

大惯量天线伺服跟踪复合控制技术

郭绪猛

(中国电子科技集团公司第38研究所, 安徽 合肥 230028)

摘要: 理论分析了速度、加速度前馈控制对位置伺服跟踪系统动态性能的影响。结合某型雷达伺服系统的设计, 给出了伺服系统速度环和位置环仿真设计, 并对传统控制和复合控制从仿真和工程试验进行了对比。对比结果表明复合控制可以显著提高伺服系统的动态性能和跟踪精度。

关键词: 大惯量天线; 伺服跟踪; 前馈控制; 复合控制

中图分类号: TM 921.54⁺1 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2020)08-0052-05

doi: 10.12177/emca.2020.077

Servo Tracking Technology Based on Compound Control of Large Inertia Antenna

GUO Xumeng

[No. 38 Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation (CETC),
Hefei 230028, China]

Abstract: The influence of velocity and acceleration feedforward control on the dynamic performance of position servo tracking system is analyzed theoretically. Combined with the design of a radar servo system, the simulation design of the speed loop and position loop of the servo system is presented, and the traditional control and the compound control from two aspects of simulation and engineering test are compared. The results show that the compound control can significantly improve the dynamic performance and tracking accuracy of the servo system.

Key words: large inertia antenna; servo tracking; feedforward control; compound control

0 引言

在测量雷达领域, 存在探测距离远、测量精度高、波束宽度窄等特点, 因而要求伺服转台响应速度快、跟踪精度高。由于测量雷达天线转动惯量巨大、位置引导数据慢等特点, 增加了伺服转台的快速高精度跟踪难度。采用传统 PID 控制技术的大惯量伺服转台, 为了减小或消除系统在特定输入作用下的稳态误差, 可以提高系统的开环增益, 或者采用高型别系统。但是, 这 2 种方法均会影响系统的稳定性和降低系统的动态性能^[1], 进而无法实现测量雷达的高精度跟踪。针对 PID 控制的局限性, 文献[2]采用了迭代学习和模糊 PID

相结合的控制策略, 文献[3]位置环采用了神经网络控制, 均取得了较好的控制效果。但这种基于迭代学习的控制算法计算量大, 在工程上较难实现, 限制了其工程推广。

在传统线性控制的基础上引入速度、加速度前馈可以在保持系统稳定性的同时提高系统无差度^[4-5], 因此采用基于速度、加速度前馈控制的复合控制可以解决测量雷达对伺服控制提出的跟踪精度高, 响应速度快的控制要求。

本文在理论分析了复合控制性能基础上, 针对某型测量雷达, 通过仿真和试验对比了 2 种方式对传统控制和复合控制的控制效果。对比结果表明了复合控制可以显著提高系统动态性能、降

收稿日期: 2020-04-07; 收到修改稿日期: 2020-06-11

作者简介: 郭绪猛(1981—), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为雷达伺服控制。

低跟踪误差。

1 复合控制系统架构

跟踪控制大多采用位置、速度、电流三闭环控制系统。经典永磁同步或直流驱动三闭环伺服系统控制框图如图 1 所示。其中, $C_\theta(s)$ 为

位置环控制器, $C_\omega(s)$ 为速度环控制器, $C_i(s)$ 为电流环控制器, L 为电机电感, R 为电机电阻, K_t 为电机电力矩常数, K_e 为电机反电动势常数, J 为折算到电机轴上的转动惯量, T_L 为折算到电机轴上的负载力矩, $\theta_i(s)$ 为输入位置指令, $\theta_o(s)$ 为实际位置输出。

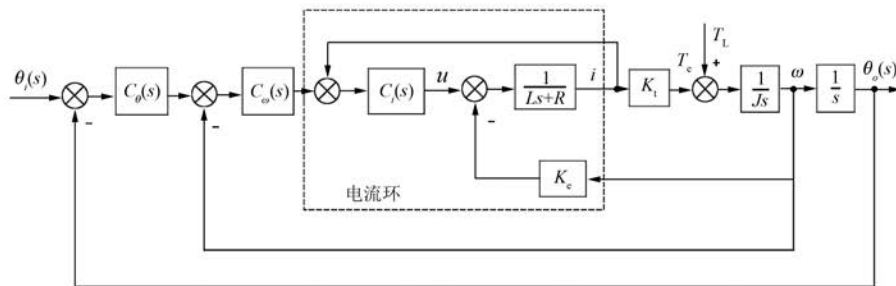


图 1 经典三闭环伺服系统控制框图

对于大惯量刚性系统, 由于位置伺服系统的电流环带宽远高于位置环, 因此在位置环带宽范围内, 认为电流环可以没有延时与衰减的响应电流指令, 即将电流环简化为“1”, 则简化后的转台控制系统框图如图 2 所示。

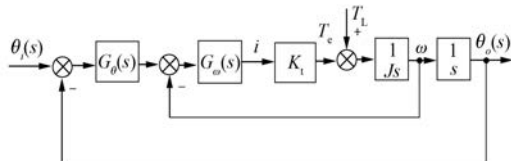


图 2 电流环简化后的伺服系统控制框图

由于负载转矩不影响速度环闭环传递函数, 为了便于讨论, 忽略负载转矩, 控制框图可进一步简化, 如图 3 所示。

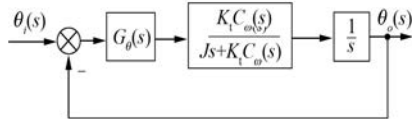


图 3 进一步简化的伺服系统控制框图

整理可得伺服系统的闭环传递函数:

$$\Phi(s) = \frac{K_t C_\omega(s) C_\theta(s)}{s[Js + K_t C_\omega(s)] + K_t C_\omega(s) C_\theta(s)} \quad (1)$$

当采用前馈控制时, 伺服系统的控制框图如图 4 所示。

整理得出此时伺服系统的闭环传递函数

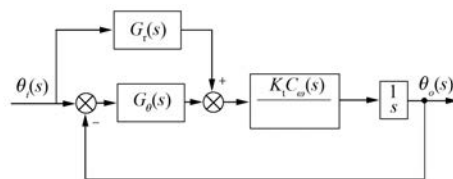


图 4 复合控制伺服控制框图

如下:

$$\Phi(s) = \frac{K_t C_\omega(s) G_r(s) + K_t C_\omega(s) C_\theta(s)}{s[Js + K_t C_\omega(s)] + K_t C_\omega(s) C_\theta(s)} \quad (2)$$

2 复合控制对系统性能的影响

根据式(2), 可得系统的误差传递函数:

$$\Phi_e(s) = 1 - \Phi(s) = \frac{s[Js + K_t C_\omega(s)] - K_t C_\omega(s) G_r(s)}{s[Js + K_t C_\omega(s)] + K_t C_\omega(s) C_\theta(s)} \quad (3)$$

显然, 如果 $s[Js + K_t C_\omega(s)] - K_t C_\omega(s) G_r(s) = 0$ 时, 系统的输出完全跟随系统指令, 则:

$$G_r(s) = \frac{s[Js + K_t C_\omega(s)]}{K_t C_\omega(s)} \quad (4)$$

令速度环控制器 $C_\omega(s) = K_{\omega p} + \frac{K_{\omega i}}{s}$, 代入式(4)

整理可得:

$$G_r(s) = \frac{s(Js^2 + K_t K_{\omega p} s + K_t K_{\omega i})}{K_t K_{\omega p} s + K_t K_{\omega i}} \quad (5)$$

式中: $K_{\omega p}$ 为速度环控制器比例常数; $K_{\omega i}$ 为速度

环控制器积分常数。

实际上,工程中很难设计如式(5)的前馈控制系统,通常采用 $G_r(s) = K_a s^2 + K_s$ 的前馈控制器。

进一步地,根据式(3)、式(4)可得位置伺服的开环传递函数:

$$G_k(s) = \frac{K_t(K_{\omega p}s + K_{\omega i})(K_a s^2 + K_s) + K_t(K_{\omega p}s + K_{\omega i})C_\theta(s)}{s[(J - K_t K_{\omega p} K_a)s^2 + K_t(K_{\omega p} - K_{\omega p} K_s - K_{\omega i} K_a)s + K_t(K_{\omega i} - K_{\omega i} K_s)]}$$

(7)

显然,当 $K_s = 1, K_a = 0$ 时,式(7)为一个Ⅲ型系统,对斜坡信号和加速信号均有较好的跟随效果。

上述只是针对开环增益为1的角度跟踪系统推导得出的结论。实际工程中,由于传感器的选型不同以及电机的控制方式不同,使得系统开环增益通常不是1,文献[6]给出了更为一般的加速度系数和速度系数的计算式,本文不再赘述。

值得注意的是,从式(7)可以看出,加速度系数为零时的系统闭环零点数量少于加速度系数不为零的数量,而系统闭环传递函数闭环极点不变。闭环零点的作用是减小峰值时间,使得系统响应速度加快^[6-7]。因此,为了加快系统的响应速度,工程中前馈控制通常会适当增加加速度分量以实现控制系统的快速跟踪要求。此外,因为采用的是前馈系统,负载扰动不会经过前馈通道,所以引入速度和加速度前馈后系统对负载扰动的响应不变。

综上可知,合理选取前馈系数可以在保证跟踪精度的同时增加控制系统动态响应速度。

3 复合控制系统设计与仿真

某型测量雷达采用方位俯仰驱动方式,方位轴和俯仰轴的主要设计指标如表1所示。由于方位轴与俯仰轴控制系统设计方法相同,本文只讨论方位轴控制系统设计。

经过设计,该天线方位转动惯量为 $30\,000\text{ kg}\cdot\text{m}^2$,由于跟踪精度要求较高,该系统采用力矩电机直驱方式。选用的力矩电机主要指标如表2所示。

3.1 速度环控制器设计

速度环控制器采用PI控制,代入参数后的速度环控制框图如图5所示。

$$G_k(s) = \frac{\Phi(s)}{1 - \Phi(s)} = \frac{K_t C_\omega(s) G_r(s) + K_t C_\omega(s) C_\theta(s)}{s(Js + K_t C_\omega(s)) - K_t C_\omega(s) G_r(s)}$$

(6)

当选取前馈控制系统 $G_r(s) = s(K_a s + K_s)$ 、

$C_\omega(s) = K_{\omega p} + \frac{K_{\omega i}}{s}$ 时,式(6)可以写成:

表1 某雷达方位、俯仰轴设计指标

项目	最大工作范围	保精度工作范围
方位/(°)	-150~150	-150~150
仰角/(°)	-90~90	-30~30
方位角速度/(°·s ⁻¹)	0.02~25	0.02~15
仰角角速度/(°·s ⁻¹)	0.02~20	0.02~10
方位角加速度/(°·s ⁻²)	±15	±6
仰角角加速度/(°·s ⁻²)	±10	±6
方位跟踪精度(1σ)/(°)		0.05
俯仰跟踪精度(1σ)/(°)		0.05

表2 力矩电机主要指标

参数名称	参数值
额定转矩/(N·m)	8 231
峰值转矩/(N·m)	21 975
额定转速/(rad·s ⁻¹)	5.86
额定电流/A	103.31
最大电流/A	392.22
力矩常数/(N·m·A ⁻¹)	79.67

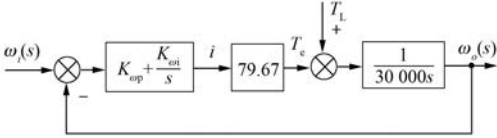


图5 速度环控制框图

整理得出速度环闭环传递函数为

$$\Phi(s) = \frac{K_{\omega p}s + K_{\omega i}}{377s^2 + K_{\omega p}s + K_{\omega i}}$$

(8)

可见速度环是一个典型的二阶系统,根据二阶系统的时域分析式 $\omega_n^2 = K_{\omega i}/377, 2\xi\omega_n = K_{\omega p}/377$ 。其中, ω_n 为速度环的自然频率, ξ 为速度环的阻尼比。取 $\xi = 0.8$, 整理得到:

$$K_{\omega p}^2 = 1\,000K_{\omega i}$$

(9)

又因为:

$$|\Phi(\omega)| = \sqrt{\frac{K_{\omega p}^2 \omega^2 + K_{\omega i}^2}{(K_{\omega i} - 377\omega^2)^2 + K_{\omega p}^2 \omega^2}} \quad (10)$$

并且 $|\Phi(\omega_b)| = \sqrt{2}/2$, 取速度环带宽 $\omega_b = 4 \text{ rad/s}$, 代入式(11)整理可得:

$$4K_{\omega p}^2 + 2K_{\omega i}^2 = (K_{\omega i} - 1508)^2 \quad (11)$$

综合式(9)与式(11)可得: $K_{\omega i} = 1241, K_{\omega p} = 1114, \omega_b = 4 \text{ rad/s}$ 。

代入速度环控制框图, 可得速度环的闭环传递函数:

$$G_{\omega}(s) = \frac{1114s + 1241}{377s^2 + 1114s + 1241} \quad (12)$$

参数确定后的速度环阶跃型应曲线和闭环伯特图如图6所示。从频域曲线可以看出, 速度环闭环带宽符合速度环的带宽设计预期, 并且从时域曲线上看速度环是收敛的, 总体上速度环符合系统使用要求。

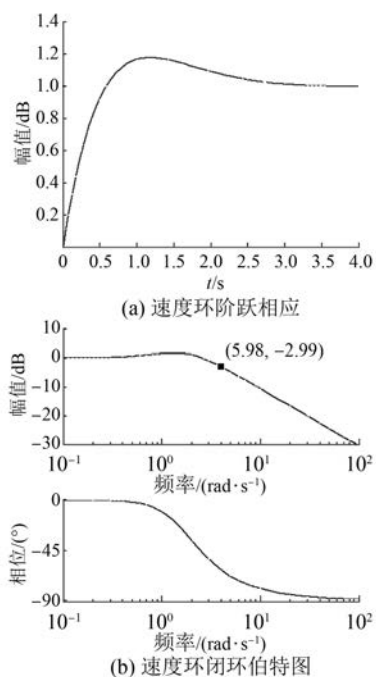


图6 速度环时、频域分析

3.2 位置环控制器设计

为了提高位置环的稳定性, 位置环控制器采用PD控制而不是PI控制, 这是因为若采用PI控制, 位置环开环系统会增加一个零极点, 而开环零极点会增加系统的不稳定性。根据速度环的闭环传递函数, 可得位置环的控制框图如图7所示。由于位置环控制对象比较复杂, 本文采用

Simulink 仿真调试的方法, 调试PD参数至位置输出满足基本要求。经仿真调试 $K_p = 2.1, K_d = 2$ 。系统的阶跃响应和闭环波特图如图8所示。

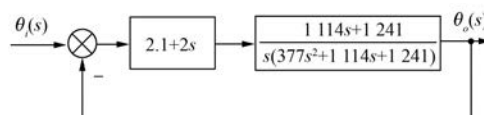


图7 位置环常规控制框图

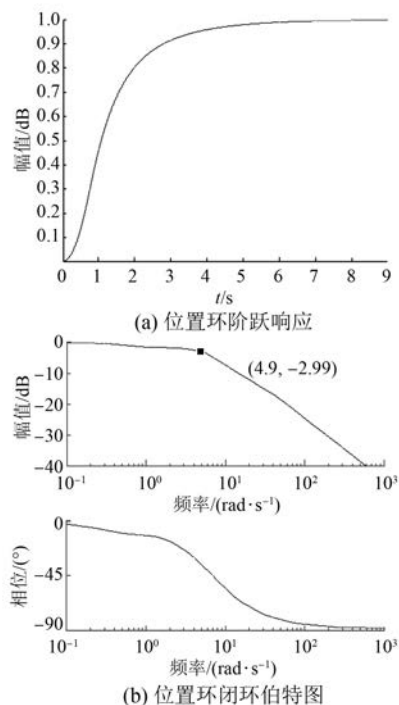


图8 位置环时、频域分析

根据方位轴保精度工作速度及加速度, 可以推导出方位轴位置模拟正弦指令为

$$\theta(t) = 0.65\sin 0.4t \quad (13)$$

在此位置指令下, 位置环的输出及误差曲线如图9所示。可见, 位置跟踪误差峰值达到

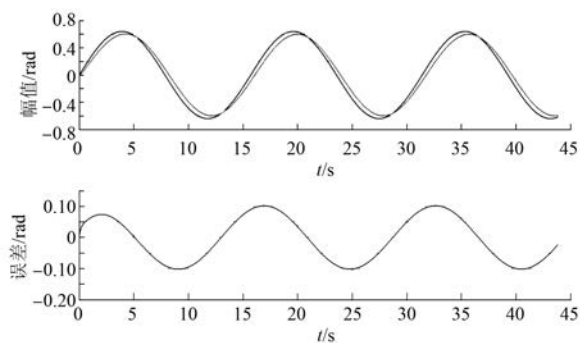


图9 常规控制位置环响应曲线及误差曲线

0.1 rad, 折合有效值为 4.05° , 远远大于 0.05° 的跟踪精度要求。

引入速度和加速度前馈后位置环的控制框图如图 10 所示。首先采用 Simulink 仿真确定速度加、速度前馈系数, 得到速度前馈系数 $K_s = 0.95$, 加速度前馈系数 $K_a = 0.04$, 此时方位轴位置环输出及误差曲线如图 11 所示(为了更好地显示位置跟随效果, 图中曲线起始从 5 s 开始)。可见引入速度和加速度前馈控制后位置环的输出跟随性很好, 位置跟踪峰值误差降为 8.2×10^{-4} rad, 折合有效值为 0.046° , 满足系统要求 0.05° 的跟踪精度要求。

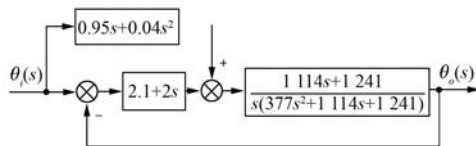


图 10 位置环复合控制框图

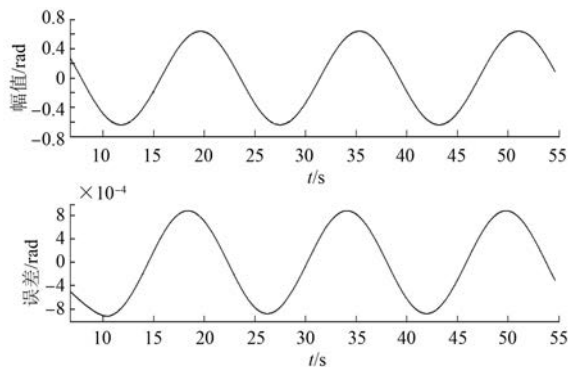


图 11 位置环复合控制响应曲线及误差曲线

由于阶跃信号的速度、加速度均为零, 因此对于阶跃信号来说引入速度、加速度前馈后的阶跃响应不变。

4 实际测试数据

为了验证复合控制算法的有效性, 本文对某型测量雷达转台分别采用了常规 PD 控制和速度、加速度前馈复合控制, 按照第 3.2 节所给出的方位轴模拟正弦指令为输入, 得到的位置环跟踪曲线及误差曲线如图 12、图 13 所示。从图 12、图 13 可以看出, 速度、加速度前馈控制下的位置环输出误差显著降低, 试验验证和支撑了前文的理论分析和仿真数据。

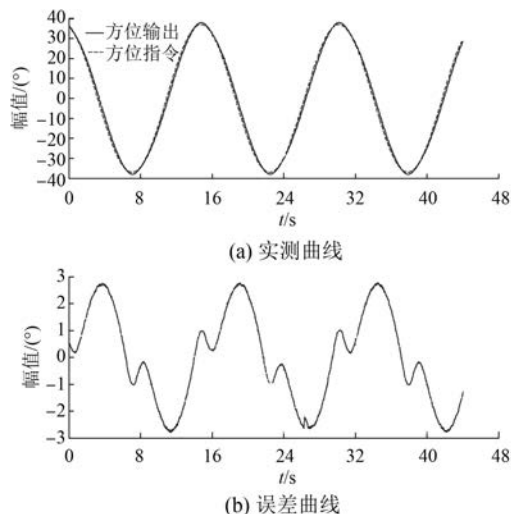


图 12 方位轴常规控制响应实测曲线及误差曲线

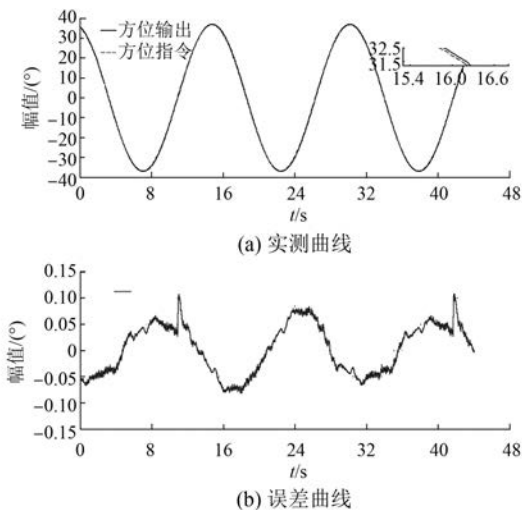


图 13 方位轴复合控制响应实测曲线及误差曲线

5 结 语

测量雷达具有天线转动惯量大、位置引导数据慢、跟踪精度要求高等特点, 经典控制策略已经不能满足工程设计要求, 需要寻求更有效的控制策略。本文提出了速度、加速度前馈结合 PD 控制的复合控制策略, 分析了复合控制对改善控制系统动态性能的理论机理。最后结合某型测量雷达的伺服控制设计, 从仿真和工程实践 2 个方面对比了经典控制和复合控制。对比结果显示, 复合控制可以显著提高被控系统的动态性能和跟踪精度。

(下转第 74 页)