

doi: 10.3969/j.issn.1000-8349.2014.01.01

射电望远镜伺服系统驱动电机的同步控制

童紫琛^{1,4}, 许 谦^{1,2,3}, 薛 飞^{1,4}

(1. 中国科学院 新疆天文台, 乌鲁木齐 830011; 2. 中国科学院 射电天文重点实验室, 乌鲁木齐 830011;
3. 新疆 射电天体物理实验室, 乌鲁木齐 830011; 4. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘要: 射电望远镜伺服系统驱动电机在运行中存在速度失配的问题, 将制约望远镜的高精度指向与跟踪控制。随着望远镜口径增大和精度提高, 这种影响愈发严重, 对大口径射电望远镜指向和跟踪的高精度控制有着不可忽略的影响。为减小伺服系统运行中的速度偏差, 提高射电望远镜的指向精度, 基于模型预测控制 (Model Predictive Control, MPC) 设计了一种鲁棒的电机同步控制器。对系统所受外部扰动和未建模误差, 在系统状态空间模型基础上设计扰动观测器 (Disturbance Observer, DOB) 进行总扰动估计。设计龙伯格观测器 (Luenberger observer, LOB), 对系统状态进行估计。在与 MPC 结合的基础上, 设计了调节负载角度和电机速度的二次型代价函数, 在保证跟踪控制效果的同时, 实现了电机的速度同步。仿真和实验结果表明, 相比于常规的比例-积分 (Proportion-Integration, PI) 结合交叉耦合结构 (Cross-coupled Structure, CS) 的电机控制形式, MPC+DOB+LOB 使得伺服系统具有更好的动态性能和同步性能。

关 键 词: 射电望远镜, 同步控制, 模型预测控制, 扰动观测器, 龙伯格观测器

中图分类号: P111.3 文献标识码: A

1 引 言

单电机由于技术条件和驱动能力的限制, 已经很难满足大口径射电望远镜驱动功率和高精度控制的要求^[1], 多电机驱动是目前普遍采用的方位、俯仰驱动形式。多电机驱动是一种强耦合的非线性系统^[2, 3]。系统中各电机不可避免地受外部扰动、内部参数和力矩偏置控制等诸多差异因素影响, 导致电机间的速度不匹配, 使得系统的动态响应发生变化, 影响系统的稳定性, 最终影响射电望远镜伺服系统的指向精度。此外, 速度不匹配还会增加机械部件间不必要的摩擦和冲击, 缩短设备寿命。国内外已有的大口径高精度射电望远镜, 如美国的 Green Bank 望远镜^[4], 德国的 Effelsberg 望远镜^[5] 和上海天马望远镜^[6], 指向精度的误差分

资助项目: 国家自然科学基金 (12273102); 国家重点研发计划 (2021YFC2203601); 西部之光-西部交叉团队重点实验室专项 (xbzg-zdsys-202320); 中国科学院青年创新促进会 (Y202019); 新疆维吾尔自治区自然科学基金 (2021D01B111); 中国科学院天文台站设备更新及重大仪器设备运行专项; 中国科学院科研仪器设备研制项目 (PTYQ2022YZD01); 陕西省天线与控制技术重点实验室开放基金资助

通讯作者: 许谦, xuqian@xao.ac.cn

别在 5 角秒, 10 角秒和 3 角秒以内。新疆天文台正在建设的奇台射电望远镜 (QiTai radio Telescope, QTT)^[7], 建成后指向精度要求小于 5 角秒。为了满足 QTT 指向精度对伺服系统的高要求, 对驱动电机的同步控制进行研究具有重要的现实意义。

常规的天线伺服驱动控制主要采用比例-积分 (Proportion-Integration, PI) 控制器加交叉耦合结构 (Cross-coupled Structure, CS)^[8]。新疆天文台南山 26 米望远镜采用这种基本形式分别驱动方位和俯仰的双电机系统。上海天马望远镜利用数字控制器实现了多电机、多速度环及力矩均衡同步控制的数字化, 提高了系统的灵活性和容错能力^[9]。欧洲 Svalbard Radar 望远镜将多电机的速度均值作为速度反馈输入加入控制^[10]。但是这些控制方法均未摆脱交叉耦合只适用于二的整数次方个电机同步的限制, 且存在对速度反馈进行滤波的处理, 影响了速度的控制效果。

模型预测控制 (Model Predictive Control, MPC) 是一种多输入多输出的最优控制策略, 基于预测模型和系统当前状态, 依据代价函数选出最优的控制变量。相比于常规的天线伺服系统对多电机进行两两同步的控制方式, MPC 对多个电机直接进行同步。并且, 其最优的性质可以实现射电望远镜伺服系统更高的指向精度。近年来, MPC 在伺服控制中的应用成为研究的热点^[11, 12]。文献 [13] 将 MPC 应用于 RT-70(70 Meter Radio Telescope) 的伺服跟踪控制仿真, 降低了伺服跟踪误差, 但并未考虑外部扰动对控制性能的影响。文献 [14] 在 MPC 优化计算中考虑了扰动的影响, 设计了扰动观测器 (Disturbance Observer, DOB) 并将其与 MPC 相结合, 提高了伺服控制的鲁棒性能。上述研究都是基于伺服系统真实状态已知情况, 但射电望远镜伺服系统的真实状态往往不可测。并且, 随着伺服系统的运行, 伺服系统的未建模误差会影响 MPC 的控制性能。将其直接应用于射电望远镜伺服系统, 同步性能可能会无法达到预期的效果。

本研究在分析 QTT 天线驱动电机伺服系统控制结构的基础上, 以伺服系统运行过程中双电机速度失配为研究工况, 将 MPC 引入射电望远镜多电机控制, 提出了一种基于 MPC+DOB+LOB 的控制方法。对伺服系统不同电机所受的时变干扰和未建模误差进行集总^[15], 设计 DOB 观测其值。同时, 设计龙伯格状态观测器 (Luenberger Observer, LOB), 估计伺服系统的真实状态。在将观测器与 MPC 相结合的基础上, 设计代价函数, 对电机进行同步控制, 并通过仿真及实验进行验证。

2 射电望远镜伺服系统

2.1 控制结构的分析

天线伺服控制系统由俯仰和方位两组独立的子系统构成。两个子系统在控制上相互独立, 可以采用相同的控制模式。本研究以俯仰驱动系统为研究对象。PI+CS 的控制方式如图1所示, 位置环的 PI 控制器将参考角度和被控对象的角度反馈之差作为输入, 计算得出速度指令, 实现对目标角度的跟踪。同时, 利用两电机转速差的比例增益对速度指令施加交叉反馈, 调节两电机的速度偏差, 抑制同步偏差。

射电望远镜在对特定的信号源进行跟踪时, 参考信号的时间序列是确定的。相比于 PI 控制器, MPC 通过最小化系统未来的预测输出与参考信号之间的误差求取控制输入, 可以充分利用参考信号的未来信息。因此, 在指向精度方面 MPC 有更好的表现。为了保证射电望远镜的长久运行, 伺服系统的控制输入会受到物理、安全和环境等限制。MPC 解决了 PI 控制器处理控制输入约束的局限性, 确保了系统在任何时刻都可以保持稳定。

为了提高大型反射面天线的指向精度, 减小伺服系统运行中的同步误差, 本研究以 MPC 控制器取代 PI+CS 的控制方式。如图2所示, MPC 控制器以参考信号、角度反馈、电机 1 和电机 2 的速度反馈作为输入, 通过模型预测及输出控制指令的约束计算得出速度指令 1 和速度指令 2, 在实现被控对象对参考角度追踪的同时提升电机 1 和电机 2 的速度同步性能。

2.2 伺服系统数学模型

由图1可以看出, 大型反射面天线伺服系统的结构非常复杂和灵活, 同时天线还受到各种外部扰动。伺服系统以状态空间方程形式可表示为:

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + B_d d(k) \\ y(k) = Cx(k) \end{cases} \quad (1)$$

上式中 k 代表第 k 时刻, $y(k) = [\omega_1(k), \omega_2(k), \theta(k)]^T$, $\theta(k)$ 为被控对象的角度, $\omega_1(k)$ 和 $\omega_2(k)$ 分别为电机 1 和电机 2 的角速度, $x(k)$ 为系统的状态, $u(k) = [u_1(k), u_2(k)]^T$ 分别为电机 1 和电机 2 的控制量, $d(k) = [d_1(k), d_2(k), d_3(k)]^T$ 分别为速度指令到两个电机角速度和负载的未建模、外部扰动的总和。A, B, C 和 B_d 分别为系统的系数矩阵。

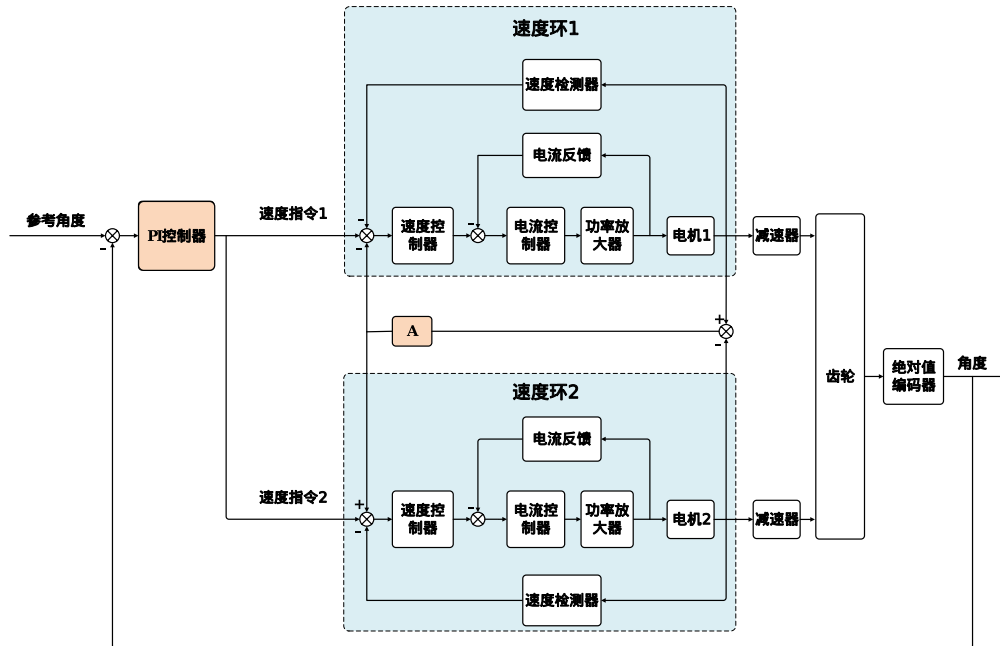


图 1 比例积分 + 交叉耦合的双电机同步控制结构

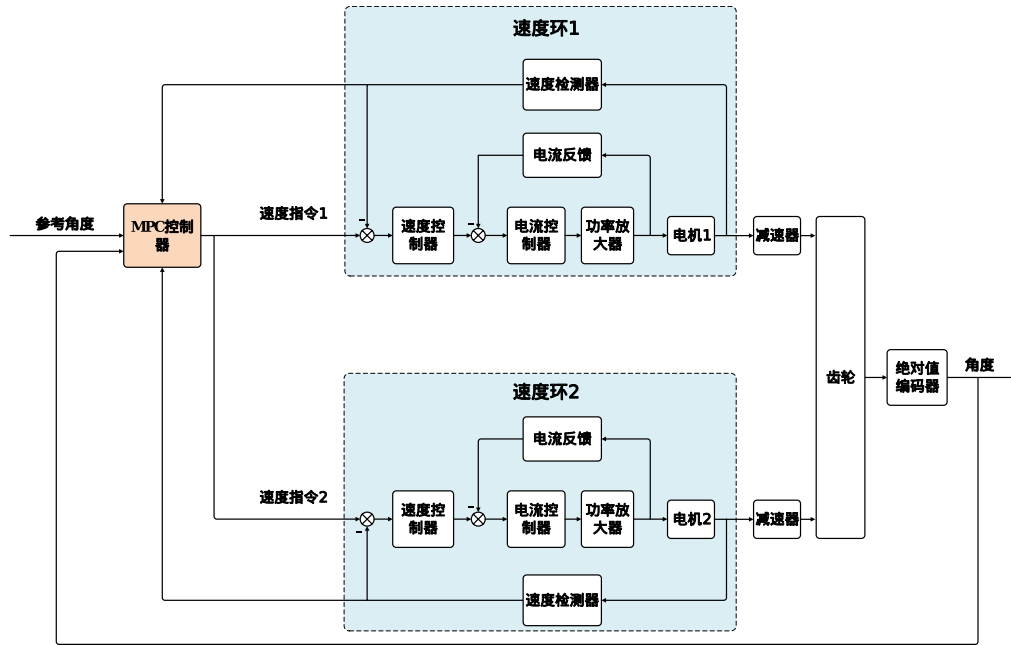


图 2 模型预测双电机同步控制结构

3 基于 DOB 和 LOB 的 MPC 控制器设计

本节通过设计 DOB 和 LOB 获取扰动和状态的估计值，在保证两种观测器稳定性的基础上，对 MPC 控制器中的预测模型进行更新和补偿。同时，在代价函数中对电机的速度指令输出做约束，通过滚动优化进行最优求解，实现电机的速度同步。算法过程如图3所示。

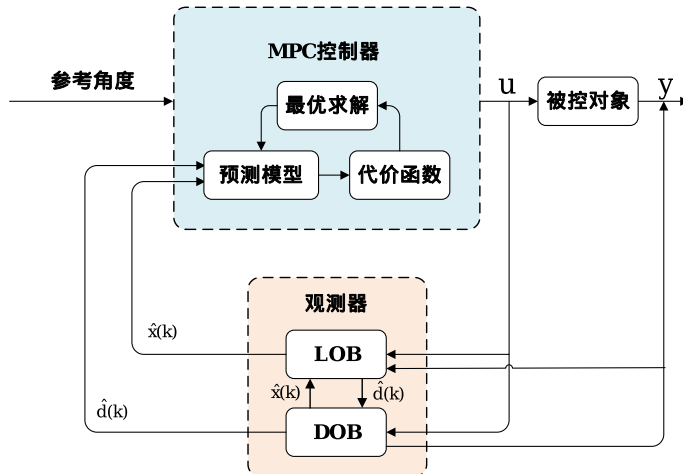


图 3 MPC+DOB+LOB 控制结构

3.1 观测器设计及稳定性分析

设计 DOB 对伺服系统未建模误差和外部扰动的集总进行估计, DOB 并不直接对扰动进行估计, 而是针对一个辅助变量进行估计, 然后间接地给出扰动的大小。根据文献 [16], 设计如下 DOB:

$$\begin{cases} z(k+1) = -KB_d z(k) - KB_d K \hat{x}(k) - K[A\hat{x}(k) + Bu(k)] + z(k) + K\hat{x}(k) \\ \hat{d}(k) = z(k) + K\hat{x}(k) \end{cases} \quad (2)$$

公式2中的 $\hat{d}(k)$ 是对扰动的估计, $\hat{x}(k)$ 为系统当前时刻状态的估计, $u(k)$ 为速度指令, $z(k)$ 为用于估计 $d(k)$ 的辅助变量, K 是可调节参数矩阵。

射电望远镜伺服系统运行过程中真实状态不可测, 设计 LOB 用来估计伺服系统的真实状态。LOB 设计如下:

$$\begin{cases} \hat{x}(k+1) = A\hat{x}(k) + Bu(k) + B_d \hat{d}(k) + L(y(k) - \hat{y}(k)) \\ \hat{y}(k) = C\hat{x}(k) \end{cases} \quad (3)$$

公式3中的 $y(k)$ 和 $\hat{y}(k)$ 分别为系统的实际输出和估计输出, L 是可调节参数矩阵。

为了保证 DOB 和 LOB 的估计最终均能趋于实际扰动和状态, 综合公式2和3可以得到, 需要设计 K 和 L 两个系数矩阵。将 $k+1$ 时刻的实际扰动 $d(k+1)$ 和实际状态 $x(k+1)$ 分别减去由公式2和3估计的扰动 $\hat{d}(k+1)$ 和状态 $\hat{x}(k+1)$, 同时联立公式2和3可得:

$$\begin{cases} x(k+1) - \hat{x}(k+1) = (A - LC)(x(k) - \hat{x}(k)) + B_d(d(k) - \hat{d}(k)) \\ d(k+1) - \hat{d}(k+1) = -KLC(x(k) - \hat{x}(k)) + d(k+1) - \hat{d}(k) \end{cases} \quad (4)$$

由于系统未建模误差和外部扰动变化相对于伺服控制系统的采样周期缓慢, 此处对 $d(k)$ 做出 $d(k+n) = d(k), n \geq 1$ 的假设, 可得:

$$\begin{pmatrix} x(k+1) - \hat{x}(k+1) \\ d(k+1) - \hat{d}(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A - LC & B_d \\ -KLC & I \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x(k) - \hat{x}(k) \\ d(k) - \hat{d}(k) \end{pmatrix} \quad (5)$$

故只需选取合适的 K 和 L 保证公式5中 $[A - LC, B_d; -KLC, I]$ 的特征值在单位圆内, 即可满足观测器估计值趋于实际值的要求。通过减小该矩阵特征值的模长可以提升扰动和状态的收敛速度, 但并非特征值模长越小越好。在实际工况中, 系统的实际输出通常存在测量噪声, 若特征值的模长较小, 则会放大该测量噪声。因此, 在对观测器的参数选择时需要根据实际工况进行合理的调节。

3.2 控制器的设计

建立伺服系统的预测模型, 将扰动向量的估计 $\hat{d}(k)$ 和状态向量的估计 $\hat{x}(k)$ 代入公式1中可得:

$$\begin{cases} x_o(k+1) = A\hat{x}(k) + Bu(k) + B_d \hat{d}(k) \\ y_o(k) = Cx_o(k) \end{cases} \quad (6)$$

其中 $y_o(k) = [\omega_{1o}(k), \omega_{2o}(k), \theta_o(k)]^T$, $\omega_{1o}(k)$ 和 $\omega_{2o}(k)$ 分别代表电机 1 和电机 2 的预测输出, $\theta_o(k)$ 代表负载角度的预测输出。

定义预测输出向量 $\hat{Y}(k)$ 和控制输入向量 $\hat{U}(k)$:

$$\begin{aligned} Y_o(k) &= [y_o(k+1), y_o(k+2), \dots, y_o(k+N_p)]^T \\ U(k) &= [u(k), u(k+1), \dots, u(k+N_c-1)]^T \end{aligned} \quad (7)$$

其中 N_p 和 N_c 分别为预测时域和控制时域, 满足 $N_p \geq N_c$ 在 N_c 步预测后控制变量保持不变^[17], 同时对扰动 $\hat{d}(k)$ 作出在预测时域内不变的假设。其形式如下:

$$\begin{aligned} u(k+i) &= u(k+N_c-1), \quad i = N_c, \dots, N_p \\ \hat{d}(k+i) &= \hat{d}(k), \quad i = 1, \dots, N_p \end{aligned} \quad (8)$$

与系统的真实模型相比, 预测模型存在未建模误差。虽然 DOB 可以对这种误差在预测模型中进行补偿, 但是公式8对扰动的形式做出了假设, 无法对扰动的真实值做出完全一致的估计, 预测模型的输出和实际的输出之间存在误差, 以双电机为例, 误差为:

$$e(k) = [e_{\omega_1}(k), e_{\omega_2}(k), e_{\theta}(k)]^T = y(k) - y_o(k) \quad (9)$$

其中 $e_{\theta}(k)$ 为负载角度测量值和估计值的偏差, $e_{\omega_1}(k)$ 和 $e_{\omega_2}(k)$ 分别为电机 1 和电机 2 角速度测量值和估计值的偏差。

预测的未来 N_p 步均会存在预测误差, 未来的实际输出无法测量。假设未来 N_p 步的预测误差与当前的预测误差 $e(k)$ 相等, 即:

$$e(k+N_p) = e(k+N_p-1) = \dots = e(k) \quad (10)$$

MPC 通过当前时刻的实际输出 $y(k)$ 和预测输出 $\hat{y}(k)$ 计算 $\hat{Y}(k)$ 和 $e(k)$ 将其带入代价函数使代价函数达到最小, 从而计算得出 $U(k)$ 。考虑到系统是实时变化的, 将计算得到的第一个控制量作用于系统, 从而实现滚动优化。实际系统中控制输入 $U(k)$ 有上下限幅, 所以需要在代价函数中添加约束。代价函数采用二次型形式:

$$\begin{aligned} J &= \sum_{i=1}^{N_p} q_1 [\theta_o(k+i) + e_{\theta}(k+i) - \theta_r(k+i)]^2 \\ &\quad + q_2 [\omega_{1o}(k+i) + e_{\omega_1}(k+i) - \omega_{2o}(k+i) - e_{\omega_2}(k+i)]^2 \\ &\quad + \sum_{j=1}^{N_c} u(k+j-1)^T R u(k+j-1) \\ \text{s.t. } &u_{\min}(i) \leq u(k+i) \leq u_{\max}(i), 0 \leq i \leq N_c - 1 \end{aligned} \quad (11)$$

其中 $\theta_r(k)$ 是参考轨迹, q_1, q_2 是输出量的加权系数, 为大于零的实数。 R 是控制量的加权系数矩阵, 一般设置为对角矩阵, 并且矩阵中的元素大于零。 $u_{\min}(i)$ 和 $u_{\max}(i)$ 为控制输入 $u(k+i)$, $0 \leq i \leq N_c - 1$ 的约束。

4 仿真分析

设计了 90° 阶跃给定和 $10\sin(0.5t)^\circ$ 的周期指令信号, 以双电机同步形式对本研究方法进行仿真, 并与 PI+CS^[8] 进行对比。表1给出了伺服系统的仿真参数, 考虑到传统的机理建模难以获取它的参数值, 该参数由系统辨识下文的实验平台获得。MPC+DOB+LOB 的代价函数中各个参数分别为: $N_p = 10, N_c = 10, q_1 = 100, q_2 = 100, R = [1, 0; 0, 1]$ 。本研究中控制量的约束不随时间的变化而变化, 上下限为固定值, 分别为: $u_{\min} = -10V, u_{\max} = 10V$ 。PI+CS 控制器中各个参数分别为: $P = 0.54, I = 0.007, A = 0.0018$ 。为了观察不同控制器的鲁棒性, 对两个电机的系数矩阵中的参数值进行修改, 并在系统开始运行时分别给予电机 1 和电机 2 不同的阶跃干扰。

表 1 仿真参数

名称	值
A	$\begin{bmatrix} 0.2340 & -27.8396 & 0 & 0 & 0 \\ 0.0057 & 0.8299 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.2340 & -27.8396 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0057 & 0.8299 & 0 \\ -95.8039 & 14360.5400 & -95.8039 & 14360.5400 & 1 \end{bmatrix}$
B	$\begin{bmatrix} 0.0057 & 0 \\ 3.5048 \times 10^{-5} & 0 \\ 0 & 0.0057 \\ 0 & 3.5048 \times 10^{-5} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$
B_d	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$
C	$\begin{bmatrix} -9.5804 \times 10^3 & 1.4361 \times 10^6 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -9.5804 \times 10^3 & 1.4361 \times 10^6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -0.0126 \end{bmatrix}$

由图4可以看出, 通过对控制器参数的整定, 两种方法对阶跃信号追踪的超调量均为 0° 。但 PI+CS 方式的调节时间较本研究方法长, 且在调整比例项参数 P 时需要在超调量和调节时间之间折衷。由图5和图6可以看出, MPC+DOB+LOB 在对两电机的速度同步控制上能够实现更快的同步调整, 最大同步误差为 21rpm, 且双电机速度在系统的动态响应过程和稳定过程中均能保持较好的同步效果。相较于 PI+CS 形式, 本研究方法只在动态过程的初始阶段降低了速度指令的增益, 但保证了在整体运动过程中实现良好的控制效果和速度同步。并且 PI+CS 在动态响应过程中最大同步误差为 77rpm, 稳态情况下仍不能完全消除误差,

这与交叉耦合结构中只采用比例项进行调整有关。

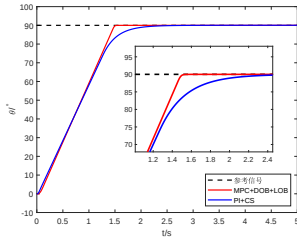


图 4 MPC+DOB+LOB 和 PI+CS 的阶跃信号角度响应

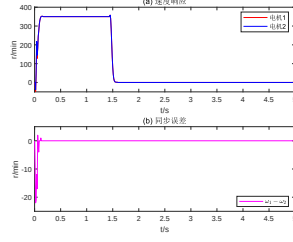


图 5 MPC+DOB+LOB 的阶跃信号速度控制效果 (a) 速度响应 (b) 同步误差

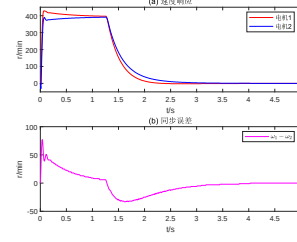


图 6 PI+CS 的阶跃信号速度控制效果 (a) 速度响应 (b) 同步误差

由角位移响应曲线图7可以看出,在跟踪周期信号时,PI+CS 存在明显的滞后,通过调整比例和积分参数不能有效的消除。图8和图9分别展示了两种方法对双电机速度同步的结果,MPC+DOB+LOB 和 PI+CS 的最大同步误差分别为 12rpm 和 24rpm。这是因为本研究方法通过模型预测对指令信号时间序列的多步控制预测及观测器的误差补偿,实现了更好的跟踪精度及更小的同步误差。

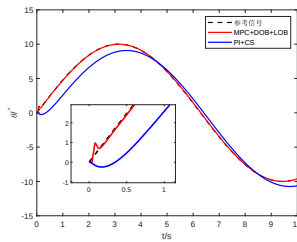


图 7 MPC+DOB+LOB 和 PI+CS 的周期信号角度响应

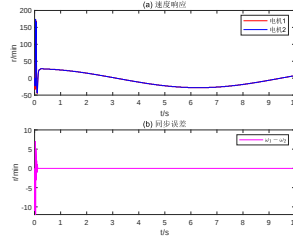


图 8 MPC+DOB+LOB 的周期信号速度控制效果 (a) 速度响应 (b) 同步误差

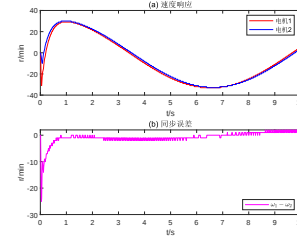


图 9 PI+CS 的周期信号速度控制效果 (a) 速度响应 (b) 同步误差

5 实验验证及分析

5.1 实验平台搭建

搭建了模拟天线俯仰运动的半实物实验平台。图10是驱动控制单元,包括上位机、运动控制器和驱动器,上位机和运动控制器的通信时间为 10ms。图11是硬件平台,由伺服电机、81 倍减速机、负载和角度编码器组成,电机转速限幅为 $\pm 500\text{rpm}$,角度编码器采样频率为 200Hz。实验的控制结构如图12所示,上位机读取电机 1 和电机 2 的速度以及负载的角度,

经过运算输出电机 1 和电机 2 的速度指令。

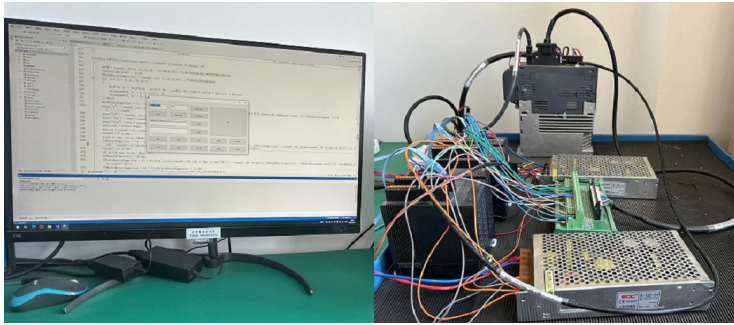


图 10 驱动控制单元



图 11 硬件平台

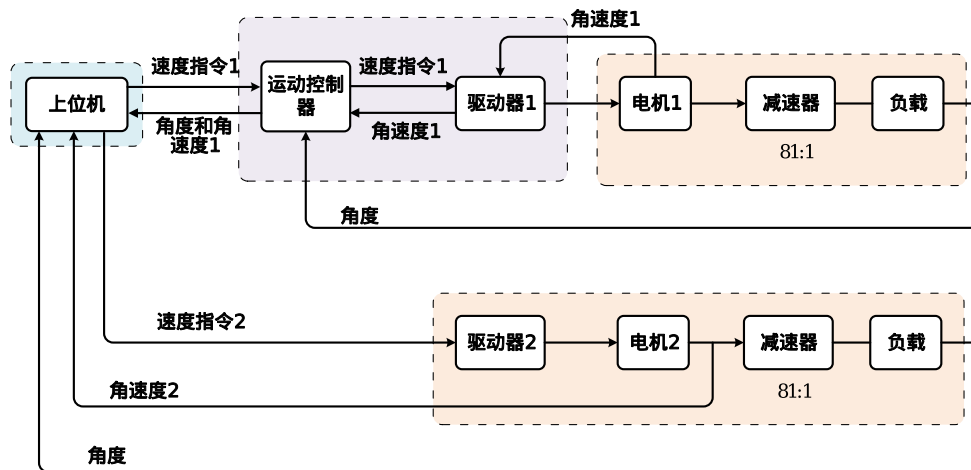


图 12 实验的控制结构

5.2 实验及分析

为了验证本研究所提控制方法在实际工况下的控制效果, 比较了 MPC+DOB+LOB 和 PI+CS 对阶跃信号和周期信号的追踪效果, 并且分析了两种方法在追踪过程中双电机速度同步的效果。本研究的仿真实验是为了模拟实际工况的条件, 在调节好仿真实验的参数后将其应用于实际工况。因此, 实验设定条件与仿真类似, 阶跃指令为 90° , 周期指令为 $10 \sin(0.5t)^\circ$ 。实验结果如下图所示:

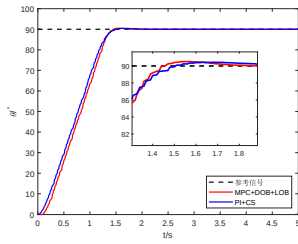


图 13 MPC+DOB+LOB 和 PI+CS 的阶跃信号角度响应

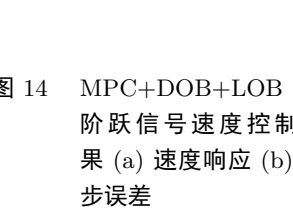
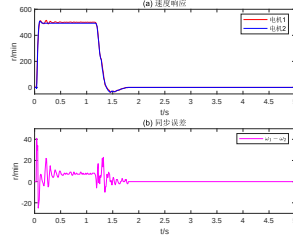


图 14 MPC+DOB+LOB 的阶跃信号速度控制效果 (a) 速度响应 (b) 同步误差

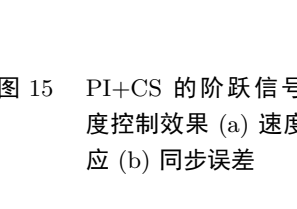
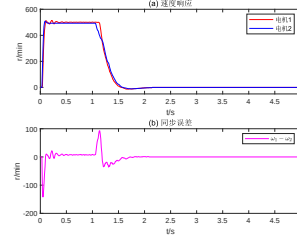


图 15 PI+CS 的阶跃信号速度控制效果 (a) 速度响应 (b) 同步误差

由图13可以看出, MPC+DOB+LOB 和 PI+CS 的超调量相同, 但本研究所提方法的上升时间为 1.45s, 小于 PI+CS 控制器 1.51s 的上升时间, 具有更快的响应速度。在速度同步方面, 图14和15分别展示了对阶跃信号追踪过程中双电机的速度响应和同步误差。本研究通过观测器对模型误差及扰动进行了补偿, 最大同步误差为 41rpm, 与之相比, PI+CS 控制器的最大同步误差为 140rpm。说明本研究对阶跃信号有更好的追踪和同步效果, 与仿真结论一致。

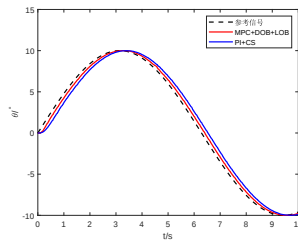


图 16 MPC+DOB+LOB 和 PI+CS 的周期信号角度响应

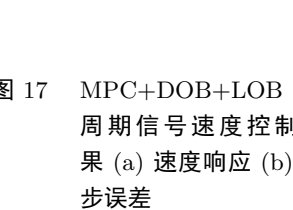
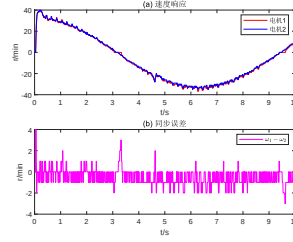


图 17 MPC+DOB+LOB 的周期信号速度控制效果 (a) 速度响应 (b) 同步误差

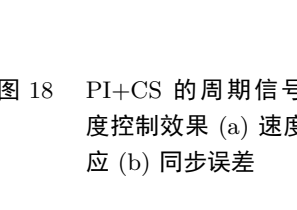
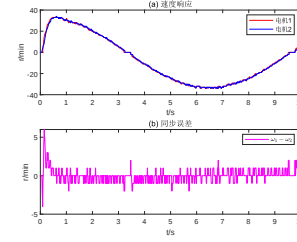


图 18 PI+CS 的周期信号速度控制效果 (a) 速度响应 (b) 同步误差

如图16所示, 两种方法对周期信号的追踪始终有周期性误差, 但 MPC+DOB+LOB 的跟踪误差相对 PI+CS 方式较小。如图17和18所示, 在跟踪幅值较小的周期指令运动过程中, 电机运转速度变化缓慢, 两种控制方法的速度同步误差都处于一个很小的范围内, 但 MPC+DOB+LOB 的最大同步偏差为 4rpm, PI+CS 的最大同步偏差为 6rpm。与仿真结果一致, MPC+DOB+LOB 在对周期信号跟踪时负载的角度响应和电机的最大速度同步误差优于 PI+CS 控制器。

6 总结与展望

本研究开展了射电望远镜伺服系统驱动电机的同步控制的研究, 提出了一种基于 MPC+DOB+LOB 的控制方法, 并通过仿真和实验进行了验证。结果表明该方法可在降低射电望远镜伺服系统电机运行中速度同步误差的同时保证对目标信号的追踪。相比常规的 PI+CS 控制器有更好的动态性能和稳态性能以及鲁棒性。该方法能够通过增加输入变量及修改代价函数的途径更简单方便的实现三台以上的多电机同步控制, 且电机数量不受二的整数次方限制, 对提高 QTT 天线伺服系统的同步驱动性能, 提升 QTT 天线的指向精度, 提供了一种方法参考。

参考文献:

- [1] 王国民. 天文学进展, 2007, 25: 11
- [2] Gawronski W. IEEE Trans. Contr. Syst. Technol, 2007, 15: 2
- [3] Ranka T, Garcia-Sanz M, Symmes A, et al. J. Astron. Telesc. Instrum. Syst, 2016, 2: 1
- [4] Prestage R M, Constantikes K T, Hunter T R, et al. Proceedings of the IEEE, 2009, 97: 1382
- [5] Richard W, Norbert J, Berndt H G. Journal of Astronomical History and Heritage, 2011, 14: 3
- [6] 孙正雄, 毛银盾, 王锦清, 等. 天文学报, 2023, 64: 3
- [7] Wang N, Xu Q, Ma J, et al. Sci China Phys Mech, 2023, 66: 8
- [8] 邓先荣. 现代雷达, 2005, 27: 4
- [9] 田景兵, 张一凡. 无线电通信技术, 2013, 39: 50.
- [10] Andersen T. Telescope Control Systems, Washington: SPIE, 1995: 301-312.
- [11] Linder A, Kennel R. 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference. Dresden, Germany: IEEE, 2005, 1793-1799
- [12] Rodriguez J, Pontt J, Silva C A, et al. IEEE Trans. Ind. Electron, 2007, 54: 495
- [13] Phuong T H, Belov M P, Khoa T D, et al. 2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering. Moscow, Russia: IEEE, 2018, 1003-1007
- [14] Zhou M D, Liu X Y, Li S H. 2020 Chinese Control And Decision Conference. Hefei, China: IEEE, 2020, 2886-2892
- [15] Liu J H, Yang J, Li S H, et al. IEEE Trans. Ind. Electron, 2023, 70: 12719
- [16] Chen W H, Ballance D J, Gawthrop P J, et al. Control Theory Appl. , 1999, 146: 603
- [17] 陈虹. 模型预测控制, 北京: 科学出版社, 2013: 14-17

Synchronous control of drive motor of radio telescope servo system

TONG Zi-chen^{1,4}, XU Qian^{1,2,3}, XUE Fei^{1,4}

(1. Xinjiang Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Urumqi 830011, China; 2. Key Laboratory of Radio Astronomy, Chinese Academy of Sciences, Urumqi 830011, China; 3. Xinjiang

Key Laboratory of Radio Astrophysics, Urumqi 830011, China; 4. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: The servo system of the radio telescope's driving motor exhibits speed mismatch during operation, which hampers the high-precision pointing and tracking control of the telescope. As the aperture of the telescope increases and precision improves, this issue becomes more severe, significantly impacting the high-precision control of pointing and tracking for large-aperture radio telescopes. To mitigate speed deviations in the servo system and enhance the pointing accuracy of the radio telescope, a robust motor synchronization controller based on Model Predictive Control (MPC) is designed. To address external disturbances and unmodeled errors, Disturbance Observer (DOB) is designed based on the system's state-space model to estimate total disturbances. Additionally, Luenberger observer (LOB) is designed to estimate the system's states. Combining these observers with MPC, quadratic cost function is designed to regulate the load angle and motor speed. This ensures motor speed synchronization while maintaining tracking control effectiveness. Simulation and experimental results demonstrate that compared to conventional Proportion-Integration (PI) controllers combined with Cross-coupled Structures (CS), MPC+DOB+LOB enhances the servo system's dynamic performance and synchronization capabilities.

Key words: radio telescope, synchronized control, model predictive control, disturbance observer, luenberger observer