

永磁同步电机无位置传感器全速域控制方法

廖宗毅¹, 孙睿哲¹, 冉韵早¹, 刘鑫东², 赵尧麟¹, 郑国鑫¹

(1. 国网四川省电力公司技能培训中心, 四川 成都 610031;

2. 重庆理工大学电气与电子工程学院, 重庆 401320)

摘要:为提高永磁同步电机在全速域无位置传感器控制的精度,设计了一种高频方波信号注入和基于转子磁链的改进滑模观测器相结合的复合控制方法。首先,在零、低速段采用脉振高频方波信号注入,通过简单的代数运算分离高频电流信号和基波电流信号,避免了在提取转子位置信息过程中使用滤波器,提高了转子位置观测的精度;然后,中、高速段采用改进的滑模观测器法,在滑模观测器中引入基于转子转速的自适应反馈增益,再利用转子磁链来提取转子位置信息,进一步提升了电机运行稳定性和控制精度;最后,采用加权函数对零、低速和中、高速的控制策略进行切换,从而构建全速域控制算法,该算法分别在带载启动、全速域运行和带速重投工况下进行仿真验证。仿真结果表明,所设计的全速域控制算法在不同工况下均能实现电机稳定高效的全速域运行,具有较好的动态性能和稳定性。

关键词:高频方波注入;滑模观测器;加权切换;全速域

中图分类号:TM 351 **文献标志码:**A **文章编号:**1003-6954(2025)02-0096-07

DOI:10.16527/j.issn.1003-6954.20250215

Sensorless Control Method for Permanent Magnet Synchronous Motor in Full Speed Domain

LIAO Zongyi¹, SUN Ruizhe¹, RAN Yunzao¹, LIU Xindong², ZHAO Yaolin¹, ZHENG Guoxin¹

(1. Skill Training Center of State Grid Sichuan Electric Power Company, Chengdu 610031,

Sichuan, China; 2. School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University
of Technology, Chongqing 401320, China)

Abstract: In order to improve the precision of sensorless control of permanent magnet synchronous motor in full speed domain, a composite control method combining high-frequency square wave signal injection and improved sliding mode observer based on rotor flux is designed. Firstly, the high-frequency square wave signal of pulse vibration is injected in zero and low speed sections, and the high-frequency current signal and fundamental current signal are separated by simple algebraic operation, which avoids the use of filter in the process of extracting the rotor position information, and improves the accuracy of rotor position observation. Secondly, the improved sliding mode observer method is used in medium and high speed sections with the introduction of adaptive feedback gain based on rotor speed, and then the rotor flux is used to extract the rotor position information, which further improves the running stability and control accuracy of the motor. Finally, the weighted function is used to switch the control strategies of zero, low speed and medium, high speed, so as to construct the full speed domain control algorithm. This algorithm is simulated and verified under the loaded startup, full speed domain running and restart at coasting condition respectively. The simulation results show that the designed full speed domain control algorithm can achieve the stable and efficient full speed domain running of motor under different working conditions, which has good dynamic performance and stability.

Key words: high-frequency square wave injection; sliding mode observer; weighted switching; full speed domain

0 引言

永磁同步电机运行在某些恶劣工况下,可能会损坏位置传感器,这将危及到整个系统的稳定性。高精度、响应快的位置传感器会增加电机的成本,而且位置传感器的安装会加大电机的体积。相比之下,先进的无位置传感器电机能够在结构上更具紧凑性和牢固性,其不仅体积更小、安装更方便,而且在恶劣条件下运行更稳定,还增强了电机的使用寿命。针对无位置传感器电机带来的优势,研究一种稳定、可靠、精度高、响应快的全速域控制算法显得尤为重要。

目前国内外学者提出了众多无传感器控制方法,主要包括滑模观测器法^[1-2]、扩展卡尔曼滤波法^[3-4]、磁链估计法^[5]、模型参考自适应法^[6-7],以及基于凸极效应的高频信号注入法^[8-9]等。文献[10]引用高频方波信号注入检测永磁同步电机初始位置,提出无滤波器信号分离策略,加快了位置观测策略收敛时间。文献[11-12]采用具有自适应性的扩展卡尔曼滤波器对系统进行实时控制,但是其运算量极大,在工程中很少应用。文献[13]提出一种新型自适应滑模观测器算法,在提高系统动态响应速度的同时进一步抑制了系统抖振,但其基于反电势和转子转速设计的自适应滑模增益,只能在中、高速达到较好的控制效果。

下面通过研究滑模观测器和高频方波信号注入法,将一种基于转子磁链的改进滑模观测器结合高频信号注入法来实现永磁同步电机全速域范围无位置传感器控制。

1 永磁同步电机数学模型

为更好地使用数学模型对电机的控制进行分析,假设三相永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)为理想电机,在 d - q 坐标下的定子电压方程可以表示为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = Ri_q + L_d \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d 和 u_q 分别为 d 、 q 轴电压, V; i_d 和 i_q 分别为 d 、 q 轴电流, A; R 为电机定子电阻, Ω ; ω_e 为电机的

电角速度, rad/s; L_d 和 L_q 分别为 d 、 q 轴的电感, H; ψ_f 为转子永磁体的磁链, Wb。

2 零低速无位置传感器控制算法

滑模观测器、扩展卡尔曼滤波、模型参考自适应等方法都有一个共同的缺点:电机处于零速或者低速时,电机的反电势很低,很难从反电势中提取转子的位置信息,这会导致对转子位置和速度的检测失效。为了解决这一工程问题,高频信号注入法是一个有效方法。该方法通过额外加入一种信号,并以一定的频率和幅值叠加到电机的基波信号中。目前,常用的高频信号注入都是正弦信号,结合滤波器来对基波和高频信号进行分离。为了达到精确追踪零速和低速段速度,选用一种新的高频方波电压信号注入法来实现这一目的。

2.1 高频方波信号注入法原理

高频方波注入法是向观测的 d 轴注入高频方波电压信号,通过检测转子凸极性导致的高频电流响应,解耦位置误差信号。采用高频方波电压信号注入法,能够注入更高的电压频率,并利用简单的代数运算省去传统分离信号方法中使用的滤波器,计算更简单,并能进一步提高无位置传感器控制系统的动态性能。

2.2 高频方波注入无传感器设计

将式(1)转换成 d - q 坐标下数学模型。

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{dL_d}{dt} & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R + \frac{dL_q}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \psi_f \end{bmatrix} \quad (2)$$

通常,高频注入信号的频率远高于电机基波频率 ω_e ,因此忽略定子电阻压降和反电势影响,有

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{dL_d}{dt} & 0 \\ 0 & \frac{dL_q}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中:下标 h 表示高频量; u_{dh} 、 u_{qh} 分别为 d 、 q 轴下电压分量; i_{dh} 、 i_{qh} 分别为 d 、 q 轴下电流分量。

为了减小转矩脉动,一般向观测的转子 d 轴注入高频方波电压信号。

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_{dh} \\ \dot{u}_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_h \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: $\hat{u}_{dh}$ 、 $\hat{u}_{qh}$ 分别为注入的高频电压 d 、 q 轴分量; u_h 为注入方波电压信号幅值。

将式(3)、式(4)变换到 α - β 静止坐标系下, 可得高频响应电流为

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \frac{u_h}{\omega_h L_d L_q} \begin{bmatrix} L_{avg} \cos \hat{\theta}_e - L_{dif} \cos(\theta_e + \Delta\theta_e) \\ L_{avg} \sin \hat{\theta}_e - L_{dif} \sin(\theta_e + \Delta\theta_e) \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: $i_{\alpha h}$ 、 $i_{\beta h}$ 分别为轴高频响应电流 α 、 β 轴; 分量; ω_h 为注入方波电压信号频率; $L_{avg} = (L_d + L_q)/2$, 为平均电感; $L_{dif} = (L_d - L_q)/2$, 为半差电感; $\Delta\theta_e = \theta_e - \hat{\theta}_e$, 为位置偏差; θ_e 、 $\hat{\theta}_e$ 分别为转子位置信息和其观测值。可以看出, $i_{\alpha h}$ 、 $i_{\beta h}$ 中包含转子位置信息, 但前提是电机存在凸极效应 ($L_d \neq L_q$)。

2.3 无滤波器载波信号分离策略

图 1 为注入方波信号频率与 PWM 载波频率相等时, d - q 坐标下注入高频电压信号和响应电流信号时序图。高频响应电流可表示为

$$\begin{cases} i_{dqs}(k-1) = i_{dqf}(k-1) + i_{dqh}(k-1) \\ i_{dqs}(k) = i_{dqf}(k) - i_{dqh}(k) \end{cases} \quad (6)$$

式中: i_{dqh} 为高频响应矢量; i_{dqs} 为采样电流矢量; i_{dqf} 为基波电流矢量; k 为采样周期。

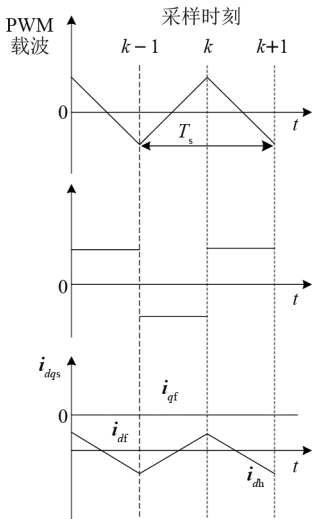


图 1 信号时序

通过代数运算分离基波电流和高频电流, 其原理如图 2 所示, 电流关系为

$$\begin{cases} i_{dqf}(k) = \frac{i_{dqs}(k) + i_{dqs}(k-1)}{2} \\ i_{dqh}(k) = \frac{i_{dqs}(k) - i_{dqs}(k-1)}{2} \end{cases} \quad (7)$$

此种高频信号和基频信号分离方法不使用滤波器

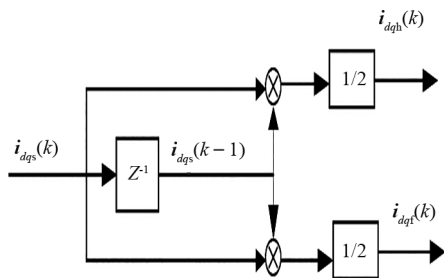


图 2 信号分离原理

因而系统简单, 减少了因滤波器导致的信号延迟, 使估算信息更加精确, 且在 α - β 静止坐标系同样适用, 即

$$\begin{cases} i_{\alpha ft}(k) = \frac{i_{\alpha fs}(k) + i_{\alpha fs}(k-1)}{2} \\ i_{\alpha fh}(k) = \frac{i_{\alpha fs}(k) - i_{\alpha fs}(k-1)}{2} \end{cases} \quad (8)$$

2.4 零、低速转子位置估计

当位置跟踪器收敛至真实值时, 即 $\Delta\theta_e = 0$ 时, 有

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \frac{u_h (L_{avg} - L_{dif})}{\omega_h L_d L_q} \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_e \\ \sin \hat{\theta}_e \end{bmatrix} \quad (9)$$

因此可以通过提取 $i_{\alpha h}$ 和 $i_{\beta h}$ 后, 直接采用反正切函数计算 $\hat{\theta}_e$, 跟踪转子位置信息。

$$\hat{\theta}_e = \arctan \frac{i_{\beta h}}{i_{\alpha h}} \quad (10)$$

然而反正切函数的转子位置估计方法对 $i_{\alpha h}$ 、 $i_{\beta h}$ 噪声比较敏感, 会造成较大的角度误差, 采用锁相环来提取转子的位置信息。图 3 为零、低速锁相环控制框图, 图中 K_p 、 K_i 分别为比例增益和积分增益。

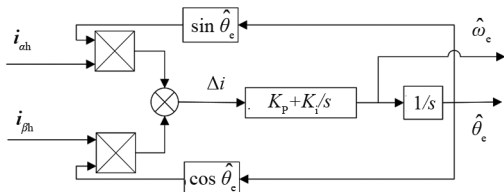


图 3 零、低速锁相环控制

3 中、高速改进滑模观测器设计

3.1 改进滑模观测器设计

针对传统滑模观测器使用低通滤波器引起的系统相位延迟以及固定滑模增益引起的电机抖振等一系列问题, 模型中引入了基于转子转速的自适应反馈增益来调整滑模观测器输出的估计反电势, 并采

用零点连续的 sigmoid 作为滑模面函数来削弱反电势中高频谐波的产生,进一步减弱电机运行过程中的抖振,提升电机控制精度和运行稳定性。设计改进的滑模观测器控制框图如图 4 所示,其中: $\hat{\theta}$ 为估计转子位置; $\hat{\omega}_e$ 为估计转子速度。

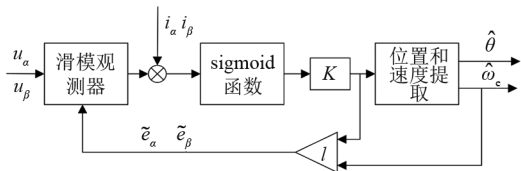


图 4 改进滑模观测器控制

改进的滑模观测器中,定义自适应反馈增益为

$$\varepsilon = |\omega_e| + \xi \quad (11)$$

式中: ξ 为防止电机在零速时反馈增益; ε 为较小常数。

α - β 静止坐标系下的永磁同步电机数学模型为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{dL_d}{dt} & \omega_e(L_d - L_q) \\ -\omega_e(L_d - L_q) & R + \frac{dL_q}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: u_α 、 u_β 为定子电压 α 、 β 轴分量; i_α 、 i_β 为定子电流 α 、 β 轴分量; e_α 、 e_β 为扩展反电势 α 、 β 轴分量,且满足

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_d - L_q)(\omega_e i_d - \frac{di_q}{dt}) + \omega_e \psi_f \\ \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (13)$$

对于表贴式三相 PMSM ($L_d = L_q = L_s$), 式(13)将被简化为仅与电机的转速有关的变量,这里为了简化模型,设定观测器中 $L_q = L_s$, 结合式(12)基于 sigmoid 方程的滑模观测器表示为

$$\begin{cases} L_s \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = u_\alpha - R\hat{i}_\alpha - \varepsilon KF(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ L_s \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = u_\beta - R\hat{i}_\beta - \varepsilon KF(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{cases} \quad (14)$$

反电势观测值为

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (|\omega_e| + \xi) KF(S_\alpha) \\ (|\omega_e| + \xi) KF(S_\beta) \end{bmatrix} \quad (15)$$

式中: $\hat{i}_\alpha$ 、 $\hat{i}_\beta$ 为定子电流观测值 α 、 β 轴分量; K 为滑模增益; $F(s)$ 为 sigmoid 函数, $F(s) = \{2/[1 + \exp(-as)]\} - 1$, 其中 a 为正常数,它的大小影响函数的收敛特性;

$$S_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha, S_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$$

为了证明观测器的稳定性,定义李雅普诺夫

(Lyapunov) 函数为

$$V = \frac{1}{2} S^T S \quad (16)$$

式中, $S = [S_\alpha \ S_\beta]^T$, 对 V 求导:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S^T \dot{S} = \\ &= -\frac{R_s}{L_s} (S_\alpha^2 + S_\beta^2) + \frac{1}{L_s} [e_\alpha - \varepsilon KF(S_\alpha)] + \\ &= \frac{1}{L_s} [e_\beta - \varepsilon KF(S_\beta)] \end{aligned} \quad (17)$$

为保证设计滑模观测器稳定, 即 $\dot{V} \leq 0$, $K \geq \max(|u_\alpha|, |u_\beta|)/F(S_{\alpha\beta})$, $\max(|u_\alpha|, |u_\beta|) = |\omega_e| \psi_f$, 结合式(17), 当 $K \geq \psi_f$ 时, 改进滑模观测器渐进稳定。从而得到幅值恒定的估计值 F_{eq} 来提取转子位置信息。

$$F_{eq} = \frac{1}{(|\omega_e| + \xi)} e_{\alpha\beta} = \frac{1}{(|\omega_e| + \xi)} \omega_e \psi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (18)$$

若 ξ 值足够小, 则输出估计 F_{eq} 为

$$F_{eq} = \psi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (19)$$

从式(19)可以看出, 新的估计值 F_{eq} 采用恒定的转子磁链作为幅值, 去除了传统滑模观测器中转子转速变化造成估计反电势不稳定的影响, 提升了滑模观测器的稳定性。

3.2 中、高速转子位置和转速估计

考虑到滑模观测器观测值中的噪声污染会影响转子位置和转速估算的精度, 因此, 采用锁相环对转子的位置和转速进行估计, 图 5 为中、高速锁相环控制框图。

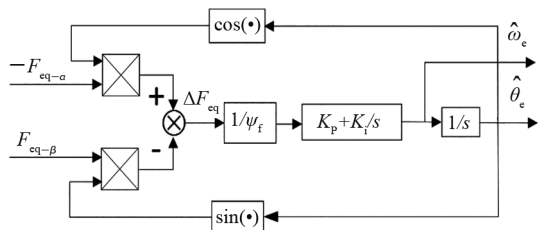


图 5 中、高速锁相环控制框图

其中, 假设 $k = (L_d - L_q)(\omega_e i_d - \frac{di_q}{dt}) + \omega_e \psi_f$, 当 $|\theta_e - \hat{\theta}_e| < \pi/6$ 时, 认为 $\sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) = \theta_e - \hat{\theta}_e$ 成立, 根据图 5 可得:

$$\begin{aligned} \Delta F_{eq} &= -F_{eq-\alpha} \cos \hat{\theta}_e - F_{eq-\beta} \sin \hat{\theta}_e = \\ &= k \sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) \approx k(\theta_e - \hat{\theta}_e) \end{aligned} \quad (20)$$

此时,图 5 的等效框图如图 6 所示。

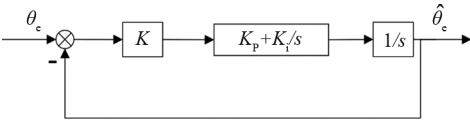


图 6 中、高速锁相环控制等效框图

根据图 6 可获得由 $\hat{\theta}_e$ 到 θ_e 的传递函数。

$$G(s)=\frac{\hat{\theta}_e}{\theta_e}=\frac{kK_p s+kK_i}{s^2+kK_p s+kK_i}$$

(21)

4 加权函数速度切换器设计

由于零、低速和中、高速采用两种不同的控制算法,需要使用相较传统开关函数更加平滑的加权函数来实现低速段到高速段的平滑切换,如图 7 所示。

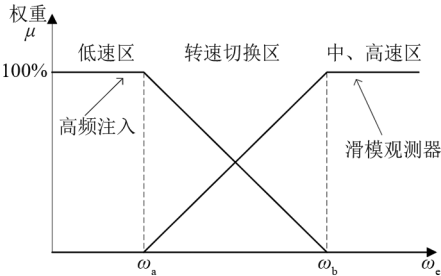


图 7 加权控制函数

函数公式为

$$\begin{cases} \hat{\theta}_e=\mu\hat{\theta}_1+(1-\mu)\hat{\theta}_2 \\ \hat{\omega}_e=\mu\hat{\omega}_1+(1-\mu)\hat{\omega}_2 \end{cases}$$

(22)

权重关系为

$$\mu=\begin{cases} 1 & 0<\hat{\omega}_e<\omega_a \\ \omega_b-\hat{\omega}_e & \omega_a<\hat{\omega}_e<\omega_b \\ 1 & \hat{\omega}_e>\omega_b \end{cases}$$

(23)

式中: $\hat{\theta}_1$ 为高频注入估计角度; $\hat{\theta}_2$ 为滑模估计角度; μ 为权重; $\hat{\omega}_e$ 为当前估计转速; ω_a 和 ω_b 为电机切换观测器的转速区间。

图 8 为加权算法原理图。

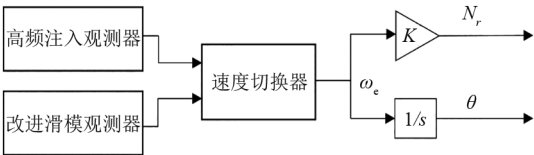


图 8 加权算法原理

5 仿真分析

为验证所设计的永磁同步电机全速域无位置传

感器控制算法的可行性,在 Matlab/Simulink 平台搭建永磁同步电机无位置传感器矢量控制系统,逆变器开关频率为 10 kHz,注入频率为 4 kHz、幅值为 80 V 的方波高频信号,系统结构如图 9 所示。仿真模型采用的电机参数和实际电机参数一致,主要参数如表 1 所示。

表 1 永磁同步电机主要参数

参数	数值
额定电压/V	311
额定转矩/Nm	10
额定转速/(r·min ⁻¹)	1500
磁极对数	4
定子电阻 R _s /Ω	0.958
q 轴电感/mH	12
d 轴电感/mH	5.25
永磁磁链 ψ _f /Wb	0.182 7
转动惯量/(kg·m ²)	0.03
阻尼系数/(Nm·s)	0.008

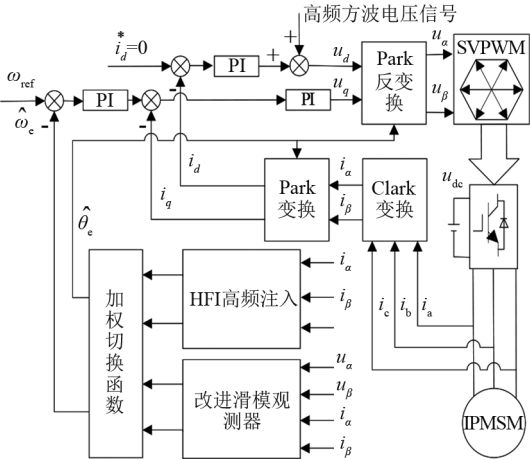


图 9 永磁同步电机全速域无位置传感器控制原理

5.1 带载启动、全速域运行仿真分析

设计永磁同步电机带载 5 Nm(50% 额定转矩)启动,低速运行转速设计为 75 r/min(5% 额定转速,运行频率 5 Hz),高速运行转速设计为 1200 r/min(80% 额定转速,运行频率 80 Hz),加权函数作用转速区间为 350~800 r,切换时间为 1.74~2.14 s,模型整体仿真时间为 4 s,转速波形如图 10 所示。

由图 10 可知,电机能满足全速域运行的要求。永磁同步电机低速稳定运行区间(0.4~1.4 s)、高速稳定运行区间(3~4 s)的转速误差如图 11 所示,转子位置及误差如图 12 所示。

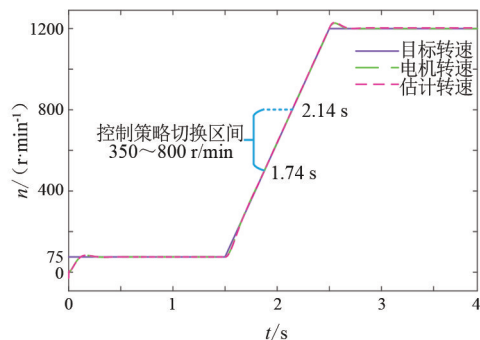


图10 全速域无位置传感器转速仿真

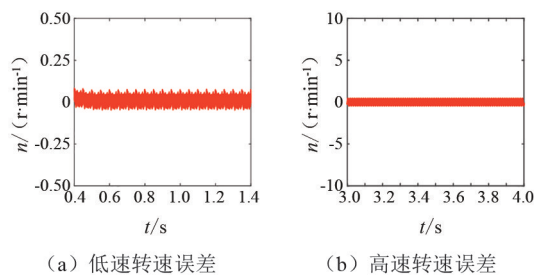


图11 转速误差

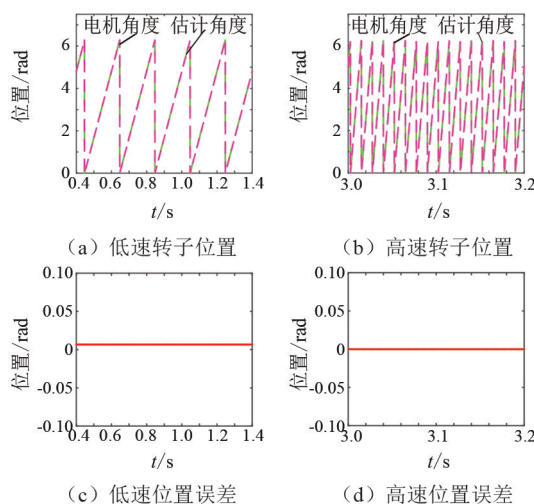


图12 转子位置与位置误差

由图11可知,电机在低速运行时的转速误差仅为0.1 r/min左右,高速运行时的转速误差为0.4 r/min左右。由图12可知,电机低速运行时转子位置误差仅为0.01 rad左右,高速运行时转子位置误差几乎为0,具有相当高的控制精度。

永磁同步电机控制策略切换区间(1.74~2.14 s)转速误差和转子位置误差如图13所示。

由图13可知,在控制策略切换的瞬间,电机转速最大误差仅为3.8 r/min,转子位置最大误差仅为0.04 rad,并随着转速提升的同时,转速误差与转子位置误差在快速减小;经过0.4 s,电机转速误差和转子位置误差几乎为0,验证了切换策略的有效性,整体控制算法具有较强的鲁棒性。

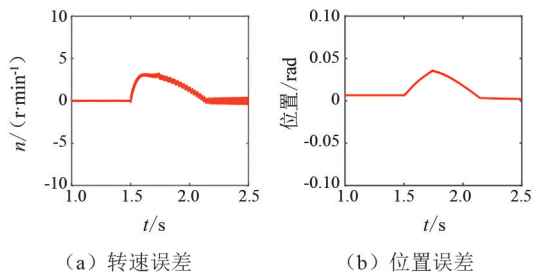


图13 控制策略切换区间误差

5.2 全速域运行、突加载仿真分析

为了验证电机带速重投的动态性能,设计在3.3 s时,对电机突加负载5 Nm,其运行转速如图14所示,突加负载时转速误差和转子位置误差如图15所示。

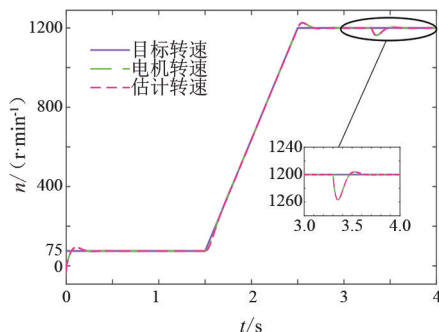


图14 带载全速域仿真

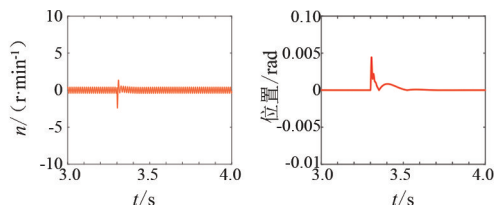


图15 转速与位置误差

由图14可知,电机能满足全速域运行的要求,突加载时,电机转速扰动在55 r/min(运行转速的4%)左右,经过0.1 s克服扰动后,恢复原运行转速。由图15可知,在扰动瞬间电机转速与估计转速误差最大仅为2.5 r/min,位置误差仅为0.005 rad,控制算法能够快速克服扰动并恢复正常,具有较高的稳态运行精度和鲁棒性。

6 结 论

上面设计了一种基于无滤波器高频方波信号注入的全速域无传感器混合矢量控制方法。在零速和低速时通过注入高频方波电压信号,并采用无滤波器的信号分离方法。中、高速则采用基于转子磁链的改进滑模观测器,设计与转速相关的自适应反馈增益,降低了恒定增益导致的电机抖振现象。区别

于传统滑模从反电势中提取位置和转速信息,改进滑模观测器利用转子磁链来提取相关信息,无需低通滤波和位置补偿,拓宽了传统滑模转速稳定运行区间,并采用加权函数切换方法将两种观测器平滑地从低速段过渡到高速段。由仿真结果可知,所设计的方法在带载启动、运行和带速重投时,能够在全速范围内准确获得转速和转子位置,做到精确控制,系统整体具有较高鲁棒性。

参考文献

[1] 璩磊,李少波,陈金坤. 基于质量数据融合及规则挖掘的离散制造过程监控方法[J]. 计算机集成制造系, 2017,23(9):1962-1971.

[2] LIU K B, HUANG S. Integration of Data Fusion Methodology and Degradation Modeling Process to Improve Prognostics[J]. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, 2016, 13(1):344-354.

[3] GRASSO M, COLOSIMO B M, PACELLA M. Profile monitoring via sensor fusion: the use of PCA methods for multi-channel data [J]. International Journal of Production Research, 2014, 52(20):6110-6135.

[4] 刘建康,郝尚华,王树华,等. 数据驱动的数控加工生产线实时监控与优化控制技术框架[J]. 计算机集成制造系统,2019,25(8):1875-1884.

[5] LIU J M, ZHU Z Q .Rotor position estimation for dual-three-phase permanent magnet synchronous machine based on third harmonic back-EMF [C]//2015 IEEE Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), June 7-8, 2015,Sydney, Australia.IEEE, 2015:1-8.

[6] 张洪师,王平,韩邦成. 基于模糊 PI 模型参考自适应的高速永磁同步电机转子位置检测[J]. 中国电机工程学报,2014,34(12):1889-1896.

[7] HAMED H A, ELBARBARY Z M, MOURSI M S, et al. A new δ -MRAS method for motor speed estimation[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 36(3):1903-1906.

[8] 杜思宸,全力,朱孝勇,等. 基于高频注入的永磁同步电机零低速下位置传感器失效故障容错控制[J]. 中国电机工程学报,2019,39(10):3038-3047.

[9] LIU J M, ZHU Z Q. Novel sensorless control strategy with injection of high-frequency pulsating carrier signal into stationary reference frame [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(4):2574-2583.

[10] 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.

[11] 毕峰,贾晓芬. 基于 EKF 的 PMSM 无传感器控制仿真分析[J]. 佳木斯大学学报(自然科学版), 2021,39(1):64-68.

[12] TERMIZI M S, LAZI J M, IBRAHIM Z, et al. Sensorless PMSM drives using Extended Kalman Filter (EKF) [C]//2017 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON), October 30-31, 2017, Kuala Lumpur, Malaysia. IEEE, 2017.

[13] 程亚楠,刁俊,苏子华,等. 基于新型滑模观测器的 PMSM 无传感器控制[J]. 组合机床与自动化加工技术,2022,(12):89-93.

作者简介:

廖宗毅(1996),男,硕士,工程师,从事电力营销、新能源规划与优化运行工作;

孙睿哲(1997),男,硕士,工程师,从事电气设备检修与新能源并网控制工作;

冉韵早(1998),女,硕士,工程师,从事电力营销与综合能源规划调度工作;

刘鑫东(1995),男,硕士,研究方向为电机驱动控制。

(收稿日期:2024-05-11)

(上接第 95 页)

[2] 中国机械工业联合会. 建筑物防雷设计规范: GB 50057—2010[S]. 北京:中国计划出版社,2011.

[3] 中国电力企业联合会.交流电气装置的过电压保护和绝缘配合设计规范: GB/T 50064—2014[S]. 北京:中国计划出版社,2014.

[4] 张波,薛惠中,金祖山,等. 遭受雷击时输电杆塔及其接地装置的暂态电位分布[J]. 高电压技术, 2013, 39(2):393-398.

[5] 张永记,司马文霞,张志劲. 防雷分析中杆塔模型的研究现状[J]. 高电压技术, 2006,32(7):93-97.

[6] 中国电力企业联合会标准化管理中心.交流电气装置的接地设计规范:GB/T 50065—2011[S].北京:中国计划出版社,2012.

[7] 中国电力工程顾问集团有限公司. 电气工程设计手册变电站设计[M]. 北京:中国电力出版社,2018.

[8] 李冠华,金鑫,赵义松. 大型变电站接地网雷电冲击暂态特性的仿真[J]. 电瓷避雷器, 2019,6(3):92-97.

[9] 曹晓斌,高竹青,马御棠,等. 雷击下 500 kV 杆塔接地装置的散流有效性[J]. 高电压技术, 2017,43(5):1596-1601.

[10] 电力工业部绝缘配合标准化技术委员会.交流电气装置的过电压保护和绝缘配合: DL/T 620—1997[S]. 北京:中国电力出版社,1997.

作者简介:

邢毅(1983),男,硕士研究生,高级工程师,从事变电站、换流站设计及技术管理工作。

(收稿日期:2024-04-19)