

基于位置鲁棒观测器的 IPMSM 方波式电压注入启动运行控制

宋建国¹, 陈宝计^{1*}, 秦博¹, 任霆²

(1. 北京工业大学 信息学部, 北京 100124;

2. 包头轻工职业技术学院 自动化系, 内蒙古 包头 014035)

Square-Wave Voltage Injection Startup Operation Control of IPMSM with Robust Position Observer

SONG Jian'guo¹, CHEN Baoji^{1*}, QIN Bo¹, Ren Ting²

(1. Faculty of Information Technology, Beijing University of Technology, Beijing 100124, China;

2. Department of Automation, Baotou Light Industry Vocational Technical College, Baotou 014035, China)

Abstract: To improve the low-speed performance of sensorless control for interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM), a square-wave voltage injection startup control strategy was proposed, utilizing a robust position observer. The square-wave voltage injection method avoided the use of filters, thereby increasing the system bandwidth. Based on the square-wave injection method, a robust rotor position observer was employed to enhance the system's resistance to load disturbances. The feedback matrix parameters of the observer were designed using pole placement, taking into account practical step and ramp load disturbances as well as desired position observation error indices. Simulations and experiments verified the feasibility and accuracy of the proposed sensorless control strategy.

Key words: IPMSM; square-wave voltage injection; load disturbance; robust rotor position observer

摘要: 为了改善内置式永磁同步电机 (IPMSM) 无位置传感器控制的低速运行性能, 提出了一种基于位置鲁棒观测器的方波式电压注入启动运行控制策略。方波式电压注入法避免了滤波器的使用, 提高了系统带宽。在方波注入法的基础上, 采用转子位置鲁棒观测器提高系统的抗负载扰动能力。根据实际阶跃式和斜坡式负载扰动以及位置观测误差期望指标, 使用极点配置的方法设计了观测器的反馈矩阵参数。通过仿真和试验验证了所提无传感器控制策略的可行性与准确性。

关键词: IPMSM; 方波式电压注入; 负载扰动; 转子位置鲁棒观测器

0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 具有高效率、高功率密度和快速动态响应等优点^[1-2]。尤其是内置式永磁同步电机 (Interior PMSM, IPMSM), 其弱磁能力强、凸极性显著且结构简单, 被广泛应用于电动汽车驱动、家用电器及工业传动等诸多领域。

PMSM 控制系统通常需要安装机械式位置传感器检测电机转子的位置和转速信息^[3], 但机械式传感器会增加系统的复杂性和发生故障的可能性, 因此关于无传感器控制的研究越来越多^[4]。

PMSM 无位置传感器控制方式按照转速适用范围划分为零低速域无传感器控制和中高速域无传感器控制。电机运行在中高速域, 通常利用其反电势来获取转子的位置^[5]; 运行在零低速域, 由于其反电动势较小且信噪较低, 所以一般利用电机本身的凸极性特点对转子位置进行估算, 常用高频注入法解决零低速域转子的位置估计问题^[6]。本文主要研究零低速域的 IPMSM 高频注入的无传感器控制方式。

高频注入法解调位置信息包括两个步骤: 1) 将高频电流信号与基频电流信号分离, 从高频电流信号中提取位置误差信息; 2) 通过位置观测器将转子位置信息从位置误差中观测出来。文献 [7] 采用无滤波器的高频方波电压注入策略, 提

高注入电压的频率,通过简单的代数运算即可分离基频电流与高频电流,提高了系统带宽。文献[8]考虑了电机电感交叉耦合的影响,通过角度偏移方法提高了转子位置辨识精度。文献[9]使用幅值观测器进行二次滤波处理,从而减少了滤波器的使用。文献[10]通过构建代价函数来估计延迟时间与补偿相位,减少了位置估计误差。第二个步骤主要通过位置观测器来实现,常用的观测器有锁相环和 Luenberger 观测器两种。转子位置的观测精度与整个系统的鲁棒性、观测器的结构及系统参数有关。在现有的研究中,参数的设定缺少相对理论化的体系。由于解算的位置误差信号为三角函数周期信号,因此理论上位置观测器在 $0, \pm\pi/2$ 及 $\pm\pi$ 等处存在多个收敛点^[11],系统无法正确判别转子的 N 极与 S 极,使观测器得到的位置信息相差 180° ,导致控制系统失控。为了克服传统锁相环只能准确估计一个方向的转子位置信息的局限性,文献[12-13]设计了正切式锁相环,该方法可以识别任意方向的转子位置信息,但是对噪声非常敏感,容易出现明显的误差。文献[14]在正交锁相环的基础上采用自适应同步滤波器,提高了位置信息的估算精度。文献[15]设计的归一化锁相环观测器能够准确估计转子的位置与速度,并且没有微分噪声的影响,但是计算较复杂,系统稳定性不高。

因此,本文在高频方波注入的基础上,研究了基于扰动转矩特性和观测误差期望值的转子位置鲁棒观测器,提出了一种基于位置鲁棒观测器的 IPMSM 低速无位置启动运行方法,避免负载变化过程中电机控制性能的下降,进一步提高了 IPMSM 无传感器控制的零低速运行性能。

1 基于高频方波注入的转子位置误差提取

1.1 IPMSM 高频数学模型

在如图 1 所示的 d - q 旋转坐标系下,IPMSM 的电压方程可表示为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \psi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_d, u_q 分别为 d, q 轴电压分量; i_d, i_q 分别为

d, q 轴电流分量; L_d, L_q 分别为 d, q 轴电感; R_s 为定子电阻; ψ_f 为永磁体磁链; ω_e 为转子电角速度; p 为微分算子。

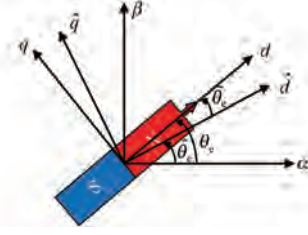


图 1 IPMSM d - q 旋转坐标系

Fig. 1 IPMSM d - q rotated coordinate system

在零低速域,注入高频方波电压矢量时,电机处于稳定状态,可以忽略电阻压降以及速度的影响。IPMSM 在高频激励下可近似等效为感性负载^[12]:

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p i_{dh} \\ p i_{qh} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: u_{dh}, u_{qh} 分别为 d, q 轴高频电压分量; i_{dh}, i_{qh} 分别为 d, q 轴高频电流响应分量。

因此,感应高频电流表达式为

$$\begin{bmatrix} p i_{dh} \\ p i_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}^{-1} \mathbf{R}(\theta_{err}) \begin{bmatrix} \hat{u}_{dh} \\ \hat{u}_{qh} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: $\hat{u}_{dh}, \hat{u}_{qh}$ 分别为估计 \hat{d}, \hat{q} 轴下注入的高频电压; $\theta_{err} = \theta_e - \hat{\theta}_e$ 为估计 $\hat{d}-\hat{q}$ 坐标系与实际 $d-q$ 坐标系的差; $\mathbf{R}(\theta_{err}) = \begin{bmatrix} \cos\theta_{err} & \sin\theta_{err} \\ -\sin\theta_{err} & \cos\theta_{err} \end{bmatrix}$ 为 $d-q$ 坐标系与 $\hat{d}-\hat{q}$ 坐标系之间的转换关系。

将式(3)变换到 $\alpha-\beta$ 两相静止坐标系下,如式(4)所示:

$$\begin{bmatrix} p i_{ah} \\ p i_{bh} \end{bmatrix} = \mathbf{R}^{-1}(\theta_e) \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}^{-1} \mathbf{R}(\theta_{err}) \begin{bmatrix} \hat{u}_{dh} \\ \hat{u}_{qh} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: i_{ah}, i_{bh} 分别为 α, β 轴高频响应电流分量。

在观测的 d 轴注入如式(5)所示的高频方波电压信号:

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_{dh} \\ \hat{u}_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{inj} (-1)^n \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: U_{inj} 为注入方波电压的幅值; n 为离散采样时刻,采样频率为脉宽调制(Pulse Width Modulation, PWM)载波频率的两倍。

因此,结合式(4)和式(5),可得在 $\alpha-\beta$ 坐标系下的高频电流响应为

$$\begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \end{bmatrix} = \frac{U_{inj} (-1)^n}{f_h} \begin{bmatrix} \frac{\cos\theta_e \cos\theta_{err}}{L_d} + \frac{\sin\theta_e \sin\theta_{err}}{L_q} \\ \frac{\sin\theta_e \cos\theta_{err}}{L_d} - \frac{\cos\theta_e \sin\theta_{err}}{L_q} \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: f_h 为注入高频方波电压信号的频率。

由式(6)可得, 高频电流响应的信号包络线为

$$\begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \end{bmatrix} = \frac{U_{inj} (-1)^n}{f_h L_d L_q} \begin{bmatrix} L_{avg} \cos\hat{\theta}_e - L_{dif} \cos(\theta_e + \theta_{err}) \\ L_{avg} \sin\hat{\theta}_e - L_{dif} \sin(\theta_e + \theta_{err}) \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中: $L_{avg} = (L_d + L_q)/2$ 为平均电感; $L_{dif} = (L_d - L_q)/2$ 为半差电感。

由式(7)可知, 在 $L_d \neq L_q$ 的前提下, i_{ah} 、 i_{bh} 中含有转子的位置信息有效, 因此高频方波注入法需要电机具有凸极效应。

1.2 方波注入实现转子位置误差提取

若估计角度 $\hat{\theta}_e$ 等于实际角度 θ_e , 即 $\theta_{err} = 0$, 则式(7)可简化为

$$\begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \end{bmatrix} = \frac{U_{inj} (-1)^n (L_{avg} - L_{dif})}{f_h L_d L_q} \begin{bmatrix} \cos\hat{\theta}_e \\ \sin\hat{\theta}_e \end{bmatrix} \quad (8)$$

当提取 i_{ah} 、 i_{bh} 包络线以后, 本文采用矢量叉乘的方法在 α - β 坐标系解耦位置误差信号, 实现原理如图 2 所示。

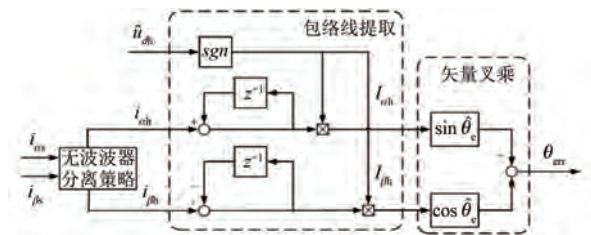


图 2 位置误差解耦

Fig. 2 Position error decoupling

图 2 中: 下标 s 表示采样信号; 下标 h 表示高频信号, 且有:

$$\begin{cases} i_{as} = i_{af} + i_{ah} \\ i_{bs} = i_{bf} + i_{bh} \end{cases} \quad (9)$$

式中: i_{af} 、 i_{bf} 为 α - β 坐标系下的基频电流分量。

提取出转子位置误差 θ_{err} 后, 利用该误差信号, 通过观测器可以获得转子的位置信息。由于实际得到的位置误差信号为正弦周期函数, 位置

误差观测器有多个收敛点, 在位置误差足够小的情况下, 转子位置估计值可以表示为^[15]

$$\hat{\theta}_e = \theta_e + k\pi \quad (10)$$

若 k 为偶数, 位置估计值收敛到转子磁极的 N 极; 若 k 为奇数, 位置估计值收敛到磁极的 S 极, 与实际转子位置相差 180° 。负载转矩发生突变时, 会导致位置估计值收敛到 S 极, 从而引起电机控制系统磁场错误定向, 最终导致电机失步甚至转速失控^[16]。因此, 需要位置鲁棒观测器确保观测器的抗扰动能力。

2 IPMSM 位置鲁棒观测器

在提取转子位置误差后, 需要通过位置/转速观测器解调转子的估计位置信息。目前常用的观测器有锁相环观测器^[17]和 Luenberger 观测器两种。当负载转矩波动较大时, 容易使观测器的观测误差增大, 造成转子位置估计相差 180° , 最终导致电机失控。因此, 在 Luenberger 观测器的基础上, 本文采用一种改进的抗干扰能力较强的鲁棒性位置观测器。根据负载扰动的变化和观测误差期望值设计观测器参数, 有效避免因负载突变而使整个电机控制系统失控的情况, 进而提高系统的动态性能。

2.1 位置鲁棒观测器的结构

在 IPMSM 机械运动方程的基础上, 将提取的转子位置误差 θ_{err} 作为位置鲁棒观测器的输入, 同时加入电磁转矩作为前馈输入, 提高观测器对负载转矩突变的响应速度。观测器结构如图 3 所示。电磁转矩可由式(11)求得:

$$T_e = \frac{3}{2} P_n [\psi_f i_{qf} + (L_d - L_q) i_{df} i_{qf}] \quad (11)$$

式中: P_n 为电机极对数; i_{df} 、 i_{qf} 为 d - q 坐标系下的基频电流分量。

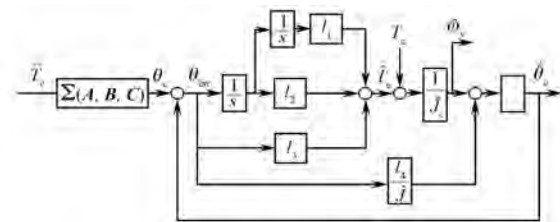


图 3 基于 IPMSM 机械模型的位置观测器结构图

Fig. 3 Structure diagram of position observer based on IPMSM mechanical model

图 3 中 IPMSM 的机械状态方程如式 (12) 所示:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (12)$$

式中: $x = [T_e \quad T_e \quad \omega_r \quad \theta_e]^T$; $u = \dot{T}_e$; $y = \theta_e$; $A =$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{J} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & P_n & 0 \end{bmatrix}, J \text{ 为电机转动惯量}; B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$C = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1].$$

基于 IPMSM 机械运动模型,建立改进的转子位置观测器的状态方程,如式(13)所示:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + Bu + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (13)$$

式中: \hat{x} 为 x 的估计状态; \hat{y} 为 y 的估计值,即转子

估计角度; $L = \begin{bmatrix} l_1 & l_2 & \frac{l_3}{J} & \frac{l_4}{J} \end{bmatrix}^T$ 为反馈矩阵, l_1 、 l_2 、 l_3 和 l_4 为反馈矩阵 L 的参数; \hat{J} 为电机转动惯量测量值。

同时,由于:

$$T_e = T_L + Js^2\theta_e \quad (14)$$

式中: s 为拉氏变换后的微分算子; T_L 为负载转矩。

根据图 3 所示的位置鲁棒观测器的结构,可以得到负载转矩变化的位置误差传递函数为

$$\theta_{\text{err}}(s) = \frac{-\frac{\hat{J}}{J}s^2}{\hat{J}s^4 + l_4s^3 + l_3s^2 + l_2s + l_1s} T_L(s) \quad (15)$$

由式(15)可知,当负载转矩呈阶跃式或斜坡式变化时,观测器的稳态误差为 0。由此可见该观测器的抗干扰能力较强,能够有效避免因转矩突变造成的转子位置观测角度不准确从而使电机转子失控等严重问题。

2.2 位置观测器的参数配置

由式(12)分析可知,基于 IPMSM 机械模型建立的系统是可观的,所以为解算反馈矩阵 L 的相关参数,根据输出反馈矩阵对观测器进行极

点配置。定义的观测器成立的条件是观测器的极点具有负实部,即误差矩阵 $A-LC$ 的特征值具有负实部。

位置观测器的特征多项式如式(16)所示:

$$f(\lambda) = \det[\lambda I - (A - LC)] = \lambda^4 + l_4\lambda^3 + l_3\lambda^2 + \frac{l_2\lambda}{J} + \frac{l_1}{J} \quad (16)$$

式中: λ 为闭环极点。

当负载发生突变时,动态跟踪误差容易增大,这种情况可能导致观测器观测的转子位置由 0° 转到 180° ,即本应该跟踪转子 N 极,却转变为跟踪 S 极。如果能够有效地控制位置误差,使其在负载发生突变时保持在一个很小的范围内,则观测器始终收敛于电机 N 极,可以正确地估计转子的角度。

因此,在配置极点时,选择位置误差作为目标,依据不同的负载情况,计算整个时域范围内的观测误差最大值。通过观测误差最大值与观测器闭环极点的关系来进行极点配置,使闭环极点全部具有负实部,以此确保闭环系统的稳定性。通过这一配置过程,确定反馈矩阵 L 的具体参数。在实际的电机控制应用中,负载扰动主要有阶跃扰动和斜坡扰动两种形式,针对这两种变化形式,观测器的参数设计如下。

当负载转矩呈阶跃扰动形式变化时,负载转

矩 $T_L(s) = \frac{T_L}{s}$,假设 $\hat{J} = J$,误差传递函数可表示为

$$\theta_{\text{err}}(s) = \frac{s^2}{Js^4 + l_4s^3 + l_3s^2 + l_2s + l_1} \frac{T_L}{s} \quad (17)$$

为便于计算,将系统的极点配置在 s 左半平面负实轴的同位置 m 处,则传递函数可以表示为

$$\theta_{\text{err}}(s) = \frac{T_L s}{J(s+m)^4} \quad (18)$$

变换到时域表示为

$$\theta_{\text{err}}(t) = \frac{T_L}{J} \left(-\frac{mt^3}{6} e^{-mt} + \frac{t^2}{2} e^{-mt} \right) \quad (19)$$

对时域响应求导并令其导数为 0:

$$\dot{\theta}_e = \frac{T_L}{J} t e^{-mt} \left(\frac{m^2 t^2}{6} - mt + 1 \right) = 0 \quad (20)$$

经计算可得,当 $t = \frac{1.268}{m}$ 时,在阶跃扰动下的

位置误差存在极大值, 如式(21)所示:

$$\theta_{err,max} = \frac{0.464e^{-1.268}}{Jm^2} \quad (21)$$

当负载转矩呈斜坡扰动形式变化时, 负载转矩

$T_L(s) = \frac{T_L}{s^2}$, 误差传递函数可表示为

$$\theta_{err}(s) = \frac{s^2}{Js^4 + L_4s^3 + L_3s^2 + L_2s + L_1} \frac{T_L}{s^2} \quad (22)$$

变换到时域表示为

$$\theta_{err}(t) = \frac{T_L t^3 e^{-mt}}{J} \quad (23)$$

同理, 可求得在斜坡扰动下的位置误差极大值, 如式(24)所示:

$$\theta_{err,max} = \frac{4.5e^{-3}}{Jm^3} \quad (24)$$

IPMSM 无位置控制系统要求的最大观测角度误差并不是一个固定值, 该误差受到多种因素的影响, 包括电机的类型、应用场景和控制策略等。本文把最大观测误差限制为 $\theta_{err,max} \leq \pi/9$, 当负载转矩以阶跃形式变化时, 将 $\theta_{err,max} \leq \pi/9$ 代入式(21), 得 $m \geq 36.55$; 当负载转矩以斜坡形式变化时, 将 $\theta_{err,max} \leq \pi/9$ 代入式(24), 得 $m \geq 13.19$ 。综上, 取 $m = 36.55$, 即可实现在不同负载扰动下观测器的误差均小于期望值。根据上述解算出的参数 m , 可以求解反馈矩阵 L 的参数, 进行系统闭环极点配置, 如式(25)所示:

$$\begin{cases} l_4 = 4mJ \\ l_3 = 6m^2J \\ l_2 = 4m^3J \\ l_1 = m^4J \end{cases} \quad (25)$$

设计的改进转子位置观测器, 能够实现转子位置零相位滞后准确辨识, 在稳定性得到保证的前提下, 该观测器具有鲁棒性。

3 无位置传感器 IPMSM 低速启动运行方法

本文所提的基于高频方波注入的 IPMSM 无位置传感器控制框图如图 4 所示。

使用高频方波注入的方法对 IPMSM 进行启动运行控制, 具体实现分为两步: 第一步利用高频方波注入获取转子的初始位置初判值; 第二步利

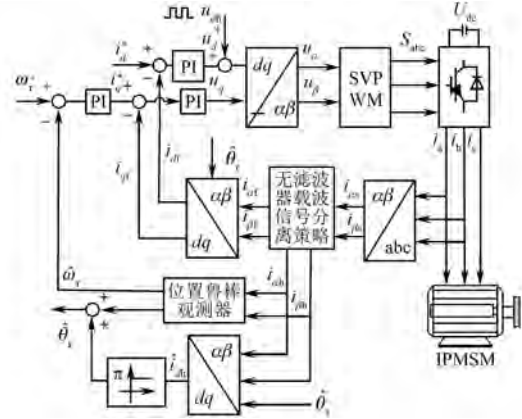


图 4 高频方波注入的 IPMSM 无位置传感器控制框图
Fig. 4 Control block diagram of sensorless IPMSM with high-frequency square wave injection

用 IPMSM 主磁路的饱和效应完成对转子磁极的辨识^[18]从而得到转子的实际位置信息。在方波注入的基础上, 不需要额外注入脉冲电压, 通过改变 d 轴直流偏置信号的方向, 比较响应电流的幅值大小即可实现磁极的极性辨识^[19]。当给定的直流偏置信号方向为转子 N 极方向时, 定子磁路进入饱和区, 电感值随着偏置电流的增大而减小, 对应的响应电流幅值增大; 当给定的直流偏置信号方向为转子 S 极方向时, 定子磁路退出饱和区进入线性区, 电感值随着偏置电流的增大而增大, 对应的高频响应电流幅值减小, 此时需要对估计的转子位置补偿 180° 。

4 试验与仿真

为了验证本文所提 IPMSM 无传感器启动运行方法的性能, 在 3 kW IPMSM 上进行试验研究。IPMSM 参数如表 1 所示。

表 1 IPMSM 参数

Tab. 1 Parameters of IPMSM	
参数名称	参数值
线电阻 R_s/Ω	0.027
d 轴电感 L_d/mH	0.2
q 轴电感 L_q/mH	0.54
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.000 28
磁极对数	4
额定电压/V	72
额定功率/W	3 000
额定转速/($r \cdot \min^{-1}$)	3 600
额定转矩/($N \cdot m$)	10.2

搭建以 STM32G431 为主控芯片的电机试验

平台,如图 5 所示。该试验平台主要包括电机对拖台、电机控制器、直流电源和示波器等^[20]。试验电机安装旋转变压器,电机控制板可通过硬解码的方式检测转子实际位置。试验中,PWM 开关频率设定为 10 kHz;注入方波电压的频率为 5 kHz,幅值为 4 V。



图 5 试验平台

Fig. 5 Experimental platform

图 6 为给定转速为 50 rpm 的电机启动运行结果。从估计位置与估计角度的波形可以看出,采用基于位置鲁棒观测器的方波注入运行方法能够使 IPMSM 平稳启动运行。

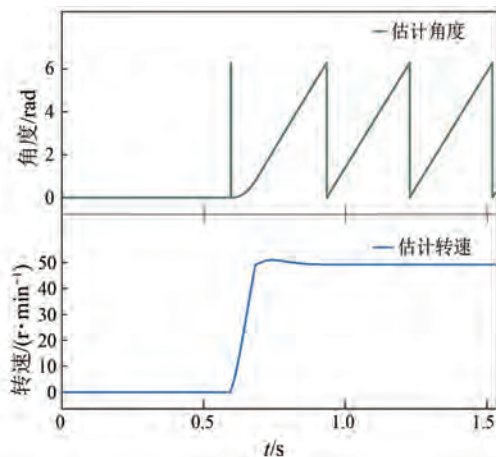
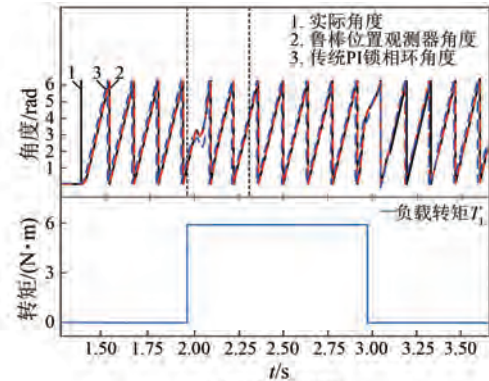


图 6 给定转速 50 rpm 时的电机启动运行波形

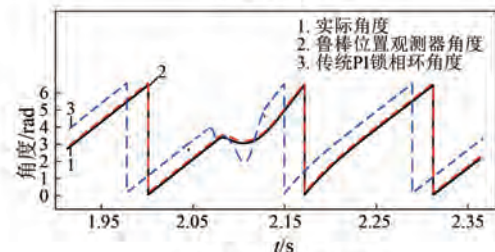
Fig. 6 Motor startup operation waveform with a given speed of 50 rpm

图 7 为电机运行在 100 rpm 下,负载转矩呈阶跃变化时,使用本文所设计的鲁棒位置观测器和传统比例积分 (Proportional Integral, PI) 锁相环观测器的角度跟踪效果。由图 7(a)分析可知,在突加负载时,传统 PI 锁相环观测器角度波动较大,而本文所设计的鲁棒位置观测器波动相对较

小。进一步放大部分角度波形,如图 7(b)所示。从图 7(b)中可以看出,本文所设计的鲁棒位置观测器观测结果与实际角度的误差小于 0.1 rad,而传统 PI 锁相环观测器观测结果与实际角度的偏差较大。可见本文所设计的位置观测器鲁棒性更强,可以更好地观测出转子实际角度。



(a) 角度对比图



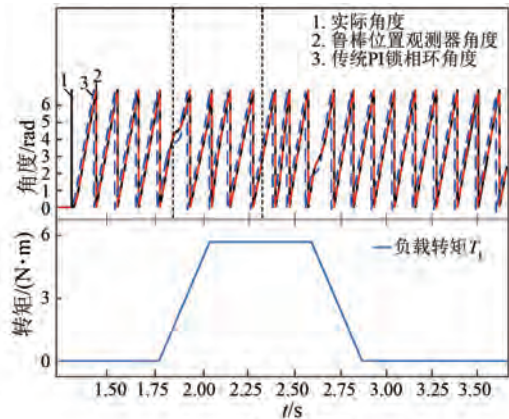
(b) 角度对比放大图

图 7 100 rpm 下负载转矩阶跃变化的仿真波形

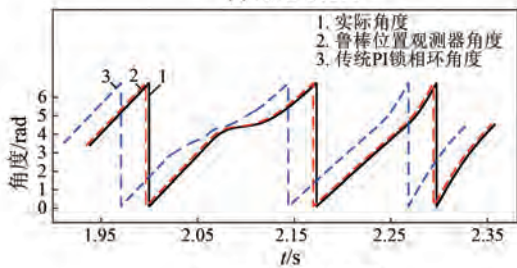
Fig. 7 Simulation waveforms of load torque step change at 100 rpm

图 8 为电机运行在 100 rpm 下,负载转矩呈斜坡变化时,两种观测器的角度跟踪效果。由图 8 可知,本文设计的位置观测器能够更好地跟踪转子的实际角度,估计角度与实际角度之间的误差更小,说明本文设计的位置观测器比传统 PI 锁相环观测器的抗斜坡扰动能力更强,稳定性更好。

图 9 为在额定负载条件下,电机在 15 rpm ~ 100 rpm 之间进行升降速变化的仿真结果。由图 9 可知,在转速较低时,传统 PI 锁相环观测器转速波动相对较大,随着转速的升高,观测器输出的转速可控。当转速维持在 100 rpm 时,由图 9(b)可知,传统 PI 锁相环观测器输出的转速波动较大,在 4% 左右,而本文所设计的观测器输出的转速波动较小,在 2% 左右。因此,本文所设计的观测器可以很好地跟踪转子的位置与转速,电机能够平稳地升降速,并且估计结果的准确性更高。

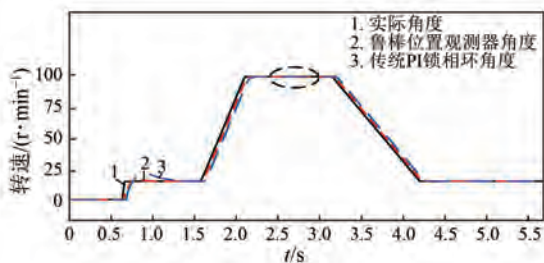


(a) 角度对比图

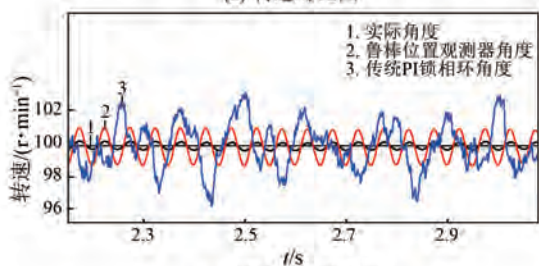


(b) 角度对比放大图

图 8 100 rpm 下负载转矩斜坡变化的仿真波形
Fig. 8 Simulation waveforms of load torque ramp change at 100 rpm



(a) 转速对比图



(b) 转速对比放大图

图 9 额定负载下转速升降的仿真波形
Fig. 9 Simulation waveforms of speed rise and fall under rated load

5 结语

本文所提基于位置鲁棒观测器的 IPMSM 方

波式电压注入启动运行方法可以控制电机实现低速下的平稳运行。所设计的位置鲁棒观测器对于负载扰动具有较强的鲁棒性,可以有效避免负载突变引起的电机失控问题。仿真与试验结果表明,本文所提方法具有良好的动态响应速度和抗干扰能力,能够有效改善 IPMSM 无传感器控制系统的低速性能。

参考文献

- [1] ZHAN H L, ZHU Z Q, ODAVIC M. Nonparametric sensorless drive method for open-winding PMSM based on zero-sequence back EMF with circulating current suppression [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 3808-3817.
- [2] 李孝银, 常九健. IPMSM 全速域无传感器控制切换策略研究[J]. 微电机, 2023, 56(4): 56-62.
- [3] LI X Y, CHANG J J. Research on full-speed sensorless control switching strategy of IPMSM [J]. Micromotors, 2023, 56(4): 56-62.
- [4] 李飞浪. 永磁同步电机的无速度传感器启动技术研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2020.
- [5] LI F L. Research on sensorless start-up strategies of permanent magnet synchronous motor [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2020.
- [6] 任建, 王淑红, 黄济文, 等. 基于参数辨识的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(1): 8-15.
- [7] REN J, WANG S H, HUANG J W, et al. Position sensor control of permanent magnet synchronous motor with parameter identification [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(1): 8-15.
- [8] ZHAO Y, QIAO W, WU L. An adaptive quasi-sliding-mode rotor position observer-based sensorless control for interior permanent magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(12): 5618-5629.
- [9] 黄其, 陈翔, 罗玲, 等. 电动汽车用永磁同步电机控制器设计[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(10): 84-91.
- [10] HAUNG Q, CHEN X, LUO L, et al. Design of permanent magnet synchronous motor controller for electric vehicle [J]. Electric Machines & Control Application, 2019, 46(10): 84-91.
- [11] 张国强, 王高林, 徐殿国. 基于无滤波器方波信号注入的永磁同步电机初始位置检测方法[J]. 电

- 工技术学报, 2017, 32(13): 162-168.
- ZHANG G Q, WANG G L, XU D G. Filterless square-wave injection based initial position detection for permanent magnet synchronous machines [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(13): 162-168.
- [8] ZHONG Z M, SHAO Z S, ZHOU S H. Initial rotor position estimation by pulsating high-frequency voltage injection considering mutual inductance [J]. Journal of Power Electronics, 2021, 21(10): 1484-1492.
- [9] MAI Z Q, XIAO F, FU K Z, et al. HF pulsating carrier voltage injection method based on improved position error signal extraction strategy for PMSM position sensorless control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 9348-9360.
- [10] WU T, LUO D, WU X, et al. Square-wave voltage injection based PMSM sensorless control considering time delay at low switching frequency [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(6): 5525-5535.
- [11] 张冠亚. 基于高频注入幅值自适应的 IPMSM 无位置传感器控制策略研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2021.
- ZHANG G Y. Research on position sensorless control strategy of IPMSM based on adaptive high frequency injection amplitude [D]. Chongqing: Chongqing University, 2021.
- [12] LIN S Y, ZHANG W D. An adaptive sliding-mode observer with a tangent function-based PLL structure for position sensorless PMSM drives [J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2017, 88: 63-74.
- [13] CHEN Y, LI M, GAO Y W, et al. A sliding mode speed and position observer for a surface-mounted PMSM [J]. ISA Transactions, 2019, 87: 17-27.
- [14] ZHAN Y, GUAN J F, ZHAO Y F. An adaptive second-order sliding-mode observer for permanent magnet synchronous motor with an improved phase-locked loop structure considering speed reverse [J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2020, 42(5): 1008-1021.
- [15] YUAN G F, MENG L, NIU Z N, et al. Robust rotor position observers control algorithm for IPMSM based on square-wave-type voltage injection [C]// 2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems, Jeju, 2018.
- [16] 王高林, 于泳, 李刚, 等. 无传感器内置式永磁同步电机低速运行转子位置鲁棒观测器[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(15): 84-90+11.
- WANG G L, YU Y, LI G, et al. Robust rotor position observers of sensorless interior permanent magnet synchronous motor for low-speed operation [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(15): 84-90+11.
- [17] 柳鹏. 永磁同步电机高频注入无传感器控制系统的设计与实现[D]. 武汉: 华中科技大学, 2019.
- LIU P. Design and implementation of sensorless control system for PMSM based on high frequency signal injection [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2019.
- [18] 刘利, 李广林, 刘超, 等. 永磁同步电机转子初始位置辨识研究综述[J]. 微特电机, 2021, 49(9): 47-52+62.
- LIU L, LI G L, LIU C, et al. Review on initial position estimation method of permanent magnet synchronous motor [J]. Small & Special Electrical Machines, 2021, 49(9): 47-52+62.
- [19] 吴少风, 单忠. 基于脉振高频方波注入的永磁同步电机无位置传感器磁场定向控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(1): 41-47.
- WU S F, SHAN Z. Sensorless field oriented control of permanent magnet synchronous motor based on fluctuating high frequency square wave injection [J]. Electric Machines & Control Application, 2020, 47(1): 41-47.
- [20] 欧阳泽铿. 基于模型预测的三电平逆变器容错控制[D]. 长沙: 中南大学, 2022.
- OUYANG Z K. Fault-tolerant control of three-level inverters using model predictive control [D]. Changsha: Central South University, 2022.

收稿日期:2024-05-23

收到修改稿日期:2024-07-09

作者简介:

宋建国(1974-),男,博士,副教授,研究方向为电力电子与电气传动, songjg@bjut.edu.cn;

* 通信作者:陈宝计(1999-),男,硕士研究生,研究方向为电力电子与电气传动, chenbaoji0827@163.com。

Square-Wave Voltage Injection Startup Operation Control of IPMSM with Robust Position Observer

SONG Jian'guo¹, CHEN Baoji^{1*}, QIN Bo¹, REN Ting²

(1. Faculty of Information Technology, Beijing University of Technology, Beijing 100124, China

2. Department of Automation, Baotou Light Industry Vocational Technical College, Baotou 014035, China)

Key words: IPMSM; square-wave voltage injection; load disturbance; robust rotor position observer

Interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) has advantages such as strong field-weakening capability, significant saliency, and simple structure, making it widely used in electric vehicle drives, household appliances, and industrial drives. Sensorless control methods for PMSMs can be divided into two categories based on speed: sensorless control for zero-to-low speed range and sensorless control for medium-to-high speed range. In the medium-to-high speed range, rotor position is typically obtained using back electromotive force, and this method is well-established. However, in the zero-to-low speed range, back electromotive force is too small to be accurately observed, so rotor position is usually estimated using the motor's saliency, with high-frequency injection methods commonly employed for rotor position estimation. This paper primarily focuses on sensorless control for IPMSMs in the zero-to-low speed range using high-frequency injection methods.

This paper proposed a square-wave voltage injection startup control method based on robust position observer for IPMSMs. The control block diagram was shown in Fig.1. First, a traditional high-frequency square-wave voltage injection sensorless control model for IPMSM was established. To address issues such as current delays and limited system bandwidth caused by the use of filters for current separation in traditional methods, a filterless approach was used to extract fundamental and high-frequency currents, simplifying the signal processing and improving the system's dynamic response

speed. Then, based on the high-frequency square-wave injection method, a robust rotor position observer was developed, as shown in Fig. 2, which considered disturbance torque characteristics and desired observation error values. Observer parameters were designed using pole placement to effectively prevent system instability caused by load variations. Finally, simulations and experiments were conducted to verify the dynamic response speed and anti-disturbance capability of the proposed method. The results showed that the proposed method exhibited strong robustness and effectively improved the low-speed performance of IPMSMs.

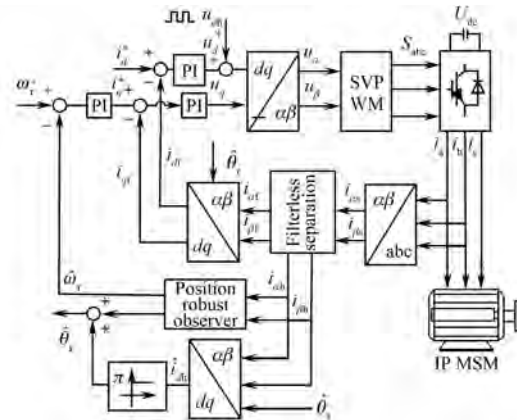


Fig. 1 Sensorless control system

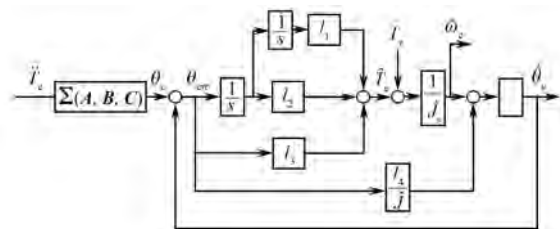


Fig. 2 Position robust observer