

双三相永磁同步电机位置伺服前馈反馈复合控制^{*}

谭华军, 和 阳, 赵文祥, 王 恒

(江苏大学 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013)

摘 要: 传统伺服系统的位置控制器只采用纯比例控制, 不能兼顾系统的响应速度和稳定裕度, 且对斜坡等输入信号不能实现无差跟踪。通过分析位置伺服系统的传递函数, 设计了一种新型前馈反馈复合控制器。该复合控制器重构了系统的误差传递函数, 使系统能够准确跟踪给定信号, 提高了伺服系统的跟踪性能和稳定性。为了进一步提升电流环动态性能, 在电流环添加反电动势前馈势补偿, 用于减小反电动势对电流响应的影响。仿真和试验表明, 该控制方法提高了位置伺服系统的动态性能和跟踪精度, 验证了前馈反馈复合控制的有效性。

关键词: 双三相电机; 永磁同步电机; 位置伺服; 前馈补偿; 复合控制

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)02-0022-09

doi: 10.12177/emca.2020.204

Compound Position Servo Control for Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor by Using Feedforward and Feedback^{*}

TAN Huajun, HE Yang, ZHAO Wenxiang, WANG Heng

(School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China)

Abstract: The position controller of the conventional servo system only adopts proportional control, without consideration of the response speed and stability margin of the system. In addition, error-free tracking for input signals such as slopes cannot be achieved. The system error is analyzed by constructing the transfer function model of the servo system, and then a feedforward and feedback compound controller is designed. The compound controller reconstructs the error transfer function of the system, and enables the system to accurately track a given signal. As a result, the tracking performance and stability of the servo system are improved. In order to further improve the dynamic performance of the current loop, a back electromotive force (EMF) feedforward potential compensation is added to the current loop to reduce the impact of the back-EMF on the current response. Simulation and experiment show that the feedforward and feedback compound control improves the dynamic performance and tracking accuracy of the position servo system, and the effectiveness of the proposed control can be verified.

Key words: dual three-phase motor; permanent magnet synchronous motor (PMSM); position servo; feedforward compensation; compound control

0 引 言

双三相永磁同步电机(PMSM)具有功率密度

大、转矩脉动小、可靠性高等优点,可广泛应用于船舶舰艇、航空航天、电动汽车等场合^[1-2]。基于双三相电机构建的位置伺服系统,可实现大转矩

收稿日期: 2020-11-19; 收到修改稿日期: 2021-01-06

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金重大项目(51991383); 镇江市重点研发计划项目(GY2020011)

作者简介: 谭华军(1995—),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机驱动控制。

和 阳(1987—),男,博士,副教授,研究方向为永磁同步电机驱动控制。

赵文祥(1976—),男,博士,教授,博士生导师,研究方向为电机设计分析与驱动控制。

和高控制精度,尤其适合应用于无人作战车、自行火炮等国防装备中。利用空间矢量解耦的双三相 PMSM 矢量控制,基本控制结构与传统三相电机相类似,不同点在于双三相电机存在谐波电流空间 z_1 - z_2 和零序电流空间 o_1 - o_2 [3-4]。

为了使位置伺服系统具有更高的动态响应、稳态精度以及能无差跟踪,国内外学者已提出了许多先进的控制算法。自抗扰控制器采用观测加补偿的方法来处理控制系统中的非线性和不确定性问题,从而实现系统的高性能控制 [5-6]。文献 [7] 为了提高系统抗负载扰动能力,通过引入扩张观测器设计出了基于自抗扰的位置和电流双环控制结构,提高了系统的刚度。文献 [8] 则提出了一种基于线性自抗扰控制器的负载转矩前馈补偿控制方法,以消除负载转矩变化的影响。为了获得更高的测量值精度,文献 [9-11] 提出自适应卡尔曼观测器,来弥补编码器的测量噪声,用可变增益矩阵来估计和校正观察到的位置、速度和负载转矩解决伺服系统在低速运行时容易出现较大的速度误差和时间延迟的问题。伺服系统中惯量变化会影响伺服控制器的性能,通过辨识惯量来矫正控制器参数具有重要意义。文献 [12-16] 通过设计最小二乘法、滑模观测器、卡尔曼观测器等方法在线辨识转动惯量,然后使用惯量观测值调整控制参数,使伺服系统控制性能大大提高。文献 [17-18] 在采用永磁同步直线电机的精密机床推进系统中,设计了一种摩擦前馈控制器,抵消突变的非线性摩擦力,提高了伺服系统的跟踪精度。与其他控制算法相比,添加前馈的复合控制器结构简单、易于实现,能够避免调节参数过多、控制结构复杂等问题。同时,在数字系统中复合控制器的离散化也较容易,便于工程应用。

本文首先对 2 套绕组相差 30° 的双三相 PMSM 进行数学建模,搭建了双三相电机位置伺服控制框图。其次,分别对伺服系统的三闭环结构进行分析,在电流环添加反电动势补偿以减小反电动势对电流响应的影响;在速度环控制器的积分器中添加限幅环节,使积分补偿量快速退饱和,实现速度的快速响应;对位置环设计前馈反馈复合控制器,以实现伺服系统的快速响应和无差跟踪给定。最后,通过试验验证了算法的可行性和有效性。

1 电机特性与数学模型

1.1 电机拓扑

图 1 为双三相 PMSM 结构图。该电机由 2 套互差 30° 电角度的定子绕组组成,其中 2 套绕组中性点隔离。图 2 为双三相逆变器结构框图,分为 N_1 和 N_2 2 个中性点。

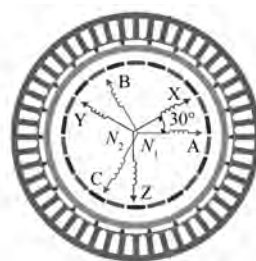


图 1 双三相电机结构图

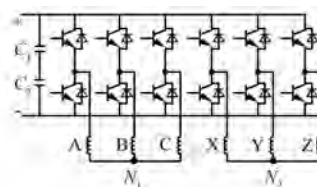


图 2 双三相逆变器结构框图

双三相电机得益于 2 套绕组间转矩相位的补偿效应,有效降低了 6 次、18 次、30 次等转矩谐波含量,转矩脉动得到明显抑制。另外,双三相电机还具有更高的绕组系数,电机获得高转矩密度的潜能更大。因此,双套绕组的结构使该电机具有容错性强、功率密度大,转矩脉动小等优点,适合应用在大转矩高精度的伺服领域。

1.2 数学模型

利用空间矢量解耦,不考虑零序空间,双三相 PMSM 在同步旋转坐标系 dqz_1z_2 下,磁链方程可定义为

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \\ \psi_{z1} = L_{a1} i_{z1} \\ \psi_{z2} = L_{a2} i_{z2} \end{cases} \quad (1)$$

式中: L_d 、 L_q 、 i_d 、 i_q 分别为 dq 轴电感和电流; ψ_f 为永磁磁链幅值; L_{a1} 、 L_{a2} 、 i_{z1} 、 i_{z2} 分别为谐波电感和电流。

在同步旋转坐标系 dqz_1z_2 下,电流方程可以

表示为

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \omega_r \frac{L_q}{L_d} i_q - \frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\omega_r \frac{L_d}{L_q} i_d - \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{1}{L_q} u_q - \frac{1}{L_q} \omega_r \psi_f \\ \frac{di_{z1}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{a1}} i_{z1} + \frac{1}{L_{a1}} u_{z1} \\ \frac{di_{z2}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{a1}} i_{z2} + \frac{1}{L_{a1}} u_{z2} \end{cases} \quad (2)$$

式中: ω_r 为转子角速度; R_s 为定子电阻。

双三相电机的六维电流矢量通过坐标变换可以变换到 3 个不同空间, 其中 d - q 子空间是基波子空间, 电流为 i_d 、 i_q , 机电能量转换发生在这一子空间; z_1 - z_2 子空间与电流谐波的产生和电机损耗有关, 谐波电流为 i_{z1} 、 i_{z2} 。

电磁转矩方程为

$$T_e = 3p[\psi_f i_q + i_d i_q (L_d - L_q)] \quad (3)$$

电机的机械运动方程为

$$T_e = J_m \frac{d\omega}{dt} + T_L + B\omega \quad (4)$$

式中: p 为极对数; J_m 为伺服系统转动惯量; ω 为转子机械角速度; T_L 为负载转矩; B 为黏滞系数。

由式(2)可以看出, 电流中存在谐波分量。另外, 本文的双三相电机 2 套绕组采用中性点隔离的方式进行连接, 不存在零序电流。

2 位置伺服复合控制设计

传统 PMSM 伺服控制框图如图 3 所示, 主要由三闭环构成。内环为电流环采用 PI 控制器, 主要作用是改造内环控制对象的传递函数, 提高系统的快速性, 及时抑制电流环内部的干扰; 中间环为速度环采用 PI 控制器, 主要作用是增强系统抗负载扰动的能力, 抑制速度波动; 外环为位置环采用 P 控制器, 主要作用是保证系统静态精度和动态跟踪性能, 使整个伺服系统能稳定、高精度运行。

由于双三相 PMSM 采用表贴式结构, 使得 dq 轴电感相等。并且, 构建的位置伺服系统采用 $i_d=0$ 的控制策略。为了控制谐波电流为零, 需要添加 2 个谐波电流控制闭环, 最终得到双三相 PMSM 位置伺服控制框图如图 4 所示。其中, K_e

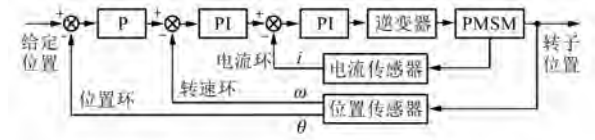


图 3 传统 PMSM 伺服系统控制框图

为反电动势系数, θ 为机械角度, θ_e 为电角度, ω 为转速。与传统伺服控制结构相比, 本文构建的双三相电机位置伺服系统添加了位置前馈控制器 $F(s)$ 和电流环反电动势前馈补偿。

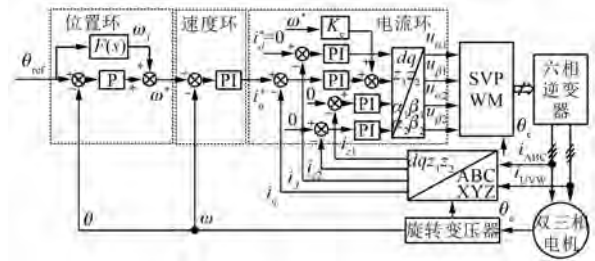


图 4 双三相电机位置伺服控制框图

2.1 电流环设计

将 $i_d=0$ 和 $L_d=L_q$ 代入式(2), 可得 q 轴的电压方程:

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r \psi_f \quad (5)$$

对式(5)进行拉氏变换, 电枢绕组传递函数为

$$\frac{I_q(s)}{U_q(s) - E(s)} = \frac{1/R_s}{T_L s + 1} \quad (6)$$

式中: $E(s)$ 为 q 轴反电动势; T_L 为电磁时间常数, $T_L = L_q/R_s$ 。

电流环主要作用是增强系统刚度以及电流响应的快速性。使用 PI 控制器可以将电流环矫正为典型 I 型系统, 改善电流环的随动性能。图 5 为电流环结构图。

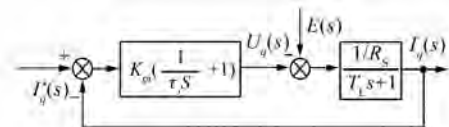


图 5 电流环结构图

其中, K_{pi} 为比例增益, τ_i 为积分时间常数。为了抵消绕组的惯性环节, 设计 $\tau_i = T_L$ 。由图 5

可得电流输入作用下的闭环传递函数:

$$G_i(s) = \frac{I_q(s)}{I_q^*(s)} = \frac{K_{pi}}{L_q s + K_{pi}} = \frac{1}{T_i s + 1} \quad (7)$$

由式(7)可看出电流环能等效成时间常数为 $T_i = L_q/K_{pi}$ 的惯性环节, K_{pi} 越大系统响应越快, 电流跟踪速度越快。

由图 5 可得反电动势输入作用下闭环传递函数为

$$G_E(s) = \frac{I_q(s)}{E(s)} = \frac{s}{(K_{pi}/L_q - L_q s)(s + R_s/L_q)} \quad (8)$$

由式(7)和式(8)可以得出电流总输出为

$$I_q(s) = G_i(s) \cdot I_q^*(s) + G_E(s) \cdot [E(s) - K_e \cdot \Omega^*(s)] \quad (9)$$

从式(8)可以看出, 反电动势作为输入, q 轴电流的输出量与反电动势幅值变化率成正比。式(9)为电流环总输出电流, 由给定电流和反电动势输入作用下的 2 部分电流输出组成。为了达到更好的电流响应效果, 将反电动势系数和给定转速的乘积作为反电动势补偿量, 减小反电动势对电流响应的影。采用反电动势前馈补偿的电流环结构框图如图 6 所示。其中, K_e 为反电动势系数, $\Omega^*(s)$ 为速度环的给定转速。

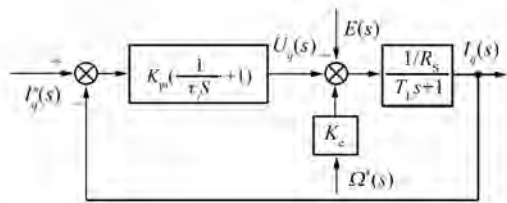


图 6 添加反电动势补偿的电流环结构图

双三相 PMSM 的铜耗为

$$P_{Cu} = 3R_s(i_d^2 + i_q^2 + i_{z1}^2 + i_{z2}^2 + i_{o1}^2 + i_{o2}^2) \quad (10)$$

式中: i_{o1} 、 i_{o2} 为零序电流。

中性点隔离的连接方式使 i_{o1} 和 i_{o2} 为零, 不需要进行控制。为了减小铜耗, 谐波电流 i_{z1} 、 i_{z2} 控制闭环的给定为零(见图 4)。

2.2 速度环设计

速度环为电流环的外环, 其输出值为电流给定值。由 2.1 节可知电流环可以看作小时间常数的一阶惯性环节, 其闭环传递函数同式(7)。速度环主要需要提高抗扰性能来抑制转速波动, 通

常使用 PI 控制器校正为典型 II 型系统, 通过设计典型 II 型系统中频段的宽度来得到希望的系统性能。对式(4)的电机机械运动方程进行拉氏变换, 可得运动系统传递函数:

$$\Omega(s) = \frac{T_e - T_L}{J_m s + B} \quad (11)$$

黏滞系数 B 在实际系统中一般较小可忽略, 则式(11)的大惯性环节可以看作积分环节, 可得速度环的结构图如图 7 所示。其中, K_T 为力矩系数。

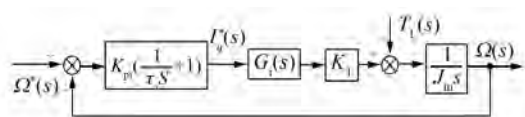


图 7 速度环结构图

由图 7 可得速度环开环传递函数:

$$G_{op}(s) = \frac{K_T K_{ps}}{J_m s(\tau_s s + 1)(T_i s + 1)} \quad (12)$$

典型 II 型系统动态抗扰性能指标与速度环控制器参数有关。考虑出现扰动后系统的动态降落幅值以及恢复时间, 选择典型 II 系统中合适的中频段宽度作为最优, 再根据“振荡指标法”中幅频特性峰值最小准则, 可确定速度环 PI 控制器的最佳参数。在工程设计中, 为了简化中频宽和截止频率的选择, 通过“最佳频比表”找到这 2 个参数之间的最佳配合, 得到最小的闭环幅频特性峰值。

速度环的输出为电流内环的给定值。为了避免过流, 需要限制速度环的最大输出值, 使电流给定在允许范围内。在速度环 PI 控制器的积分器中引入限幅环节来达到抗积分饱和的效果, 使速度环输出能够快速退饱和, 减小超调量加快系统响应。图 8 为添加积分限幅的速度环 PI 控制器结构图。

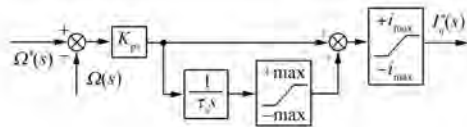


图 8 抗积分饱和速度环 PI 控制器

2.3 位置环设计

通过设计速度控制器的参数, 可以使速度环

的阶跃响应无超调。此时,可近似认为速度环等效为惯性环节,可得速度环的闭环传递函数:

$$G_s(s) = \frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{1}{T_s s + 1} \quad (13)$$

式中: T_s 为速度环时间常数。

给定速度阶跃信号,则速度环时域输出表达式为

$$\omega(t) = \omega^* (1 - e^{-\frac{t}{T_s}}) \quad (14)$$

通过测量实际系统的速度阶跃响应曲线,可以得到 T_s 的大小。

位置环为速度环的外环,其输出为速度环的给定值。位置环主要的追求目标是位置定位精度、位置跟踪精度和位置跟踪速度。传统伺服系统位置控制器如果只采用纯比例控制,很难满足高动态伺服系统快速跟踪的要求,增大比例增益可以提高系统位置响应速度。但是,过大的增益会使系统的稳定裕度降低,增益的提高被限制在一定范围内。图 9 为采用比例控制器的位置环结构图。

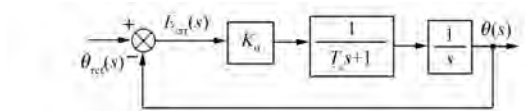


图 9 位置环结构图

其中, K_θ 为位置增益,误差 $E_{err}(s)$ 对输入信号 $\theta_{ref}(s)$ 的传递函数为

$$\frac{E_{err}(s)}{\theta_{ref}(s)} = \frac{s(T_s s + 1)}{s(T_s s + 1) + K_\theta} \quad (15)$$

由终值定理可得稳态误差为

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \lim_{s \rightarrow 0} s E_{err}(s) \theta_{ref}(s) = \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s(T_s s + 1)}{s(T_s s + 1) + K_\theta} \theta_{ref}(s) \end{aligned} \quad (16)$$

当 $\theta_{ref}(s) = 1/s$, 即输入为阶跃信号时, $\varepsilon = 0$; 当 $\theta_{ref}(s) = 1/s^2$, 即输入为斜坡信号时, $\varepsilon = 1/K_\theta$ 。如果位置环只采用纯比例控制,系统响应速度会受到限制,并且对某些给定输入信号不能实现零误差跟踪。按照给定输入的前馈反馈复合控制能提前计算出产生理想输出需要的控制信号,可以有效减小响应时间改善系统的跟踪性能。位置环采用前馈反馈复合控制结构图,如图 10 所示。

误差 $E_{err}(s)$ 对输入信号 $\theta_{ref}(s)$ 的传递函数为

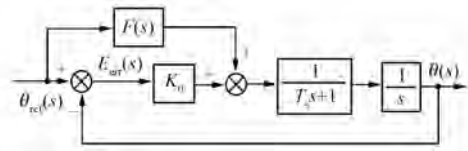


图 10 前馈反馈复合控制结构图

$$\frac{E_{err}(s)}{\theta_{ref}(s)} = \frac{1 - \frac{F(s)}{s(T_s s + 1)}}{1 + \frac{K_\theta}{s(T_s s + 1)}} \quad (17)$$

当系统输出能够完全复现输入指令,即系统可以零误差的跟踪输入,此时误差传递函数为零。因此,可得理想情况下前馈控制器传递函数为

$$F(s) = s(T_s s + 1) \quad (18)$$

实际系统不可能具有无限大的带宽以及逆变器容量的限制,不能完全响应式(18)的微分补偿量。因此,在式(18)的微分环节添加滤波器,以减缓补偿量的幅值,使系统能够有效的响应。设计实际前馈控制器传递函数:

$$F(s) = \frac{\lambda_1 s + \lambda_2 s^2}{T_f s + 1} \quad (19)$$

其中, T_f 可以参考位置环的阶跃响应时间进行设计。

将式(19)代入式(17)可得误差传递函数:

$$E_{err}(s) = \frac{s(T_s s + 1)(T_f s + 1) - (\lambda_1 s + \lambda_2 s^2)}{s(T_s s + 1)(T_f s + 1) + K_\theta(T_f s + 1)} \theta_{ref}(s) \quad (20)$$

由终值定理可得稳态误差为

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \lim_{s \rightarrow 0} s E_{err}(s) \theta_{ref}(s) = \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^2(T_s s + 1)(T_f s + 1) - s(\lambda_1 s + \lambda_2 s^2)}{s(T_s s + 1)(T_f s + 1) + K_\theta(T_f s + 1)} \theta_{ref}(s) \end{aligned} \quad (21)$$

当 $\theta_{ref}(s) = 1/s^2$ 时,代入式(21)可得稳态误差为

$$\varepsilon = \frac{1 - \lambda_1}{K_\theta} \quad (22)$$

从式(22)可以看出,当 $\lambda_1 = 1$ 时, $\varepsilon = 0$,此时位置伺服系统可以无差跟踪斜坡输入。在实际系统中各个闭环存在滤波环节,以及在分析速度外环特性时,将速度环近似等效为惯性环节,因此实际的 λ_1 值小于 1。而且,式(22)中不包含 λ_2 ,可

以消除前馈控制器 $F(s)$ 的 s^2 项。

3 仿真验证

基于以上所述控制方法,根据图 4 的控制系统框图,搭建仿真模型进行仿真,验证该方法的可行性。在 1 台 11 对极三相 PMSM 上进行试验验证,表 1 为电机参数。

表 1 电机参数

参数名称	参数值
定子电阻 R_s/Ω	0.92
d 轴电感 L_d/mH	15.21
q 轴电感 L_q/mH	15.21
转矩系数 $K_e/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{A}^{-1})$	28.85
反电动系数 $K_T/(\text{V}\cdot\text{s}\cdot\text{rad}^{-1})$	9.228
极对数	11
转动惯量 $J_m/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.243 5

对图 10 进行扫频分析,可得系统的幅频响应和相频响应对比图如图 11 所示。从图 11 可以看出,增大位置增益可以提高系统的截止频率,使系统响应速度变快。但是,系统的稳定裕度会随增益的提高而变小。采用复合控制的伺服系统兼顾了系统的响应速度和稳定裕度,使系统的动态性能得到提高,同时增强了系统的稳定性。另外,采用比例控制器的位置控制系统中,在 10^{-2} kHz 附近产生了谐振,导致响应曲线产生了尖峰。复合控制改变了系统谐振频率,其响应曲线在该点没有出现尖峰。

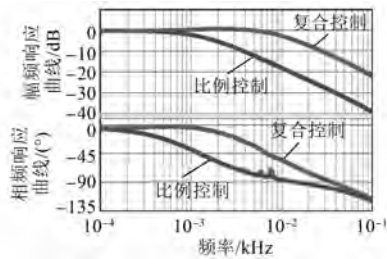


图 11 频率响应

图 12 为纯比例位置控制器和复合控制阶跃响应的对比图。前馈控制器 $F(s)$ 为输入指令的微分,对于阶跃响应其微分无穷大,实际伺服系统受逆变器容量和带宽等限制不能响应该补偿量。本文通过在 $F(s)$ 中添加滤波器,以实现系统对阶

跃的有效响应。从图 12 可以看出,复合控制的阶跃响应比例控制器阶跃响应快。

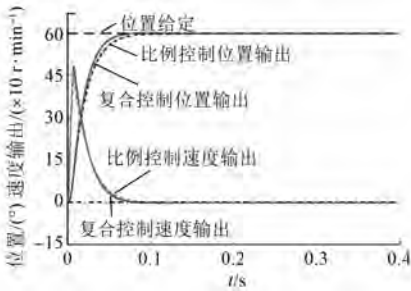


图 12 阶跃输入系统输出对比图

图 13 为纯比例位置控制器的系统响应,此时给定输入为斜坡信号。从图 13 可以看出,对于斜坡给定,系统响应依照速度的不同阶可以段划分为加速区和恒速区。在恒速区速度不变,可认为 $\theta_{\text{ref}}(s) = 1/s^2$,由式 (16) 计算可知,存在一个固定的跟踪误差,其大小与位置增益成反比。

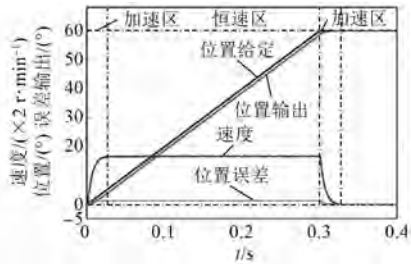


图 13 纯比例位置控制器斜坡给定

图 14 为采用复合控制输入斜坡信号时系统的输出响应。在恒速区可认为 $\theta_{\text{ref}}(s) = 1/s^2$,由式 (22) 可知,通过选取合理的 λ_1 的值可以使跟踪误差为零,系统此时可以无误差跟踪斜坡输入。在加速区,由于前馈控制器的快速调节作用,跟踪误差被抑制在很小的范围内。对比图 13 可以看出,复合控制比采用比例位置控制器的系统,其超调量并没有增大。

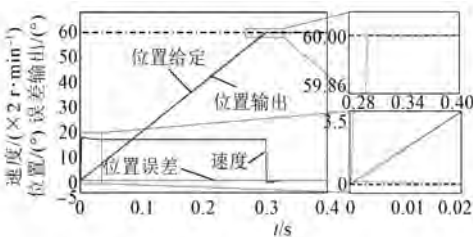


图 14 复合控制斜坡给定

图 15 为输入三角波给定,复合控制和纯比例

位置控制器系统输出对比图。可以看出,纯比例控制的系统响应时间长,并且在恒速区存在恒值稳态误差,系统输出不能完全跟随给定。在三角波的顶点处由于位置响应慢,伺服系统不能使位置快速跟随到顶点。添加前馈的复合控制可以提高系统的响应速度,而且能够消除恒速区的误差,使系统可以准确跟踪输入信号。

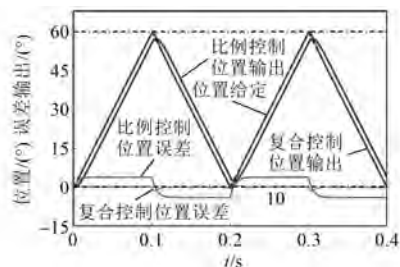


图 15 三角波给定系统输出对比图

4 试验验证

为了验证理论分析和仿真结果的正确性,构建双三相 PMSM 伺服系统进行试验。控制器的主芯片为 TMS320F28377S,逆变器开关管为碳化硅 IGBT,开关频率为 20 kHz,电流环控制周期、速度环控制周期和位置环控制周期均为 50 μ s。图 16 为试验平台。主要由双三相 PMSM、转矩传感器、磁粉制动器、伺服驱动器等构成。采用旋转变压器对位置和速度信号进行采样。

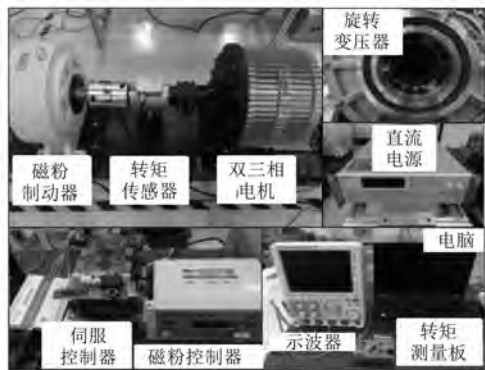


图 16 试验平台及设备

图 17 为伺服系统速度阶跃响应。从图 17 可以看出,系统的速度环可以近似等效为惯性环节,通过测量速度响应曲线,可以计算出速度环惯性时间常数 T_s 约为 50 ms。从图 17 还可以看出,由旋变测量的 11 个电周期为一个机械周期,对电周

期进行计数就可以计算出转子的机械角度,实现位置和速度闭环。

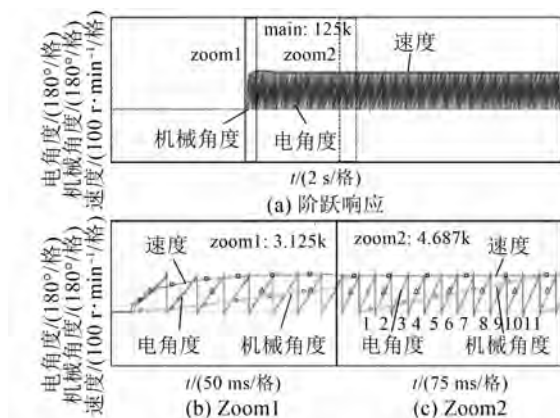


图 17 速度阶跃响应

图 18 为采用纯比例位置控制器的伺服系统的输出波形,此时给定为 60° 阶跃信号。达到指定机械位置系统的响应时间大约为 0.8 s,最大速度大约为 50 r/min。当位置误差较大时,系统以大转速运行至给定位置,当位置误差逐渐减小到零,速度也由最大转速逐渐减小到零。

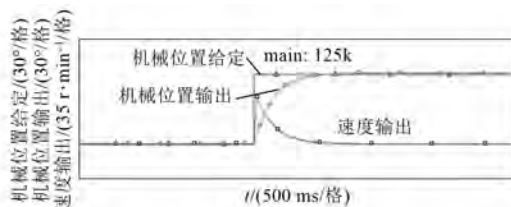


图 18 纯比例位置控制器阶跃响应

图 19 为采用复合控制,给定 60° 阶跃信号系统的响应。参考图 18 的伺服系统位置阶跃响应时间,前馈控制器 $F(s)$ 中的 T_f 设计为 0.2 s, λ_1 设计为 0.16。从图 19 可以看出,到达给定位置系统的响应时间大约为 0.5 s,最大转速约为 57 r/min。对比图 18 和图 19 可知,使用复合控制的位置伺服系统动态响应更快。

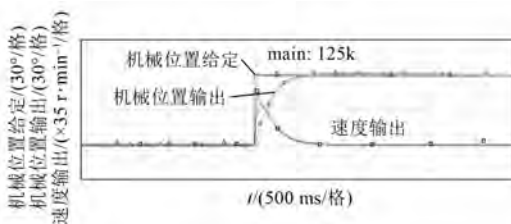


图 19 复合控制阶跃响应

图 20 为采用纯比例位置控制器系统输出, 给定的斜坡信号为 $\theta_{\text{ref}}(t) = 60t$, 终值为 60° 。在起始阶段, 系统的跟踪速度缓慢不能准确到达给定位置。在恒速阶段, 从图 20 可以看出, 存在一个大小为 4.2° 的跟踪误差, 其大小与伺服系统位置增益有关, 增益越大跟踪误差越小。但是, 增益过大会降低系统的相位裕度, 使系统的稳定性降低, 故误差不能完全消除。

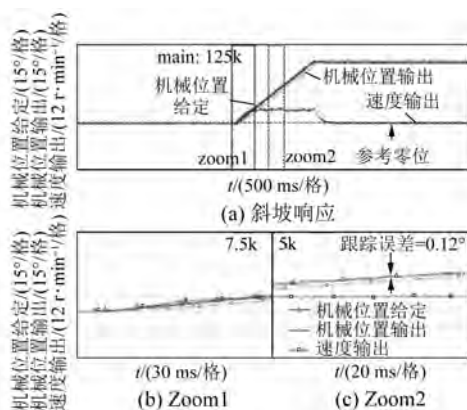


图 20 纯比例位置控制器斜坡响应

图 21 为复合控制系统输出, 给定的斜坡信号为 $\theta_{\text{ref}}(t) = 60t$, 终值为 60° 。从图 21 可以看出, 由于前馈作用, 在起始阶段系统的响应速度得到提高, 使系统输出能够快速跟随给定。在恒速区, 跟踪误差减小到 0.12° , 再适当的调节 λ_1 , 可以使跟踪误差减小到零, 实现无误差跟踪。

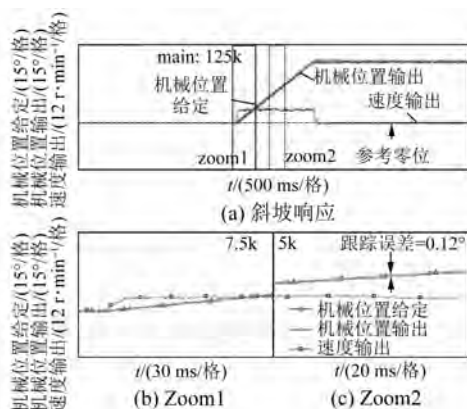


图 21 复合控制斜坡响应

图 22 和图 23 为三角波位置给定, 周期为 2 s 顶点为 60° 。从图 22 可以看出, 采用纯比例位置控制器的伺服系统, 在恒速区存在固定大小的跟踪误差, 在顶点处由于系统的响应速度慢, 系统输

出不能达到顶点位置。图 23 为复合控制伺服系统输出, 与图 22 相比, 速度的响应更接近方波, 即系统的动态性能更高。高动态响应使系统能够快速跟随给定信号, 提高了跟踪精度。

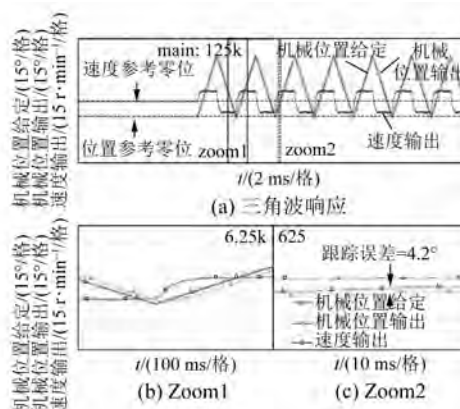


图 22 纯比例位置控制器三角波响应

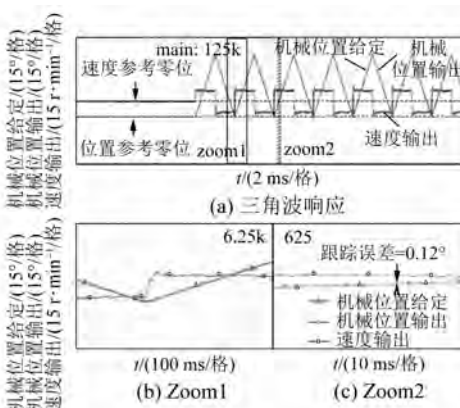


图 23 复合控制三角波响应

5 结 语

本文提出了一种伺服系统前馈反馈复合控制方法。以传统位置伺服系统传递函数模型为基础, 分析系统在不同输入信号作用下的稳态误差。通过设计复合控制器, 重构传统位置伺服的误差传递函数, 使系统能无差跟踪输入。同时, 复合控制器还兼顾了系统响应的快速性和稳定裕度, 提高了伺服系统跟随速度, 并增强了系统的稳定性。试验结果表明, 所提出的位置伺服复合控制方法能够有效地改善系统动态性能和跟踪精度, 在阶跃和斜坡信号的作用下, 均能准确地跟踪给定信号。

【参考文献】

- [1] SUN Y, ZHAO W, JI J, et al. Torque improvement in dual M-phase permanent-magnet machines by phase shift for electric ship applications [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(9): 9601.
- [2] FENG G, LAI C, KELLY M, et al. Dual three-phase PMSM torque modeling and maximum torque per peak current control through optimized harmonic current injection [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(5): 3356.
- [3] 张建亚, 王凯, 朱姝姝, 等. 双三相永磁同步电机多谐波电流协同控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(2): 644.
- [4] 张剑, 温旭辉, 李文善, 等. 基于谐波观测器的永磁同步电机谐波电流抑制策略研究 [J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(10): 3336.
- [5] 贾红敏, 张立广, 闫墨. 基于改进自抗扰的永磁同步电机位置伺服系统 [J]. 电机与控制应用, 2020, 47(10): 33.
- [6] LI J, REN H, ZHONG Y. Robust speed control of induction motor drives using first-order auto-disturbance rejection controllers [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(1): 712.
- [7] 刘春强, 骆光照, 涂文聪, 等. 基于自抗扰控制的双环伺服系统 [J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(23): 7032.
- [8] KUANG Z, DU B, CUI S, et al. Speed control of load torque feedforward compensation based on linear active disturbance rejection for five-phase PMSM [J]. IEEE Access, 2019, 7: 159787.
- [9] 汪兆栋, 文小琴, 游林儒, 等. 基于普通精度增量式编码器的永磁伺服电机低速检测与控制优化方法研究 [J]. 电工技术学报, 2016, 31(21): 212.
- [10] NI Q, YANG M, ODHANO S A, et al. A new position and speed estimation scheme for position control of PMSM drives using low-resolution position sensors [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(4): 3747.
- [11] SHI T, WANG Z, XIA C, et al. Speed measurement error suppression for PMSM control system using self-adaption kalman observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(5): 2753.
- [12] 杨明, 屈婉莹, 陈扬洋, 等. 基于变周期递推最小二乘法与卡尔曼观测器的伺服系统在线惯量辨识 [J]. 电工技术学报, 2018, 33(增刊2): 367.
- [13] 李永恒, 刘陵顺, 闫红广. 基于积分滑模控制的对称六相永磁同步电机调速系统研究 [J]. 电机与控制应用, 2018, 45(12): 1.
- [14] LIAN C, XIAO F, GAO S, et al. Load torque and moment of inertia identification for permanent magnet synchronous motor drives based on sliding mode observer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5675.
- [15] LIU K, ZHU Z. Fast determination of moment of inertia of permanent magnet synchronous machine drives for design of speed loop regulator [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2017, 25(5): 1816.
- [16] 杨明, 张扬, 曹何金生, 等. 交流伺服系统控制器参数自整定及优化 [J]. 电机与控制学报, 2010, 14(12): 29.
- [17] LIU X, CAO H, WEI W, et al. A practical precision control method base on linear extended state observer and friction feedforward of permanent magnet linear synchronous motor [J]. IEEE Access, 2020, 8: 68226.
- [18] 刘细平, 蔡少文, 胡海林, 等. 基于自适应 FIR 算法的交流伺服系统前馈控制 [J]. 电机与控制应用, 2019, 46(4): 38.

扫码关注

《电机与控制应用》

微信公众号

