磁链定向的矢量控制策略进行实验验证。实验结果证明: 该控制方法是可行有效的, 具有工程实用价值。

关键词: 伺服控制系统; 二自由度控制; PID 控制

中图分类号: TP311.521 **文献标志码:** A

High Performance Position Servo Two-degree-of-freedom Control

Yu Yanxiu

(City Institute, Dalian University of Technology, Dalian 116600, China)

Abstract: In order to improve the control performance of the position servo system, a high-performance position servo two-degree-of-freedom control method is proposed. Based on the idea of two degree of freedom control, through the speed loop control analysis, the loop compensation control method of the speed loop is proposed. The feed forward compensation controller is designed to design a two-degree-of-freedom controller by modifying the speed loop regulator and position loop regulator of the position servo control system. The experimental verification based on the vector control strategy of rotor flux linkage is carried out. The experimental results show that the control method is feasible and effective, and has engineering practical value.

Keywords: servo control system; two degree-of-freedom control; PID control

0 引言

位置伺服控制技术是数控机床、工业机器人等机电一体化设备的核心技术之一。高性能的位置伺服控制是这些设备加工精度及工作效率的保证, 通常用跟随性和抗扰性 2 个指标来评价位置伺服的控制性能^[1]。跟随性要求伺服控制的带宽要足够宽, 从而能更好地跟随位置指令; 抗扰性要求伺服控制能最大限度地抵抗负载转矩对速度及位置的影响。

传统位置伺服控制采用 PID 控制, 通常可以保证抗扰性, 但位置指令的跟随性很差, 位置环带宽不高^[2](一般都是几十赫兹)。很多学者都在研究将现代控制策略应用到位置伺服控制中。文献[3-4]研究了将滑模变结构控制应用到位置伺服控制中; 文献[5]研究了将神经网络技术应用电机控制中。基于这些控制策略设计出的控制器, 提高了系统的鲁棒性, 但是控制算法也很复杂, 实际实现中计算量大, 对系统的 CPU 要求较高。

笔者基于二自由度控制思想, 对传统的 PI 控制进行改造, 在保证速度环的抗扰性基础上, 提高速

度环和位置环的跟随性。

1 交流伺服控制系统结构

现在伺服系统的动力执行部件大部分都是交流永磁同步电机(permanent magnetic synchronous machine, PMSM), 一般也称为交流伺服控制系统。如图 1 所示, 交流伺服系统由电流环、速度环、位置环 3 个闭环组成。

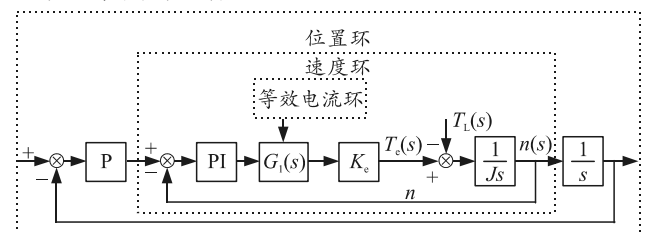


图 1 交流伺服控制系统

电流环又称转矩环。交流伺服控制的电流环一般采用基于转子磁场定向的矢量控制, 本质上是一个非线性系统。电流环带宽较速度环及位置环要宽得多, 可以等效为一个惯性环节。

位置伺服控制系统扰动输入有 2 个: 一个是逆

收稿日期: 2019-05-23; 修回日期: 2019-06-21

作者简介: 于燕秀(1986—), 女, 山东人, 硕士, 讲师, 从事电力电子与电气传动研究。E-mail: Yyx0605@163.com。

变器的母线电压波动引起的扰动，电压扰动在电流环内，电流环调节器负责抑制；另一个扰动是负载转矩（通常是机床的切削力），负载扰动在速度环内，影响速度控制。为了保证抗扰性，速度环一般使用 PI 调节器^[6]。由图 1 可以看出，速度环为 II 型系统，存在 2 个积分环节。II 型系统的抗扰性好，但是有超调量大的缺点。

位置环一般使用 P 调节器，构成 I 系统。由于位置环是最外环，且带宽最低，因此，只使用 P 调节器的位置伺服控制很难满足数控机床、工业机器人等设备的性能需求。

2 速度环的二自由度控制

2.1 速度环控制分析

如图 1 所示，负载转矩在速度环之中，作为扰动输入。负载转矩改变会引起输出速度的变化，从而影响输出速度对指令速度的跟踪；因此，要求速度环的调节器能够抑制负载转矩对速度输出的影响，即要求有足够的抗扰性。在数控机床中，负载主要是切削力在各个轴向上的分解，具有周期性波动的特点。

为保证速度环的抗扰性，一般速度环的调节器使用 PI 调节器，使速度环构成一个 II 型系统。转矩扰动输入 $T_L(s)$ 与转速输出 $n(s)$ 之间的扰动响应传递函数为

$$G_{扰动}(s) = \frac{1}{Js + K_e G_1(s) PI} \quad (1)$$

其中 PI 调节器为 $\frac{K_p(\tau s + 1)}{\tau s}$ 。式(2)为速度环的开环传递函数。II 型系统开环传递函数存在 2 个积分环节，有抗扰性好的优点，但也存在超调量大的缺点。如果速度环调节器使用 P 调节，则速度环构成一个 I 型系统，式(3)为 P 调节下的速度环开环传递函数。I 型系统具有超调量小的优点，但是抗扰性不如 II 型系统。

$$G_{开环-PI}(s) = \frac{K_p K_e G_1(s)(\tau s + 1)}{J\tau s^2}; \quad (2)$$

$$G_{开环-P}(s) = \frac{K_p K_e G_1(s)}{Js} \quad (3)$$

2.2 基于二自由度控制的速度环设计

结合 I 型系统的超调量小和 II 型系统抗扰性好的优点，使用二自由度控制的回路补偿控制器设计方法^[7-8]，笔者提出了图 2 所示的控制方案。该二自

由度控制器由 P 调节器为 K_p 、I 调节器为 $\frac{K_p}{\tau s}$ 及补偿器 $G_T(s)$ 3 部分组成。

由梅逊公式，可以推导，图 2 控制方案的扰动传递函数为

$$G_{扰动-PI}(s) = \frac{1}{Js + K_e G_1(s) \frac{K_p(\tau s + 1)}{\tau s}} \quad (4)$$

式(4)和式(1)相同，所以基于图 2 的回路补偿控制方案与普通的 PI 调节控制具有相同抗扰性。

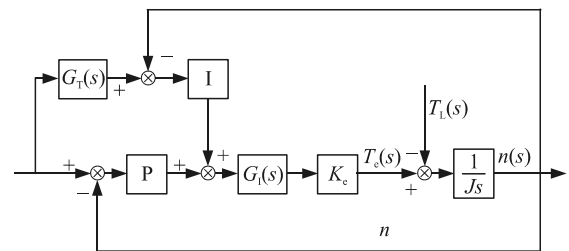


图 2 速度环的回路补偿控制

图 2 控制方案的速度指令到速度反馈的闭环传递函数为：

$$G_{速度闭环}(s) = \frac{K_e G_1(s) K_p (1 + \frac{1}{\tau s} G_T(s))}{Js + K_e G_1(s) \frac{K_p(\tau s + 1)}{\tau s}} \quad (5)$$

而使用 P 调节器的速度闭环传递函数为

$$G_{速度闭环-P}(s) = \frac{K_e G_1(s) K_p}{Js + K_e G_1(s) K_p} \quad (6)$$

假设式(5)和式(6)相等，可推导出

$$G_T(s) = \frac{K_e G_1(s) K_p}{Js + K_e G_1(s) K_p} \quad (7)$$

由上式可知，补偿环节与使用 P 调节器的速度环传递函数相同。

由上面的分析可知：合理设计补偿器 $G_T(s)$ ，可以使图 2 所示的速度环系统的闭环传递函数为一个 I 型系统，同时扰动传递函数与 II 型系统形同。

对于式(6)，假设电流环 $G_1(s)$ 为 1 阶低通环节 $\frac{1}{T_1 s + 1}$ ，则式(6)可以化简为式(8)，可以看出这是一个标准的 2 阶系统形式：

$$G_{速度闭环-PI}(s) = \frac{K_p K_e}{T_1 J s^2 + Js + K_p K} \quad (8)$$

通过上面分析可知：通过合理地设计补偿器 $G_T(s)$ ，可以使速度指令响应等效为 P 调节器效果，而扰动响应等效为 PI 调节器效果。

3 位置环的二自由度控制

位置环通常使用 P 调节器, 构成一个 I 型系统。位置环是最外环, 带宽最低 (带宽一般是几十赫兹), 无法满足工业机器人及数控机床等设备对位置控制的高性能需求。为了提高位置环的位置指令响应带宽, 可以采用二自由度控制中的前馈补偿控制器设计方法^[9-10]如图 3 所示。

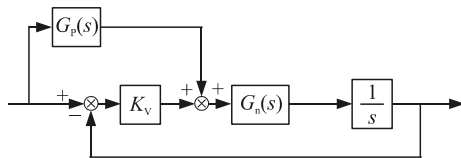


图 3 位置环的前馈补偿控制

其中 $G_n(s)$ 为速度环等效环节。二自由度调节器由前馈补偿环节 $G_p(s)$ 和 P 调节器 K_v 组成。位置指令到实际位置输出之间的传递函数为

$$G_{\text{位置闭环-PI}}(s) = \frac{(K_v + G_p(s))G_n(s)}{s + K_v G_n(s)} \quad (9)$$

理想的位置控制系统是实际输出能够完全跟随指令, 此时假设式(9)等于 1, 并且用式(8)代替 $G_n(s)$, 可以求得前馈补偿环节 $G_p(s)$ 的数学模型为

$$G_p(s) = \frac{T_i J}{K_p K_e} s^3 + \frac{J}{K_p K_e} s^2 + s \quad (10)$$

可以看到式(10)是一个高阶微分环节。工程上控制调节器都是在微控制器 (如 DSP) 中实现, 即采用数字化离散模型实现调节器。高阶微分环节离散化后自身一般很难稳定, 所以工程上一般不使用式(10)的高阶微分形式控制器。

如图 4 所示, 对于图 3 所示的系统可以断开闭环回路进行分析。

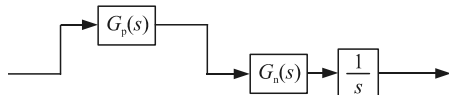


图 4 断开位置控制闭环回路结构

位置指令到实际位置输出之间的传递函数为

$$G_{\text{位置开环}}(s) = G_p(s)G_n(s)\frac{1}{s} \quad (11)$$

假设式(1)与速度环传递函数相等, 可以得出前馈补偿环节数学模型为纯微分环节。如式(12)所示:

$$G_p(s) = s \quad (12)$$

使用微分前馈既可以保证调节器的稳定性, 又可以使位置响应带宽达到速度环的水平。采用图 4 的控制结构虽然位置控制的动态特性有所提高, 但

是位置控制失去闭环, 无法保证稳态控制精度, 所以需要位置控制进行进一步改造。如图 5 所示, 加上位置闭环, 同时加入一个闭环控制补偿环节 $G_c(s)$ 。

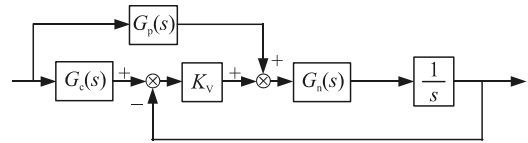


图 5 位置环控制结构

根据梅逊公式, 可以得到位置指令与位置输出之间的传递函数为:

$$G_{\text{位置闭环}}(s) = \frac{G_n(s)s + G_c(s)K_v G_n(s)}{s + K_v G_n(s)} \quad (13)$$

同样假设式(13)与速度环传递函数相等, 可以得出前馈补偿环节数学模型如式(14)所示, 与速度环传递函数相同。

$$G_c(s) = G_n(s) \quad (14)$$

通过上面的分析可知, 最终设计的二自由度控制器由前馈补偿环节 $G_p(s)$ 、P 调节器 K_v 和补偿环节 $G_c(s)$ 组成。通过合理的设计补偿环节 $G_c(s)$ 可以使位置环具有与速度环相同的传递函数, 即位置环与速度环带宽相同。如果速度环控制采用前一节中基于二自由度控制的调节器, 则位置环也是一个 I 型系统。

4 二自由度控制实验验证

矢量控制的出现使交流永磁同步电机的转矩控制性能达到了直流电机的水平。目前, 交流永磁同步电机是伺服系统的主要执行部件。

笔者采用基于转子磁链定向的矢量控制策略。基于转子磁链定向可以将转子电流分解成转矩分量 i_q 和励磁分量 i_d 。由于选用的电机为表贴电机, 所以采用 $i_d=0$ 控制算法。在标贴永磁同步电机控制系统中, $i_d=0$ 的控制算法可以实现转矩电流比最大控制。基于转子磁链定向的矢量控制策略结构如图 6 所示。

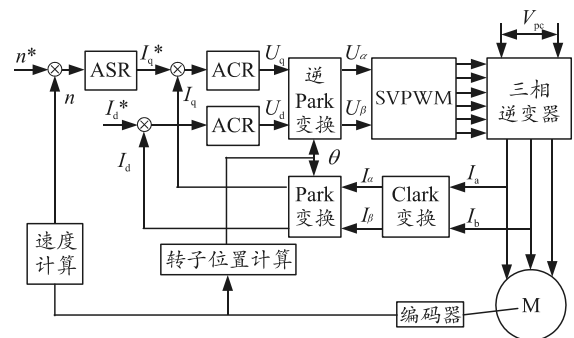


图 6 永磁同步电机矢量控制系统结构

逆变控制调制策略采用空间矢量脉宽调制 (SVPWM)。ACR 为电流控制器，采用 PI 调节器。ACR 可以通过对转矩电流 i_q 的控制实现转矩调节。

系统验证实验平台如图 7 所示，控制核心采用 TI 公司的浮点处理器 TMS320F28335。实验用电机参数为：额定功率 3.3 kW；额定电压 380 V；额定转速 2 000 r/min；额定电流 6.8 A；额定转矩 16 Nm；转动惯量 $26.7 \times 10^{-4} \text{ kgm}^2$ ；

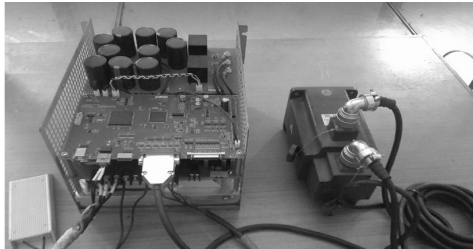


图 7 实验平台

4.1 速度环控制策略实验对比

实验中采用 10 kHz 的 PWM 载频，可以保证电流环有足够带宽。速度环采样周期采用 100 μs ，ASR 速度环调节器分别采用普通的 PI 调节器和二自由度调节器。分别在时域和频域进行对比测试。图 8 是采用传统的 PI 调节器的速度环阶跃响应图：上升时间 1.7 ms，超调量 25%，调节时间 6.3 ms。图 9 是采用二自由度控制策略的速度环阶跃响应图：上升时间 1.7 ms，超调量 5%，调节时间 1.7 ms。可以看出：在上升时间相同的情况下，采用二自由度控制策略阶跃响应的超调量很小，时域动态特性要优于 PI 调节器。

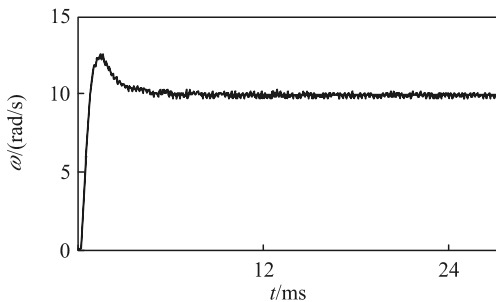


图 8 PI 调节器的速度阶跃响应

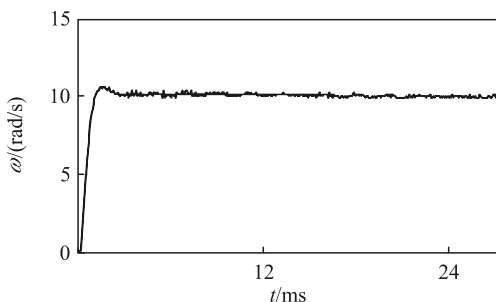
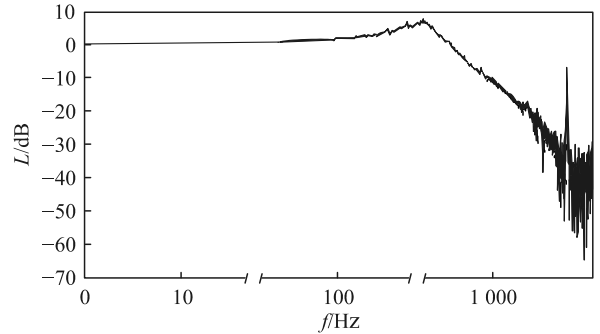
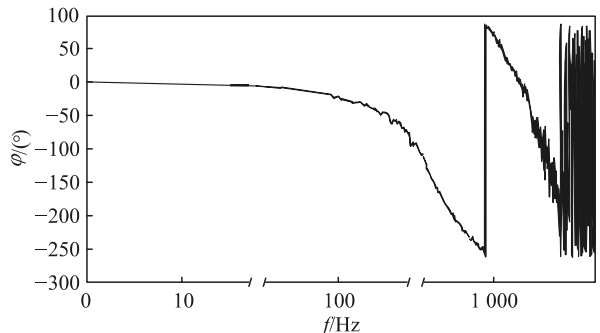


图 9 二自由度控制速度阶跃响应

图 10 是 PI 调节器的速度环频率响应伯德图： -3 dB 带宽 630 Hz，谐振峰值 7 dB；图 11 为二自由度控制的速度环频率响应伯德图： -3 dB 带宽为 650 Hz，谐振峰值分别为 2 dB。可以看出：采用二自由度控制策略与 PI 调节策略，在带宽相同情况下，二自由度控制的谐振峰值明显小。

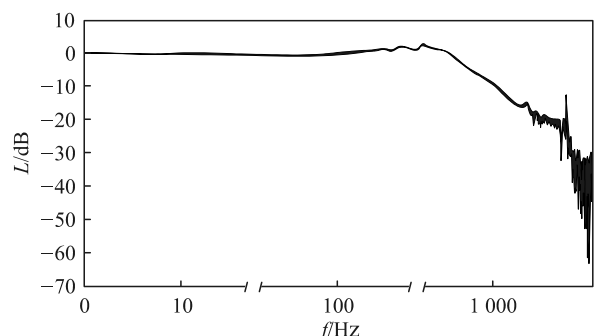


(a) 频率响应幅频特性

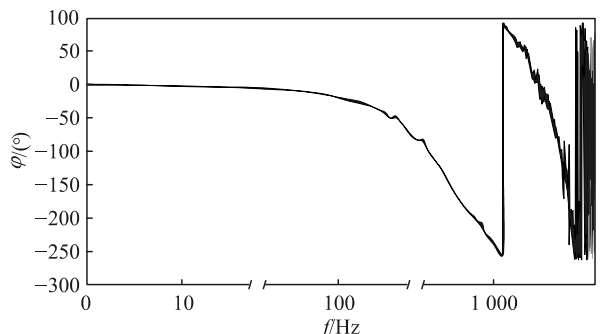


(b) 频率响应相频特性

图 10 PI 调节器的速度环频率响应伯德图



(a) 频率响应幅频特性



(b) 频率响应相频特性

图 11 二自由度控制的速度环频率响应伯德图

4.2 位置环控制策略实验对比

位置环对比实验中，位置环采样周期采用 100 μs ，同时内环速度环采用二自由度控制调节器。图 12 是采用 P 调节器位置环阶跃响应：上升时间 26.5 ms，没有超调。图 13 是采用二自由度控制的位置环阶跃响应：上升时间 2 ms，有超调(约 3.8%)。用二自由度控制位置环阶跃响应上升时间显著缩短。

图 14 为 P 调节器的位置环频率响应伯德图：-3 dB 带宽 50 Hz，无谐振峰值；图 15 为二自由度控制的位置环频率响应伯德图：-3 dB 带宽为 610 Hz，谐振峰值分别为 2 dB。可以看出，采用二自由度控制策略带宽要接近速度环带宽。使用了二自由度控制的位置环阶跃响应是有超调的，但是现在的伺服位置指令都是经过曲线规划的，实际响应不会出现过冲。

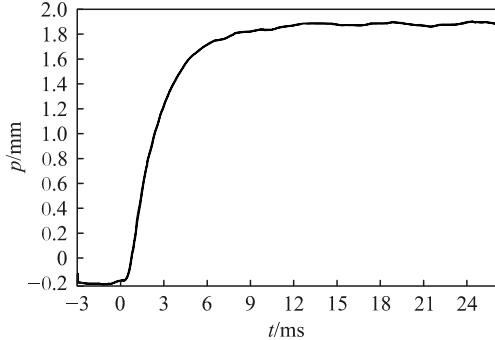


图 12 P 调节器的位置阶跃响应

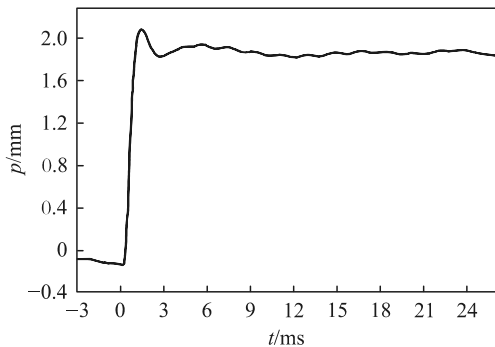
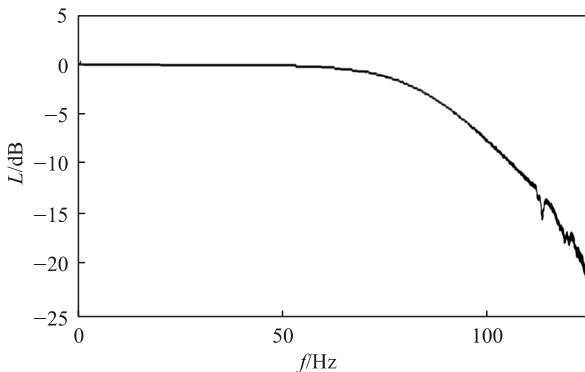
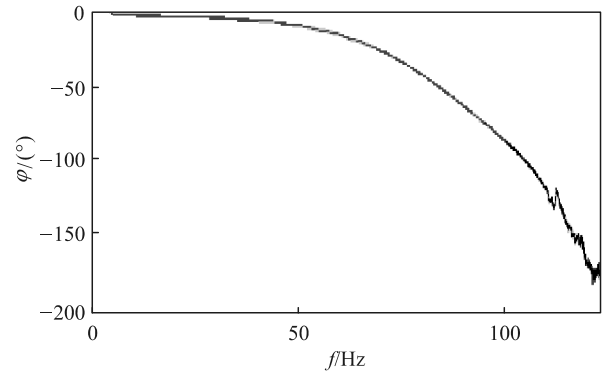


图 13 二自由度控制的位置阶跃响应

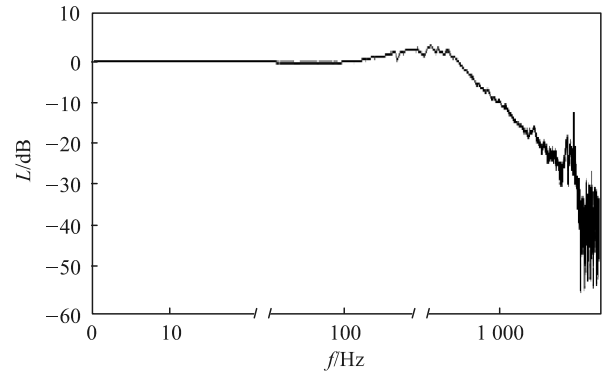


(a) 频率响应幅频特性

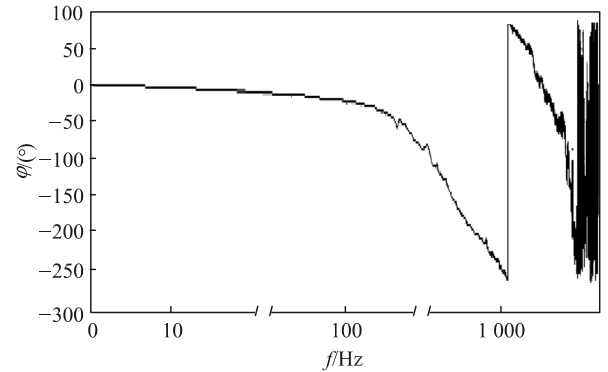


(b) 频率响应相频特性

图 14 P 调节的位置环频率响应伯德图



(a) 频率响应幅频特性



(b) 频率响应相频特性

图 15 二自由度控制位置环频率响应伯德图

5 结论

为提高位置伺服系统的控制性能，笔者引入二自由度控制方法，对速度环和位置环的调节器进行改造。速度环调节器将比例控制与积分控制进行拆分和补偿，在保证速度环的抗扰性基础上，减小阶跃响应的超调量，提高速度指令响应性能。位置环的控制比例调节器的基础上，增加前馈补偿控制，大幅提高了位置指令响应速度。实验结果证明，上述控制器改造有效可行。

参考文献：

[1] 张礼兵, 游有鹏, 吴婷. 数控位置伺服系统控制策略研

- 究[J]. 中国机械工程, 2012, 23(14): 1693-1697.
- [2] GEORGE E. Control System Design Guide[M]. Oxford, INGRAM INTERNATIONAL INC, 2003: 95-112.
- [3] 胡强晖, 胡勤丰. 全局滑模控制在永磁同步电机位置伺服中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2011(18): 61-66.
- [4] 翟少成, 孟光伟, 姚琼荃. PMSM 位置伺服系统的离散积分变结构控制[J]. 电机与控制学报, 2003(2): 136-138.
- [5] 曹先庆, 朱建光, 唐任远. 基于模糊神经网络的永磁同步电机矢量控制系统[J]. 中国电机工程学报, 2006(1): 137-141.
- [6] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统[M]. 3 版. 北京: 机械

工业出版社, 2003: 59-96.

- [7] KATSUHIKO O. 现代控制工程[M]. 卢伯英, 于海勤, 等译. 北京: 电子工业出版社, 2003: 653-655.
- [8] VITECKOVÁ M, VITECEK A I. Two-degree-of-freedom controller tuning for integral plus time delay plants[J]. ICIC International, 2008, 2(3): 225-229.
- [9] Radu-Emil Precup. Fuzzy Controllers With Maximum Sensitivity for Servosystems[J]. 2007, 54(3): 1298-1310.
- [10] LI M, CHENG Q M, CHEN G, et al. Two-degree-of-freedom control of permanent magnet synchronous servo motor[J]. Motor and Control Application, 2014, 41(10): 1-5.

(上接第 43 页)



图 5 二三维立体测

完成地形图内业立体测图后, 需要进行外业调绘, 复核地物的完整性及保证成图的精度。调绘主要包括房屋、电杆、道路和市政设施等主要地物的调绘^[8]。

相对于人工测量, 投入同样人工情况下, 基于无人机航空摄影国土测量效率是人工的 4 倍以上。

6 结束语

笔者采用加大重叠率的方法, 在保证飞行姿态的基础上使原始数据质量得到很大提升, 接着对控制点进行了规范化的布设, 提高了数据的控制精度,

并计算了 X 和 Y 方向中误差、平面位置中误差和高程中误差。实验结果表明: 该设计满足国家相应比例尺下的误差标准, 达到国土测量要求精度, 提高了测量效率, 并成功应用到后续项目中, 效果良好。

参考文献:

- [1] 李长文, 候江涛. 现代测绘技术在国土测绘中的应用[J]. 城市建设理论研究, 2017(25): 10-18.
- [2] 早熟古力·吐尔逊. 浅谈测绘在国土资源管理中的应用[J]. 价值工程, 2010(3): 33-35.
- [3] 郭学林. 航空摄影测量外业[M]. 北京: 郑州黄河水利出版社, 2011: 85-88.
- [4] 周宾喜, 崔文刚, 李云, 等. 七参数法在 GPS-RTK 测量中的运用分析[J]. 测绘与空间地理信息, 2019(5): 26-29.
- [5] FAN H C, ZIPF A, FU Q, et al. Quality assessment for building footprints data on OpenStreetMap[J]. International Journal of Geographical Information Science, 2014(2): 40-46.
- [6] 1:500 1:1000 1:2000 地形图航空摄影测量内业规范[S]. 中国国家标准化管理委员会, 2018: 12-15.
- [7] KERSCHNER M T. Snakes for Determining SeamLines in Orthoimage Mosaicking[J]. International Archives of Photogrammetry and Remote Sensing, 2000(6): 23-26.
- [8] 张亮, 王洵, 陈庆, 等. 基于地理国情普查数据更新 1:10000 DLG 的方法[J]. 地理空间信息, 2017(7): 44-48.