

永磁伺服电机复合模型预测控制*

张 曦¹, 王 涛², 陈致君², 刘 闯²

(1. 南京航空航天大学金城学院 机电工程与自动化学院, 江苏 南京 211156;

2. 南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 211106)

摘 要: 永磁电机效率和功率密度高、力矩和惯量比大, 是工业伺服领域的主流电机。伺服控制技术是充分发挥永磁电机优势、提升伺服系统运行性能的关键。目前, 永磁伺服系统多采用多环级联的比例-积分 (PI) 控制器, 但由于积分器的滞后效应, PI 动态响应速度较慢, 抗干扰能力较差, 难以满足机械臂、精密加工等高性能伺服控制的动、静态性能要求。因此, 提出一种广义模型预测控制与有限集模型预测控制相结合的复合模型预测控制策略。此外, 还提出一种广义模型预测控制的低运算量实现方法及一种机械参数估计方法。试验结果表明, 所提复合模型预测控制可提高永磁伺服电机的动态响应速度和抗负载扰动能力。

关键词: 永磁伺服电机; 复合模型预测控制; 广义模型预测控制; 有限集模型预测控制

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2023)04-0008-08

doi: 10.12177/emca.2023.013

Composite Model Predictive Control for Permanent Magnet Servo Motor*

ZHANG Xi¹, WANG Tao², CHEN Zhijun², LIU Chuang²

(1. School of Mechanical Engineering and Automation, Nanhang Jincheng College, Nanjing 211156, China;

2. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,
Nanjing 211106, China)

Abstract: Permanent magnet motor is the mainstream motor in the industrial servo field for its high efficiency, high power density, and large torque and inertia ratio. Servo control technology is the key to give full play to the advantages of permanent magnet motor and improve the performance of servo system. At present, permanent magnet servo system mostly adopts multi-loop cascaded proportional-integral (PI) controllers. However, due to the lag effect of the integrator, the dynamic response speed of PI is slow and the anti-interference ability is poor, which is difficult to meet the dynamic and static performance requirements of high-performance servo control such as mechanical arm and precise machining. Therefore, a composite model predictive control strategy combining generalized model predict control and finite control set model predict control is proposed. In addition, a low computational complexity implementation method of generalized model predictive control and a mechanical parameter estimation method are also proposed. The experimental results show that the proposed composite model predictive control can improve the dynamic response speed and load disturbance rejection capability of the permanent magnet servo motor.

Key words: permanent magnet servo motor; composite model predictive control; generalized model predictive control (GMPC); finite control set model predictive control (FCS-MPC)

收稿日期: 2022-12-15; 收到修改稿日期: 2023-01-06

* 基金项目: 国家自然科学基金区域创新发展联合基金项目 (U22A20218); 国家重点研发计划项目 (2022YFB3403102); 江苏省“双创博士”项目 (JSSCBS20210178)

作者简介: 张 曦 (1991—), 女, 硕士, 助教, 研究方向为电机控制。

王 涛 (1990—), 男, 博士, 副研究员, 研究方向为电机控制、新能源发电、航空电源系统。

0 引言

伺服系统是指以位置、速度、转矩为控制量,能够动态跟踪目标变化从而实现自动化控制的系统,是实现工业自动化、精密制造和柔性制造的核心技术,属于高端工业自动化控制领域,普遍应用于机床工具、印刷机械自动化生产线等各种专用设备。永磁同步电机具有效率和功率密度高、力矩和惯量比大等优点,其已成为伺服系统的主流电机^[1-2],但其性能优势还需结合先进的伺服控制技术才能得到更加充分的发挥^[3]。

高动态响应、快速精准定位能力是伺服系统的核心竞争力^[4]。目前,国内外永磁伺服系统多采用比例-积分(PI)控制器^[5-8],其是一种基于过往控制误差调整当前控制量的控制方法^[9],对系统变量的未来行为不具有预测能力,在对位置轨迹规划具有较高要求的场合,难以实现快速、精准的伺服控制。此外,由于积分器的滞后效应,PI控制器的幅值增益呈现下降趋势,控制带宽较窄,抗干扰能力较差^[10],伺服性能易受负载扰动、电机反电动势谐波等非理想因素的影响。为解决永磁伺服系统的上述问题,亟需研究一种动态响应能力强、定位精准快速的新型伺服控制算法。

模型预测控制(MPC)是一种基于对被控对象未来行为进行预测,并对控制量进行滚动优化的新型控制方法,在化工过程控制等慢速控制领域已有十分成熟的应用。但由于其对运算量要求较高,近年来才逐步应用于电机和变流器等快速控制领域^[11-14]。由于MPC独特的预测控制原理,其比PI控制具有更优异的动态性能,尤其适用于需按照特定轨迹运动的高性能伺服控制场合。MPC的核心是“预测”和“优化”。根据优化问题的不同求解方式,可将MPC分为有限集模型预测控制(FCS-MPC)^[15-20]和连续集模型预测控制(CCS-MPC)^[21-24]。其中,FCS-MPC利用遍历法直接对所有可能的逆变器开关状态进行评价和寻优,直接操作电力电子开关管,无需脉宽调制(PWM)过程,可达到极快的动态响应速度和极宽的控制带宽,但其运算量随着预测步长的增加呈指数式上升,通常仅可采用单步预测,适用于短时间尺度快速变量的控制;CCS-MPC则利用一定的优化算法获取最优控制量,再利用PWM技术产

生逆变器开关状态,动态响应速度通常略逊于FCS-MPC,但便于实现多步预测,适用于长时间尺度慢速变量的控制。具有多步预测能力的CCS-MPC通常被称为广义模型预测控制(GMPC)^[10]。

本文面向的永磁伺服电机系统,同时包含两个不同时间尺度的暂态过程,即时间常数较大的慢速机械过程,以及时间常数较小的快速电磁过程,恰好分别适宜采用MGPC和FCS-MPC。然而,现有研究多专注于电磁过程的高性能控制^[15-20],采用FCS-MPC获取快速的电流或转矩响应,而对电机外环仍采用常规级联PI控制,对伺服控制性能的提升有限。个别研究者提出利用GMPC改善伺服系统控制性能^[21-24],但其对位置、转速、电流三者均采用GMPC又限制了电流环的响应速度,其基于GMPC的内环带宽不及直接面向开关状态的FCS-MPC。因此,本文提出一种复合MPC策略,为永磁伺服电机的位置和转速设计基于GMPC的多变量统一控制器;而对其电流内环,则采用FCS-MPC。此外,针对GMPC运算量大的问题,分析GMPC预测和求解公式的特点及规律,提出一种低运算量GMPC实现方法,并给出一种永磁伺服系统机械参数估计方法。试验结果表明,所提控制策略可达到较好的动态响应速度和稳态控制精度,并具有较强的抗负载扰动能力。

1 永磁伺服电机系统预测模型

1.1 机械预测模型

永磁伺服电机系统的机械运动方程如下:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\theta_r = \omega_r \\ \frac{d}{dt}\omega_r = \frac{T_e}{J} - \frac{B_m}{J}\omega_r - \frac{T_L}{J} \end{cases} \quad (1)$$

式中: θ_r 为位置角; $\omega_r = \omega_e/p$,为机械角速度, ω_e 和 p 分别为电角速度和电机极对数; T_e 和 T_L 分别为电磁转矩和负载转矩; B_m 和 J 分别为伺服系统的摩擦系数和转动惯量,其中 J 包括电机自身转动惯量和负载转动惯量两部分。

利用前向欧拉方法对式(1)进行离散化可得:

$$\begin{cases} \hat{\theta}_r(k+1) = \theta_r(k) + \omega_r(k)T_s \\ \hat{\omega}_r(k+1) = (1 - B_m T_s/J)\omega_r(k) + [T_e(k) - T_L(k)]T_s/J \end{cases} \quad (2)$$

式中: $\hat{\theta}_r$ 和 $\hat{\omega}_r$ 分别为位置角和机械角速度的预测值; k 为离散时间序列号; T_s 为离散周期。

利用式(2)即可对永磁伺服电机系统的未来机械运动状态进行单步或多步预测。

$$\begin{cases} \hat{I}_{sd}(k+1) = I_{sd}(k) + \left[\frac{U_{sd}}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} I_{sd}(k) + \omega_e I_{sq}(k) \right] T_s \\ \hat{I}_{sq}(k+1) = I_{sq}(k) + \left[\frac{U_{sq}}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} I_{sq}(k) - \omega_e I_{sd}(k) - \omega_e \frac{\psi_m}{L_s} \right] T_s \end{cases} \quad (3)$$

式中: I 和 U 为电流和电压; R 和 L 为电阻和电感; 下标 s 表示定子量; 下标 d 和 q 表示同步旋转坐标系下的 d 、 q 轴分量; L_s 为表贴式永磁电机 d 、 q 轴定子电感; ψ_m 为永磁磁链。

利用式(3), 即可对永磁伺服电机的定子电流进行单步或多步预测。永磁伺服电机的电磁转矩是电机机械模型和电流模型联系的纽带, 可表示为

$$T_e(k) = 1.5p\psi_m I_{sq}(k) \quad (4)$$

2 复合 MPC 策略

2.1 系统总体控制结构

本文提出的复合 MPC 策略如图 1 所示, 其中用于位置-转速一体化控制的 GMPC 控制器与用于电流控制的 FCS-MPC 控制器相互级联, GMPC 的输出为 q 轴定子电压分量, 即转矩分量, 作为 FCS-MPC 电流内环的参考值。GMPC 外环的位置和转速反馈值由位置传感器获取。

相比于常规级联型 PI 控制结构, 图 1 所示的控制结构有如下优势。(1) 位置-转速一体化控制, 便于在执行位置伺服的同时, 赋予系统转速调节能力, 可使伺服系统按照某种特定转速曲线运动至目标位置。这一点是常规 PI 级联结构无法实现的, 因为在级联结构中, 转速环参考值完全由位置环提供, 无法响应认为给定的转速曲线。(2) GMPC 外环具有多步预测能力, 适用于时间常数较大的机械运动过程, 且其内置的累加环节可自动消除由模型参数误差等因素引入的静态控制误差, 满足伺服控制要求。FCS-MPC 内环则直接操作电力电子开关器件, 动态响应速度快、抗扰动力强, 内外环优势互补, 可实现最佳的预测控制效果。

2.2 基于 GMPC 的位置-转速一体化控制

在 GMPC 的设计过程中, 为消除模型参数误

1.2 电流预测模型

永磁伺服电机离散形式的电流预测模型如下所示:

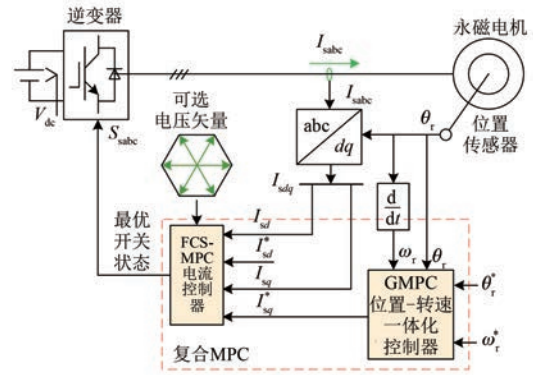


图 1 复合 MPC 策略整体框图

差等因素引入的控制静差, 通常采用增量式控制, 因此需在式(2)所示预测模型的基础上, 推导增量形式的单步预测公式:

$$\begin{cases} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta\theta_r(k+1) \\ \theta_r(k+1) \\ \Delta\omega_r(k+1) \\ \omega_r(k+1) \end{bmatrix}}_{x(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & T_s & 0 \\ 1 & 1 & T_s & 0 \\ 0 & 0 & 1 - B_m T_s/J & 0 \\ 0 & 0 & 1 - B_m T_s/J & 1 \end{bmatrix}}_A \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta\theta_r(k) \\ \theta_r(k) \\ \Delta\omega_r(k) \\ \omega_r(k) \end{bmatrix}}_{x(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ T_s/J \\ T_s/J \end{bmatrix}}_B \cdot \underbrace{\frac{\Delta T_e(k)}{\Delta h(k)}}_C \\ \underbrace{\begin{bmatrix} \theta_r(k) \\ \omega_r(k) \end{bmatrix}}_{y(k)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_C \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta\theta_r(k) \\ \theta_r(k) \\ \Delta\omega_r(k) \\ \omega_r(k) \end{bmatrix}}_{x(k)} \end{cases} \quad (5)$$

式中: Δ 表示增量; A 、 B 、 C 分别为状态空间方程

的系统矩阵、输入矩阵和输出矩阵; $\mathbf{x}$ 、 $\mathbf{y}$ 和 $\mathbf{h}$ 分别为状态向量、输出向量和输入向量。

进而可获得永磁伺服电机位置和速度的 N 步预测公式,如下:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{\Omega}\mathbf{x}(k) + \mathbf{F}\Delta\mathbf{u} \quad (6)$$

$$\text{其中: } \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}(k+1) \\ \mathbf{y}(k+2) \\ \vdots \\ \mathbf{y}(k+N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta_m(k+1) \\ \omega_r(k+1) \\ \theta_m(k+2) \\ \omega_r(k+2) \\ \vdots \\ \theta_m(k+N) \\ \omega_r(k+N) \end{bmatrix}; \mathbf{x}(k) =$$

$$\begin{bmatrix} \Delta\theta_m(k) \\ \theta_m(k) \\ \Delta\omega_r(k) \\ \omega_r(k) \end{bmatrix}; \Delta\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \Delta\mathbf{h}(k) \\ \Delta\mathbf{h}(k+1) \\ \vdots \\ \Delta\mathbf{h}(k+N-1) \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} \Delta T_e(k) \\ \Delta T_e(k+1) \\ \vdots \\ \Delta T_e(k+N-1) \end{bmatrix}; \mathbf{\Omega} = \begin{bmatrix} \mathbf{CA} \\ \mathbf{CA}^2 \\ \vdots \\ \mathbf{CA}^N \end{bmatrix}; \mathbf{F} =$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{CB} & 0 & \cdots & 0 \\ \mathbf{CAB} & \mathbf{CB} & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ \mathbf{CA}^{N-1}\mathbf{B} & \mathbf{CA}^{N-2}\mathbf{B} & \cdots & \mathbf{CB} \end{bmatrix}。$$

基于上述多步预测公式,可设计位置-转速一体化控制的二次型价值函数:

$$J_{\text{GMPC}} = (\mathbf{Y}^* - \mathbf{Y})^T \mathbf{Q}(\mathbf{Y}^* - \mathbf{Y}) + \Delta\mathbf{H}^T \mathbf{R} \Delta\mathbf{H} \quad (7)$$

式中: $\mathbf{Y}$ 和 $\mathbf{Y}^*$ 为 $2N \times 1$ 的矩阵,其由未来 N 步的位置参考值和转速参考值序列构成; $\mathbf{Q}$ 为 $2N \times 2N$ 的对角阵, $\mathbf{R}$ 为 $N \times N$ 的对角阵,分别为对控制误差和控制量的加权系数矩阵,由人为整定。

$\mathbf{Y}^*$ 的具体形式为

$$\mathbf{Y}^* = [\theta_r^*(k+1) \ \omega_r^*(k+1) \ \cdots \ \theta_r^*(k+N) \ \omega_r^*(k+N)]^T \quad (8)$$

通过对输入量 $\Delta\mathbf{H}$ 求导,并令导数为 0,可解出式(7)所示的价值函数取极小值时的最优输入向量:

$$\Delta\mathbf{H} = (\mathbf{F}^T \mathbf{Q} \mathbf{F} + \mathbf{R})^{-1} \mathbf{F}^T \mathbf{Q} [\mathbf{Y}^* - \mathbf{\Omega}\mathbf{x}(k)] \quad (9)$$

取式(9)的第一项累加,即可获得位置-转速

一体化外环的输出量,即 q 轴电流参考值 I_{sq}^* 。

2.3 基于 FCS-MPC 的电流控制

本文主要利用 FCS-MPC 的高动态响应能力,因此仅使用最基本的 FCS-MPC 算法,未对其运算量、开关次数等进行优化。实际上,现有的各类 FCS-MPC 策略,都可应用于本文所提的复合 MPC 内环。因此,此处仅对 FCS-MPC 实现方法做简单介绍,详细内容可参考文献[15-20]。

本文中 FCS-MPC 电流控制器所采用的价值函数为

$$J_{\text{FCS-MPC}} = (I_{sd}^* - \hat{I}_{sd})^2 + w(I_{sq}^* - \hat{I}_{sq})^2 \quad (10)$$

式中: w 为权重系数,在电流环中通常设置为 1,以赋予 d 、 q 轴电流相同的控制力度。

采用 $i_d=0$ 的控制方法,故 d 轴电流参考值直接设置为 0,而 q 轴电流参考值由位置-转速一体化 GMPC 控制器提供。

对于两电平三相逆变器,共有 6 个有效矢量和 2 个零矢量,将每个电压矢量变换至 d - q 坐标系后,代入式(3),即可获得电流预测值,进而代入式(10),获得该电压矢量对应的价值函数值。遍历并选取使价值函数最小的电压矢量,即可直接获得逆变器的开关状态,而无需任何 PWM 过程。因此, FCS-MPC 可获得极快的动态响应速度,确保电流内环的宽带宽和强抗扰能力。

2.4 GMPC 低运算量的实现

GMPC 算法包含多次高阶矩阵运算,较大的运算量是其应用推广的主要瓶颈。为降低 GMPC 运算量,可分析 GMPC 运算公式的特点和规律,在嵌入式实现中将部分矩阵运算转化为纯代数运算。分析式(9)所示的最优解形式,可见其分为两部分,第一部分包含矩阵求逆和转置运算,记为 $\mathbf{FQR}$;第二部分只包含矩阵四则运算,记为 $\mathbf{YOX}$,分别如下所示:

$$\begin{cases} \mathbf{FQR} = (\mathbf{F}^T \mathbf{Q} \mathbf{F} + \mathbf{R})^{-1} \mathbf{F}^T \mathbf{Q} \\ \mathbf{YOX} = [\mathbf{Y}_{\text{ref}} - \mathbf{\Omega}\mathbf{x}(k)] \end{cases} \quad (11)$$

由于 GMPC 的最终输出结果仅需利用式(9)中 $\Delta\mathbf{H}$ 的首行元素累加获得,式(9)中的大量运算并不发挥实际控制作用。因此,仅需将 $\mathbf{FQR}$ 中第一行元素与 $\mathbf{YOX}$ 中对应元素相乘求和,即可得到最终输出结果。 $\mathbf{FQR}$ 各矩阵所有元素均为定值,故可将其单独离线计算,获得一个 $N \times 2N$ 的

矩阵,并仅将其第一行 $2N$ 个元素存入数列 FQR ($2N$)中待用。 YOX 为一个 $2N \times 1$ 的矩阵,需在每个控制周期实时更新,但由于其矩阵规模较小,所需运算量并不大,可直接采用矩阵运算,并将结果存入数列 $YOX(2N)$ 中。随后,将 $FQR(2N)$ 和 $YOX(2N)$ 对应元素相乘求和,得到算法的输出 $\Delta H1$ 为:

$$\Delta H1 = \sum_{k=1}^{2N} FQR(k) \cdot YOX(k) \quad (12)$$

上述计算方法仅需存储 FQR 的第一行元素,对存储空间要求较低,且仅计算 ΔH 的首行元素,运算量大幅降低,同时不影响 GMPC 效果。在快速原型控制器 YXSPACE-SP2000 上进行测试,上述低运算量方法可在采样频率为 10 kHz 的条件下稳定实现 $N=50$ 的 GMPC,而完全基于式(9)的常规方法仅能实现 $N=2$ 的 GMPC。为定量呈现两种 GMPC 计算方法的运行时间,在 Simulink 仿真中分别采用两种 GMPC 模块,并使用 set_param (bdroot、‘Profile’、‘on’) 语句,察看 GMPC 模块单次调用的运行时间,可得在 $N=50$ 时,传统 GMPC 计算方法的运行时间约为 3.58 ms,而本文所提简化计算方法仅需约 0.17 ms。

2.5 机械参数的估计

永磁伺服电机的电磁参数通常由厂家给出,但伺服驱动系统的转动惯量、摩擦系数等参数受负载和平台装配等多种因素影响,通常无法从电机铭牌读取。因此,要实现本文所提的复合 MPC,尤其是外环的位置-转速一体化 GMPC,必须估计伺服系统的机械参数。由于伺服系统机械模型可近似为一阶系统,在固定转矩驱动下,电机转速应呈指数规律上升的饱和曲线,对实测转速曲线进行指数函数拟合,即可获得估计的转动惯量 J 和摩擦系数 B_m 。

具体而言,由式(1)可知,空载时伺服电机转速的拉普拉斯表达式为

$$\omega_r(s) = \frac{1}{J_s + B_m} T_e(s) \quad (13)$$

在一定转矩驱动下,转速的阶跃响应为

$$\omega_r = \frac{T_e}{B_m} - e^{-\frac{B_m}{J}t} \quad (14)$$

将实测的转速阶跃响应波形导入 MATLAB,利用函数拟合工具即可获取式(14)中的转动惯

量 J 和摩擦系数 B_m 。因此,可将永磁伺服电机的 q 轴电流参考值设为固定值,忽略电流上升的暂态过程,可将此条件下电机起动过程视为阶跃响应,进而利用前述拟合方法获取机械参数。利用该方法,可知本文采用的试验电机转动惯量为 $2.31 \times 10^{-4} \text{ kg}\cdot\text{m}^2$,摩擦系数为 5×10^{-3} 。

3 试验研究

为验证本文提出的复合 MPC 策略的有效性,在如图 2 所示平台上开展试验。试验平台的主要参数如表 1 所示,采用 YXSPACE-SP2000 快速原型控制器(其功能类似 Dspace)。该控制器采用 TI 公司的 DSP-F28335 作为核心控制器,这表明本文所提复合 MPC 策略的运算量虽比常规 PI 控制更高,但并不妨碍其在常见商用嵌入式处理器中的应用。试验波形通过原型控制器导入上位机后,利用 MATLAB 绘制。

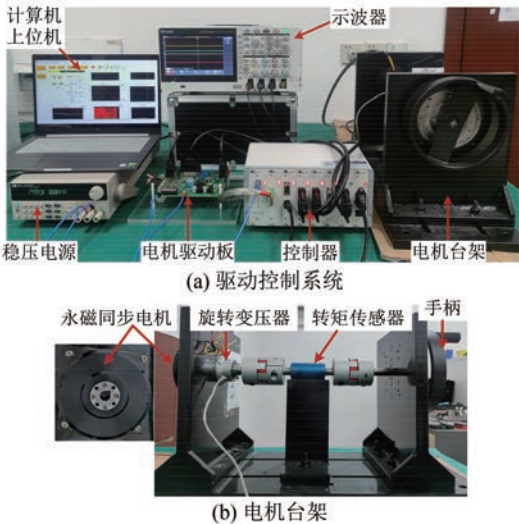


图 2 试验测试台

表 1 永磁同步电机参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定电压/V	24	额定电流/A	2.8
额定转速/(r·min ⁻¹)	140	线电阻/Ω	2.6
线电感/mH	2.35	极对数	20
摩擦系数	5×10^{-3}	转动惯量/(kg·m ²)	2.31×10^{-4}

对所提复合 MPC 策略的阶跃和正弦响应能力、抗负载扰动能力等性能进行测试,并将其与常规 PI 控制策略(位置、转速、电流三环均采用 PI

控制器)进行对比。试验中,作为对比的常规 PI 控制策略采用常用的零极点对消法进行整定,GMPC 则采用文献[10]所提方法进行整定。

3.1 阶跃位置指令跟踪性能

为测试复合 MPC 策略的位置阶跃响应能力,在 0 s 时将位置指令值从 0° 变为 7.5° ,其位置响应试验结果如图 3(a)所示。可见,复合 MPC 策略可实现快速、无超调的位置伺服控制,位置阶跃响应的时间约为 0.2 s。复合 MPC 策略在阶跃响应中的电流波形如图 3(b)所示,可见电机在到达指定位置前(0.2 s),电流幅值先增大再减小,最终当电机到达指定位置后,三相电流均变为直流,产生与静摩擦力相对抗的定位力矩,使电机转子保持在指定位置。在整个动态过程中,定子电流

最大幅值约为 0.33 A。

作为对比,常规 PI 控制的位置阶跃响应试验结果如图 3(c)所示,由于 PI 参数经过合理设计,同样几乎不存在超调,但位置阶跃响应的时间约为 0.33 s,明显慢于复合 MPC。此外,复合 MPC 的位置上升过程近似为一条直线,而常规 PI 控制的位置上升过程受积分器影响为先快后慢的曲线,这是由两类控制算法的内在原理决定的。常规 PI 控制在阶跃响应中的电流波形如图 3(d)所示,其与图 3(b)类似,也经历了电流增大、减小及最终变为直流的过程,但其电流上升速度很快,电流最大幅值达到 1.4 A,明显大于复合 MPC。这表明 PI 控制在初始阶段可获得较大的电流和转矩,进而达到较快的初始动作速度。随着转子位置逐步接近指令位置,PI 控制的电流幅值逐渐下降,最终变为直流电流以产生定位力矩。

综上,所提复合 MPC 策略不仅可实现更快速、平稳的位置阶跃响应,还在阶跃响应中有效限制了定子电流尖峰,有利于电机和驱动器的安全运行。

3.2 正弦位置指令跟踪性能

正弦位置指令跟踪能力是评估伺服控制系统性能的常用指标。本文采用 1 Hz 的正弦位置指令,获得的位置响应试验波形如图 4(a)所示。可见,采用复合 MPC 时,实际位置可有效跟踪正弦位置指令,幅值衰减约为 3%,相位滞后约为 2.3° ;采用常规 PI 控制时,实际位置也可有效跟踪正弦位置指令,但幅值衰减和相位滞后更大,分别约为 6%和 5° 。在正弦位置指令跟踪过程中,复合 MPC 与常规 PI 控制的电流波形分别如图 4(b)和图 4(c)所示,可见两者在正弦位置跟踪时的电流峰值较为接近。

3.3 抗负载扰动能力测试

本文所提复合 MPC 策略除具有更好的伺服跟踪能力外,还具有较强的抗扰动能力。对于伺服系统而言,最典型的扰动为电机负载扰动。当对电机施加幅值为 $1 \text{ N}\cdot\text{m}$ 的扰动转矩时,获得的试验波形如图 5 所示。可见,复合 MPC 策略在受到负载转矩扰动时,出现的暂态位置跌落约为 0.15° ,持续时间约为 0.1 s,而常规 PI 控制的暂态位置跌落约为 0.5° ,持续时间约为 0.15 s,复合 MPC 具有更强的抗负载扰动能力。

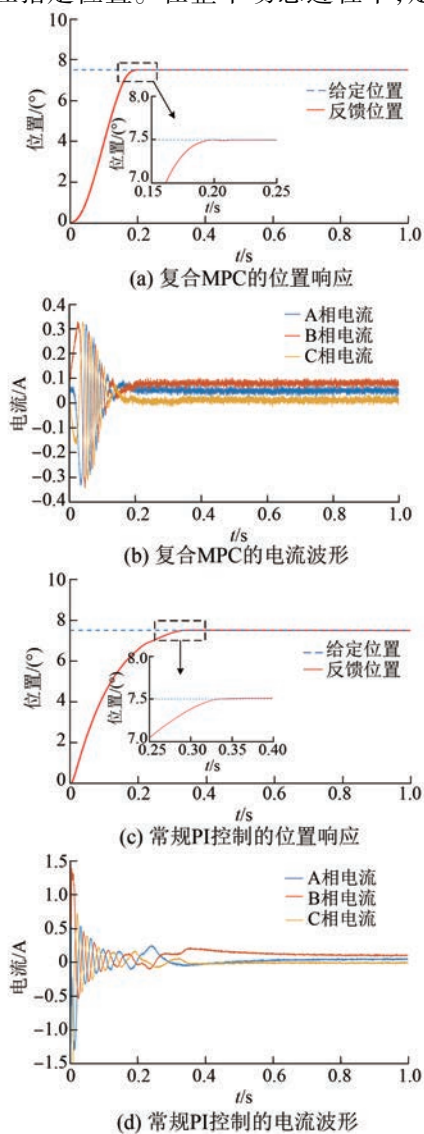


图3 阶跃位置指令跟踪性能对比

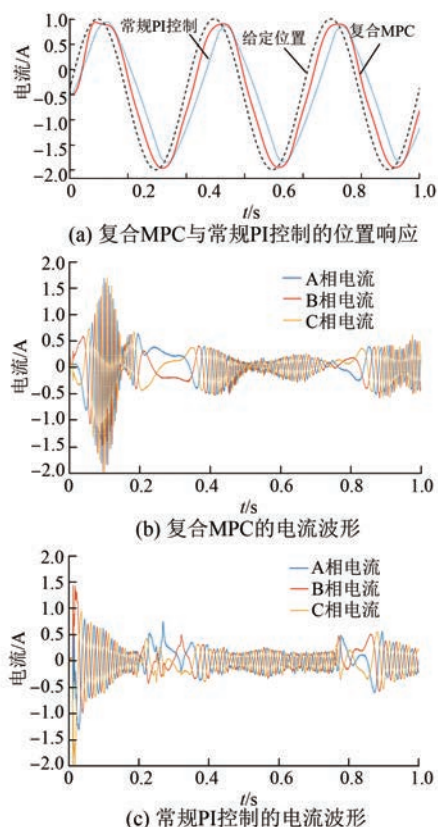


图4 正弦位置指令跟踪性能对比

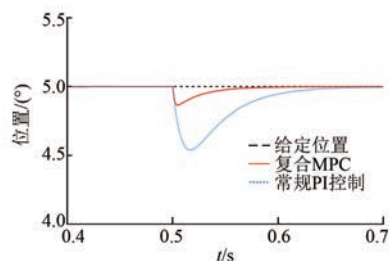


图5 正弦位置指令跟踪性能对比

由上述试验对比可见,本文所提的复合 MPC 策略具有明显优于常规 PI 控制的位置指令跟踪效果和抗负载扰动能力,这是外环 GMPC 和内环 FCS-MPC 各自优势有机结合的效果。

4 结 语

本文首次提出一种复合 MPC 策略,充分发挥两类 MPC 策略的独特优势,对于时间常数较大的位置环和转速环,采用具有多步预测能力的 GMPC,实现对轨迹指令的快速、准确跟踪;对于时间常数较小、控制带宽要求极高的电流环,采用直接面向电力电子开关动作的 FCS-MPC,获得极

宽的电流环控制带宽。本文给出了所提控制策略的设计方法,提出了 GMPC 策略的低运算量实现方法和伺服系统机械参数估计方法,并在一套永磁伺服测试平台上进行试验测试。试验结果表明,相比于常规三环级联 PI 控制策略,所提复合 MPC 不仅能更好地跟踪阶跃和正弦位置指令,还能更好地应对负载转矩扰动,满足工业伺服系统的动、静态性能指标要求。

【参考文献】

- [1] 黄伟忠, 宋春华. 永磁交流伺服电机国内外市场概况[J]. 微特电机, 2009, 37(1): 59.
- [2] 莫会成, 闵琳, 王健, 等. 现代高性能永磁交流伺服系统综述——永磁电机篇[J]. 微电机, 2013, 46(9): 1.
- [3] 孙振兴. 交流伺服系统先进控制理论及应用研究[D]. 南京: 东南大学, 2018.
- [4] 黄依婷, 王云冲, 史丹, 等. 永磁同步电机伺服控制(连载之一)国内外研究现状与发展趋势概述[J]. 微电机, 2022, 55(8): 1.
- [5] 符慧, 左月飞, 刘闯, 等. 永磁同步电机转速环的一种变结构 PI 控制器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(12): 237.
- [6] 左月飞, 刘闯, 张捷, 等. 永磁同步电动机转速伺服系统 PI 控制器的一种新设计方法[J]. 电工技术学报, 2016, 31(13): 180.
- [7] 肖启明, 杨明, 刘可述, 等. PMSM 伺服系统速度环 PI 控制器参数自整定及优化[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(2): 102.
- [8] 崔业兵, 左月飞, 桂亮, 等. 基于复合 PI 控制器的永磁伺服电机电流控制[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(4): 105.
- [9] 韩京清. 控制理论——模型论还是控制论[J]. 系统科学与数学, 1989(4): 328.
- [10] WANG T, ZHU Z Q, FREIRE N M A, et al. Generalized predictive DC-link voltage control for grid-connected converter [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(2): 1489.
- [11] 常勇, 包广清, 杨梅, 等. 模型预测控制在永磁同步电机系统中的应用发展综述[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(8): 11.
- [12] 朱芮, 吴迪, 陈继峰, 等. 电机系统模型预测控制研究综述[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(8): 1.
- [13] 颜学龙, 谢刚, 孙天夫, 等. 基于模型预测控制的

- 永磁同步电机电流控制技术综述[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(9): 1.
- [14] 王治国, 郑泽东, 李永东, 等. 交流电机模型预测控制综述[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(11): 14.
- [15] BOLOGNANI S, BOLOGNANI S, PERETTI L, et al. Design and implementation of model predictive control for electrical motor drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1925.
- [16] XIONG C, XU H, GUAN T, et al. A constant switching frequency multiple-vector-based model predictive current control of five-phase PMSM with nonsinusoidal back EMF [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(3): 1695.
- [17] LUO Y, LIU C. Multi-vector-based model predictive torque control for a six-phase PMSM motor with fixed switching frequency [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(3): 1369.
- [18] 魏佳丹, 徐家扬, 陶文杰, 等. 变母线电压工况下开绕组 PMSM 单矢量模型预测转矩优化控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(2): 772.
- [19] 苏晓杨, 兰志勇, 蔡兵兵. 永磁同步电机模型预测电流控制比较研究[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(10): 7.
- [20] 宋文胜, 郭永琪, 余彬, 等. 五相永磁同步电机全速度范围占空比优化模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(12): 4561.
- [21] BELDA K, VOSMIK D. Explicit generalized predictive control of speed and position of PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3889.
- [22] BELDA K, PISA P. Explicit model predictive control of PMSM drives [C]//2021 IEEE 30th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2021.
- [23] WANG T, ZHU Z Q, FREIRE N M A, et al. Comparative study of parameter mismatch on different model predictive controls for PMSM drives [C]//2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia), 2020.
- [24] WANG T, ZHU Z, FREIRE N M A, et al. Multivariable generalised predictive control with measurement noise rejection and speed ripple mitigation for PMSM drives [J]. IET Power Electronics, 2020, 13(12): 2607.

(上接第7页)

- [9] 陈明霞, 张寒, 王晓文, 等. 基于迭代学习 PID 算法的苹果采摘机器人设计[J]. 农机化研究, 2020, 42(6): 83.
- [10] 何之煜, 杨志杰, 吕旌阳. 受限状态下的高速列车迭代学习控制方法研究[J]. 铁道标准设计, 2019, 63(12): 171.
- [11] ZHAO Y, ZHOU F, WANG Y, et al. Fractional-order iterative learning control with initial state learning design [J]. Nonlinear Dynamics, 2017, 90(2): 1257.
- [12] LIU Y, LI L, YANG X, et al. Enhanced kalman-filtering iterative learning control with application to a wafer scanner [J]. Information Sciences, 2020, 541: 152.
- [13] 张铁, 李昌达, 覃彬彬, 等. SCARA 机器人的自适应迭代学习轨迹跟踪控制[J]. 中国机械工程, 2018, 29(14): 1724.
- [14] BOUAKRIF F, ZASADZINSKI M. High order iterative learning control to solve the trajectory tracking problem for robot manipulators using Lyapunov theory [J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2018, 40(15): 4105.
- [15] 蓝益鹏, 高畅, 王靖腾. 可控励磁直线同步电动机跟踪与干扰抑制 H_{∞} 鲁棒控制器设计[J]. 制造技术与机床, 2019(9): 48.
- [16] CHEN S. A sufficient condition for the stability of the third-order extended state observer [C]//Proceedings of the 32nd Chinese Control Conference, 2013.