

[自控·检测]

DOI:10.3969/j.issn.1005-2895.2022.01.010

基于高频方波注入的 IPMSM 新型 I/f 控制策略

曲林峰, 邱建琪, 史涔澍

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:针对传统的永磁同步电机 I/f 控制方法具有给定电流无法调节、系统效率低等缺点,课题组提出了一种改进的控制策略。将 I/f 控制方法与高频方波注入法相结合,并对转子位置角提取算法进行简化,通过对虚拟的 δ 轴电流处理获取虚拟轴系与实际轴系间的误差角 θ_{err} ,省去了观测器/锁相环环节。此方法下,对电机的给定电流实现了闭环可控,提高了电机电流的使用率,改进了系统的控制效率,简化了复杂的信号处理运算与参数整定过程。最终通过实验结果证明,该方法在电机的启动至稳态、负载突变时均具有良好的控制性能。

关键词:内嵌式永磁同步电机; I/f 控制; 无传感器控制; 高频方波注入

中图分类号: TM351; TH39

文献标志码: A

文章编号: 1005-2895(2022)01-0056-08

New I/f Control Method Based on High Frequency Square-Wave Signal Injection for IPMSM

QU Linfeng, QIU Jianqi, SHI Cenwei

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Aiming at the shortcomings of the traditional PMSM I/f control strategy such as uncontrollable given current and low control efficiency, an improved control strategy was proposed. The high frequency square-wave injection method was combined with the I/f control method, and the rotor position angle extraction process was simplified. The error angle between the virtual coordinate system and the actual coordinate system was obtained by processing the virtual δ -axis current, and the observer/PLL link was eliminated. Under this method, the closed-loop control of the given current of the motor was realized, the utilization rate of the motor current was improved, the control efficiency of the system was improved, and the complex signal processing operation and parameter setting process were simplified. The experimental results show that this method has good control performance from the startup to the steady state of the motor and the load torque sudden change.

Keywords: IPMSM (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor); I/f control method; sensorless control; high frequency square-wave injection method

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)因其具有体积小、结构简单、功率密度大、动态性能良好及功率因数高等诸多优点,被广泛应用于各种工业控制领域。

为实现对永磁同步电机进行高性能磁场定向控制,转子位置信息的获取非常重要。而传统的机械位置传感器使电机的体积增大,成本上升,在一些特殊应

用场合不允许被安装使用^[1]。所以许多海内外学者对无传感器控制进行了深入的研究,根据转速状态范围的不同主要分为低速和中高速2方面。其中中高速工况下的方法主要有:模型参考自适应法^[2]、扩展卡尔曼滤波法^[3]和滑模观测器法^[4]等等。但由于反电势和电机转速成正比,在低速情况下反电势的值很小,信号解耦精度不理想。所以在电机低速的工况下根据电机的凸

收稿日期:2021-07-07;修回日期:2021-11-15

第一作者简介:曲林峰(1996),男,河北邯郸人,硕士研究生,主要研究方向为永磁电机及其控制。E-mail:qu_linfeng@163.com

极特性进行转子位置信息获取,主要有高频旋转注入法^[5]、高频脉振注入法^[6]和高频方波注入法^[7]等等。

传统的 I/f 控制策略方法简单、易于实现^[8],但是这种开环策略存在效率低、容易失步等缺点,因此对其进行闭环改进成为很有价值的研究方向。文献[9]中基于电机有功功率变化和转速变化的正相关性,通过有功反馈量对电机给定角频率进行调整;NAIR 等^[10]增加了转矩控制器来调节给定斜坡角频率信号的斜率,提高启动的动态性能。但以上方法均无法实现对给定电流的闭环控制。BORISAVLJEVIC 等^[11]提出通过电流调节器生成参考电压,保留与 V/f 控制的方法调频,具有对给定电流监控的优势,但不能根据外部负载动态地调整 I/f 曲线。周成林^[12]提出了一种将高频正弦信号引入参与闭环调节的控制策略,但增加了过多的滤波器。王萌等^[13]通过引入电机实时功率对电流进行调节,但控制算法中使用无功功率与输出电流的比值做解析计算,可能会造成系统电流波动过大甚至持续波动。文献[14]中提出了一种改进方法:速度环基于有功功率扰动分量调节电流矢量转速,电流环通过实时观测无功功率对给定电流幅值的大小进行闭环调节。

课题组在综合上述方法的基础上,提出了一种改进的 I/f 控制策略,将传统的 I/f 控制方法和高频方波注入法相结合,对 I/f 进行给定电流闭环调节,提高了电流的使用率和电机的控制效率,并对信号处理环节进行简化。与传统的高频方波注入法相比,课题组提出的方法简化了信号处理的过程,通过对虚拟 δ 轴电流信号进行解耦对电机的位置误差角闭环调节,省去了传统控制策略中使用的观测器或锁相环环节,简化了计算处理过程。最终通过实验验证了本研究方法在电机启动和低速时具有良好的控制性能。

1 开环 I/f 控制策略原理

1.1 I/f 控制系统及电机物理模型

传统的 I/f 控制策略对永磁同步电机的速度开环控制、电流闭环控制,相较于纯开环的 V/f 控制方法,其动态性能更高,改进了电流易失控等弊端。

如图 1 所示,在 I/f 传统控制系统中电机的速度环真实电角度 θ 未知,利用斜坡信号曲线产生虚拟电角速

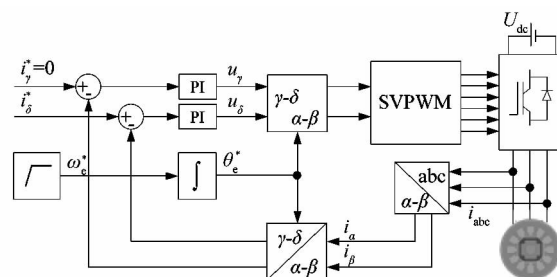


图 1 传统开环 I/f 控制框图

Figure 1 Block diagram of traditional open-loop I/f control

度 ω_e^* , 对其积分产生虚拟的电角度 θ_e^* , 供给作 Park/逆 Park 变换。电流环中电机三相电流 i_{abc} 经采样和坐标变换后闭环反馈对 γ - δ 轴给定电流 i_γ^* 与 i_δ^* 调节。 i_γ^* 给定幅值为 0, i_δ^* 给定幅值为一常数。由于给定电流幅值确定, 这种方法一定程度上避免了过流的弊端。

选择内嵌式永磁同步电机 (insert permanent magnet synchronous motor, IPMSM) 作为课题组分析对象, 其物理模型电磁转矩为:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p [i_q \Psi_f + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (1)$$

式中: T_e 为电机电磁转矩; n_p 为电机的极对数; i_d 和 i_q 分别为 d - q 轴系电流; Ψ_f 为永磁体磁链; L_d 和 L_q 分别为 d - q 轴电感。

机械运动学公式为:

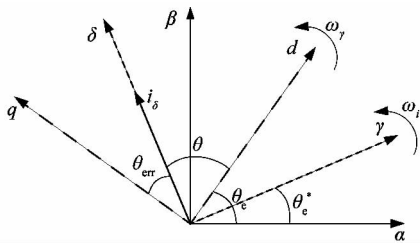
$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L - B\omega_r \quad (2)$$

式中: J 是系统转动惯量, ω_r 为电机系统机械角速度, T_L 代表负载转矩, B 代表阻尼系数。

经典的 I/f 方法下电流矢量在 γ - δ 虚拟坐标系下被控, 虚拟坐标系 γ - δ 系和实际转子旋转坐标系 d - q 系之间的关系如图 2 所示。其中: γ 为虚拟实轴, δ 为虚拟虚轴, d - q 轴系与 α - β 轴系之间的夹角定义为 θ_e , γ - δ 轴系与 α - β 轴系之间的夹角为 θ_e^* , γ - δ 轴系和 d - q 轴系之间的夹角定义为 θ_{err} 。定义与 θ_{err} 互补的角 (即 δ 轴与 d 轴之间的夹角) 为 θ , 又称为功角。经典的 I/f 控制方法中 γ - δ 轴系滞后于 d - q 轴系, 误差角关系式有:

$$\theta_{err} = \theta_e - \theta_e^* \quad (3)$$

在开环 I/f 控制下给定的 γ 轴电流为 0, d - q 轴系与轴 γ - δ 系之间的电流存在如下关系:

图2 γ - δ 坐标系与 d - q 坐标系的相位关系图Figure 2 Phase relationship between γ - δ coordinate system and d - q coordinate system

$$\left. \begin{aligned} i_{\gamma}^* &= 0; \\ i_q &= i_{\delta} \sin \theta; \\ i_d &= i_{\delta} \cos \theta. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

综合(1)式,可得此时的电磁转矩为:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p [i_{\delta} \sin \theta \Psi_f + (L_d - L_q) i_{\delta}^2 \sin \theta \cos \theta]. \quad (5)$$

1.2 IPMSM 转矩-功角自平衡原理分析

如图3所示, I/f 控制模式下, 真实的转子位置信息不可知。对电机进行初始预定位, 初始时刻 δ 轴与 d 轴重合, i_{δ} 均用来励磁, 电机的初始转矩为 0。随着斜坡函数与积分积累使得位置角逐步增加, 功角 θ 逐渐增大, i_{δ} 在 q 轴上的投影 $i_{\delta} \sin \theta$ 逐步增大, 则电机的电磁转矩增加, 当大于负载转矩时, 电机正向启动。

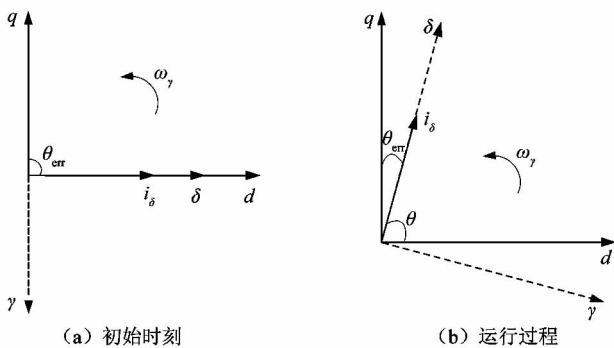


图3 功角变化示意图

Figure 3 Schematic diagram of power angle change

结合式(2)和图2分析可知, 在启动过程中, 若负载 T_L 增大, 电机转速下降, γ - δ 轴系和 d - q 轴系之间的夹角将变大, i_{δ} 在 q 轴上的投影分量增大, 电磁转矩增加, 与负载 T_L 平衡时将达到新的稳态。反之若负载突

然减小, 同理电机转速增大, 功角 θ 逐渐减小, $i_{\delta} \sin \theta$ 逐渐减小, 再次与负载转矩相同, 电机再次达到稳态。因此在 I/f 控制方法下可以通过调整功角 θ 来实现电磁转矩和负载动态平衡, 存在“转矩-功角自平衡”。而当负载过于增大, 超过电机输出极限时, 电机进入失步状态。

对 IPMSM 功角的极限进行分析, 当功角 θ 增加, 转矩 T_e 不再单调递增达到拐点时, 无法满足稳定条件。即:

$$T'_e = \frac{3}{2} n_p i_{\delta} \cos \theta \Psi_f + \frac{3}{4} n_p (L_d - L_q) i_{\delta}^2 \cos 2\theta > 0; \quad (6)$$

$$\theta_{\max} = \arccos \left(\frac{-\Psi_f + \sqrt{\Psi_f^2 + 8(L_d - L_q)^2 i_{\delta}^2}}{4(L_d - L_q) i_{\delta}} \right). \quad (7)$$

因此功角稳定范围为:

$$\theta \in (-\theta_{\max}, \theta_{\max}). \quad (8)$$

2 I/f 与高频方波注入相结合的控制策略

2.1 无观测器转子位置信息的获取

传统的 I/f 控制存在给定电流为固定值无法调控、电流利用率低、转速开环不能瞬时调节等诸多问题。课题组提出一种新控制思路: 将传统的 I/f 控制与高频方波注入法相结合, 并对信号解耦提取做进一步的优化处理, 从 δ 轴系电流分离出目标误差角信号, 省去了观测器环节, 简化了繁琐的计算过程, 提高系统控制效率。I/f 与高频方波注入相结合的控制策略其主要思想控制框图如图4所示。

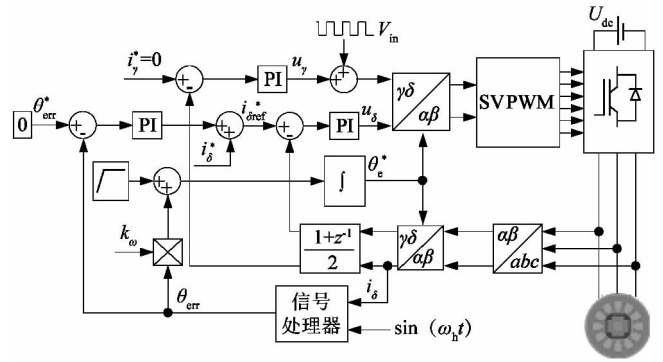


图4 开环 I/f 与高频方波注入法相结合控制框图

Figure 4 Control block diagram of open-loop I/f combined with high frequency square wave injection method

该系统中在虚拟的 γ 轴上注入高频方波电压信号 V_{in} , 通过 Park 变换和 SVPWM 调制后, 输出三相 6 路 PWM 信号供给控制电机。对电机三相电流采样并经过 Clark 变换与 Ipark 变换转换到 γ - δ 轴系下。对 δ 轴电流进行信号处理, 对从高频的 δ 轴电流中提出转子位置信息。通过观测器观测出实际的转子位置角, 与给定 θ_e^* 作差, 得到轴系间误差角 θ_{err} 。当 θ_{err} 角为 0 时, 功角达到 90° , i_δ 在 q 轴上的投影最大, 由此对 θ_{err} 角闭环调节, 经过 PI 调节器后对给定电流 i_δ 进行调控。传统的 L/f 控制电机速度环开环控制, 本方法将提取出的误差角信息与给定转速做闭环调节。当稳态平衡时, 误差角 θ_{err} 收敛到 0, 若此时负载突然增大, d - q 轴系转速变小, γ - δ 轴系将超前于 d - q 轴系, 使得 $\theta_{err} < 0$, 做闭环反馈后虚拟的 γ - δ 转速也将下降, 直到误差角再次收敛达到稳态, 提高了电机抗负载扰动的能力。

2.2 转子位置角的提取

构建电机在 d - q 轴系下的电压方程为:

$$\left. \begin{aligned} u_d &= Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q; \\ u_q &= Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \Psi_f. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

式中: u_d, u_q, i_d, i_q 分别为 d - q 轴系下的电压与电流; R 为定子电阻; L_d, L_q 分别为 d - q 轴的电感; ω_e 为电角速度; Ψ_f 是电机永磁体的磁链。

在低速时, 电机的反电势值很小可以忽略。电机注入的高频信号频率远远大于基波频率, 因此电阻的阻抗也可以忽略, 视为纯感性负载, 在高频下简化的电压方程为:

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{dh}}{dt} \\ \frac{di_{qh}}{dt} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

式中: $u_{dh}, u_{qh}, i_{dh}, i_{qh}$ 分别为 d - q 轴系下高频电压与高频电流。

由图 2 所示, d - q 轴系与 γ - δ 轴系之间的关系为:

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{err} & \sin \theta_{err} \\ -\sin \theta_{err} & \cos \theta_{err} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\gamma h} \\ u_{\delta h} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

d - q 轴系与 α - β 轴系之间的关系为:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{dh}}{dt} \\ \frac{di_{qh}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{ah}}{dt} \\ \frac{di_{bh}}{dt} \end{bmatrix}. \quad (12)$$

注入的高频方波信号为:

$$\begin{bmatrix} u_{\gamma h} \\ u_{\delta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \pm U_h \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (13)$$

注入高频信号后在 γ - δ 轴系下电流 i_{dq} 由基频分量 i_{dql} 和高频分量 i_{dqh} 合成而成, 提取高频电流获取转子的位置信息。如图 5 所示, 注入的高频方波频率和三相 PWM 频率相等, 每个周期内对电流采样 2 次。由于注入频率和采样频率很高, 在 1 个周期内电流的基频分量变化不大, 视为定值偏置。利用式 (14) 相邻 2 次电流求和获得低频电流, 利用式 (15) 相邻 2 次电流作差获得高频电流。

$$G_{lpf}(z) = \frac{1}{2}(1 + z^{-1}); \quad (14)$$

$$G_{hpf}(z) = \frac{1}{2}(1 - z^{-1}). \quad (15)$$

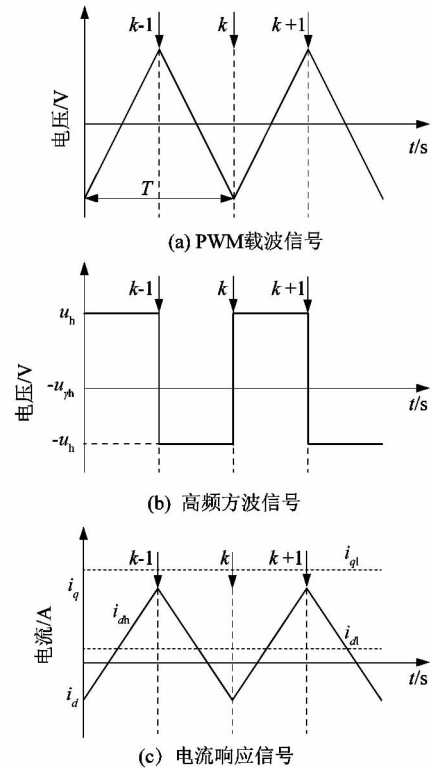


图 5 高频注入信号和电流响应时序图
Figure 5 Timing diagram of high frequency injection signal and current response

综合式(10)~(13)可得:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{\gamma h}}{dt} \\ \frac{di_{\delta h}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_q \cos^2 \theta_{err} + L_d \sin^2 \theta_{err}}{L_d L_q} & \frac{(L_q - L_d) \sin \theta_{err} \cos \theta_{err}}{L_d L_q} \\ \frac{(L_q - L_d) \sin \theta_{err} \cos \theta_{err}}{L_d L_q} & \frac{L_q \cos^2 \theta_{err} + L_d \sin^2 \theta_{err}}{L_d L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \pm U_h \\ 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

$i_{\gamma h}$ 和 $i_{\delta h}$ 前后 2 次采样电流的差值 $\Delta i_{\gamma h}$ 和 $\Delta i_{\delta h}$ 分别为:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{\gamma h} &= \pm U_h \Delta T \left(\frac{\cos^2 \theta_{err}}{L_d} + \frac{\sin^2 \theta_{err}}{L_q} \right); \\ \Delta i_{\delta h} &= \pm U_h \Delta T \frac{1}{2} \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \sin 2\theta_{err} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

$$f(t) = \begin{cases} U_h, 0 \leq t < \frac{T}{2}; \\ -U_h, -\frac{T}{2} \leq t < 0. \end{cases} \quad (18)$$

对式(18)周期性方波函数而言,通过傅里叶分解可以展开成若干不同奇数频率的正弦波相迭加:

$$\begin{aligned} f(t) &= \frac{4U_h}{\pi} (\sin \omega_h t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_h t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_h t + \\ \dots) &= \frac{4U_h}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{2n-1} \right) \sin [(2n-1)\omega_h t]. \end{aligned} \quad (19)$$

式中 ω_h 为高频方波信号的频率。

如图 6 所示,对 δ 轴电流相关信号进行滤波,设置带通滤波器 BPF 的频率和注入的方波信号的频率相同,除去高次谐波,仅保留频率为 ω_h 的电流信号。对此信号分量注入频率为 ω_h 的正弦信号,通过低通滤波器滤波可得到含有转子误差角 θ_{err} 的相关信息,反馈给给定值 θ_{err}^* 做闭环调节,对电机的电流和位置进行控制。

$$\text{LPF}(\Delta i_{\delta \text{BPF}} \sin \omega_h t) = \frac{U_h \Delta T}{\pi} \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \sin 2\theta_{err} = k \sin 2\theta_{err} \quad (20)$$

其中 k 为固定值系数,当误差角很小时,其正弦值约等于自身弧度。

$$k \sin 2\theta_{err} \approx k \theta_{err} \quad (21)$$

结合式(21),当误差角足够小的时候,式(20)可

转化为:

$$i_{\delta \text{ref}}^* = i_{\delta}^* - k_1 \theta_{err} - k_2 \int_0^t \theta_{err} dt \quad (22)$$

式中: $k_1 = 2k \hat{k}_p$, $k_2 = 2k \hat{k}_i$ 。

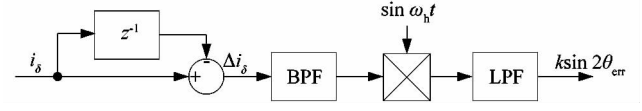


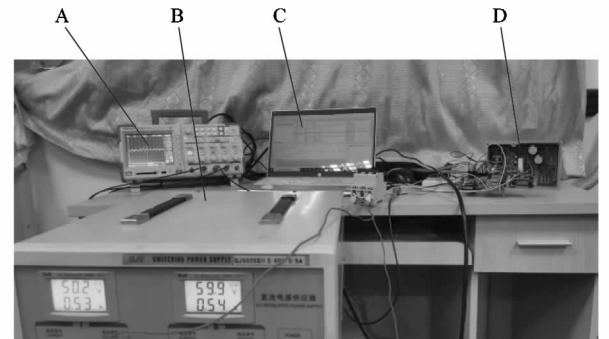
图 6 信号处理方式

Figure 6 Signal processing block diagram

传统的 I/f 速度环为开环,只有给定电角速度 ω^* 。在本研究中利用反馈的误差角信息 θ_{err} 对角速度做闭环正反馈。与开环的 I/f 控制策略相比,本节中提出的控制策略对 IPMSM 固定的给定电流做闭环调节,改善了电流的利用率低的问题,提高电流响应的动态性能。对电机的速度做闭环调节补偿,与开环 I/f 相比提高了系统的抗扰动能力。该方法亦省去了传统的方波注入法中的锁相环与观测器环节,一定程度上简化了复杂的信号解耦与参数整定,使得由电流获取转子位置信号的方法更为简单。

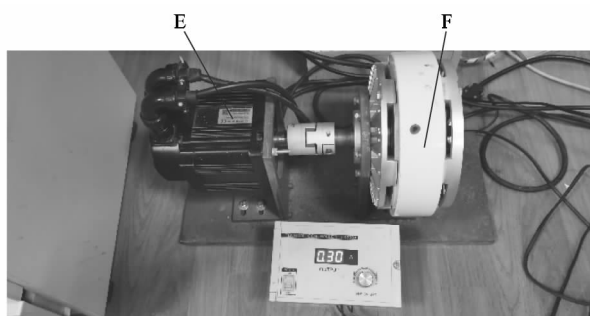
3 实验验证与分析

为了实验验证课题组提出的改进型 I/f 与高频方波注入混合控制策略,搭建了如图 7 所示的实验控制测量平台,对电机启动和负载突变进行实验测试。其中:A 为 Tektronix TPS 2024 示波器;B 为直流稳压源,输出 110 V 直流电压为三相逆变器提供母线电压;C 为 CCS 上位机控制软件;D 为实验所用的控制板与功率板,德州仪器的 TMS320F28035 为本实验采用的控制芯片;E 为被控对象 4 对极永磁同步电机;F 为磁粉调速器,为电机 E 提供负载转矩。



A—示波器; B—直流稳压源; C—上位机控制软件; D—控制板与功率板。

(a) 硬件控制与测量平台



E—永磁同步电机; F—磁粉调速器。

(b) 被控永磁同步电机与实验负载

图7 实验平台实物图

Figure 7 Picture of experimental platform

首先对电机从启动到稳态过程中2种控制策略的实际控制效果进行实验对比。传统的 L/f 控制方法下实验波形如图8所示。从图8可以看出传统的开环控制策略下给定电流 $i_{\delta\text{ref}}^*$ 恒为 5 A, 轴系误差角约收敛到 54° , 则功角约为 36° , A 相电流稳定在 $-5 \sim 5$ A 区间。传统的控制方法给定电流为恒定值无法调控, 电流的利用率较低。

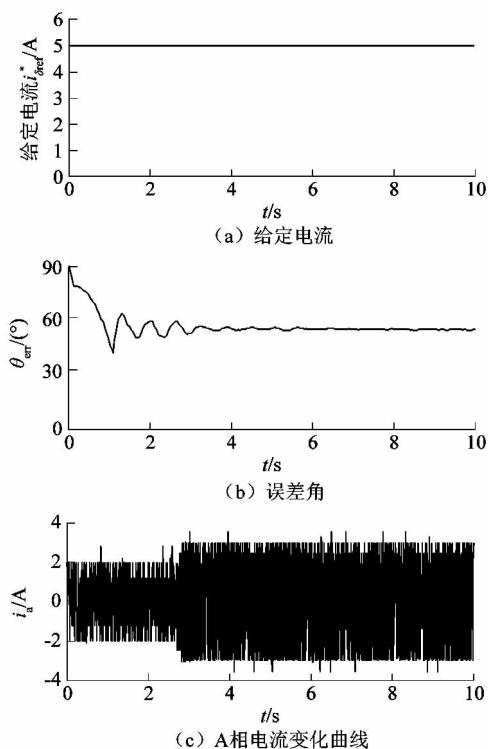


图8 传统开环控制策略下各变量波形

Figure 8 Variable waveforms under open-loop control strategy

改进的 L/f 控制与高频方波注入相结合的策略中注入高频方波电压信号的频率为 5 kHz, 幅值为 18 V, 电流采样频率为 10 kHz。图9所示为该方法下电机启动至稳态的动态过程中各变量变化曲线。转速从 0 逐渐上升到 300 r/min, δ 轴电流给定值由 5 A 逐渐下降到 3 A 左右, 轴系夹角最终收敛到 0° 左右, A 相电流幅值启动过程中逐渐衰减, 最终稳态, 远低于传统方法中的 5 A。通过将 2 种策略对比可以得出: 改进的控制方法实现了对给定电流的闭环可控, 减小了轴系夹角, 改进了传统 L/f 方法的弊端, 提高了电流的利用率, 降低了电机的铜损, 提升了系统的效率。

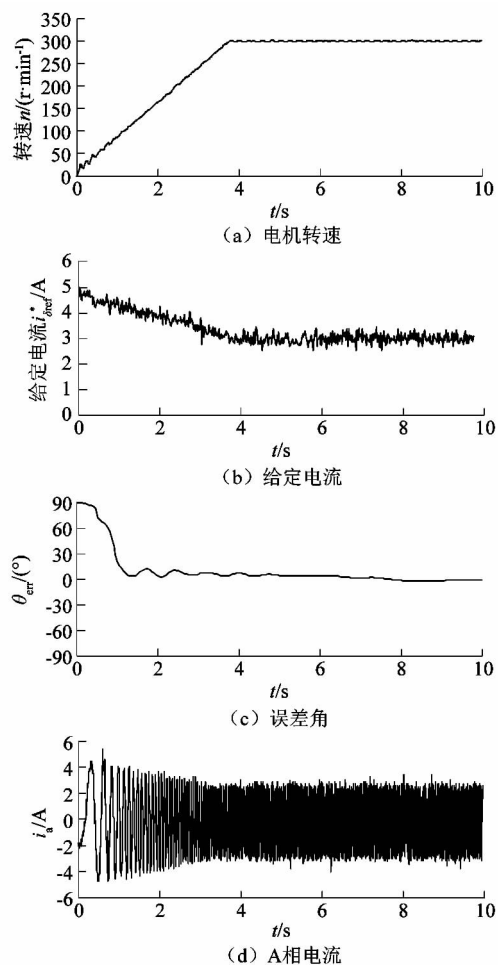


图9 混合控制策略下启动到稳态各变量波形

Figure 9 Variable waveforms under mixed control strategy

在 L/f 与高频方波注入相结合方法下进行负载突变。图10所示为在电机稳态时, 突减负载各变量变化情况。电机的转速先增大至 372 r/min 左右, 而后再

次降低到 300 r/min 上下稳态,上下波动范围不超过 ± 2 r/min。受负载降低的影响,实际的转子轴系 d - q 轴系角速度增大,轴系间夹角 θ_{err} 扩大,给定电流 i_{dref}^* 的幅值下降,在闭环调节下 θ_{err} 再次收敛到 0° 附近,上下波动范围不超过 $\pm 3^\circ$,给定电流 i_{dref}^* 收敛至 2 A 左右,系统再次达到平衡。

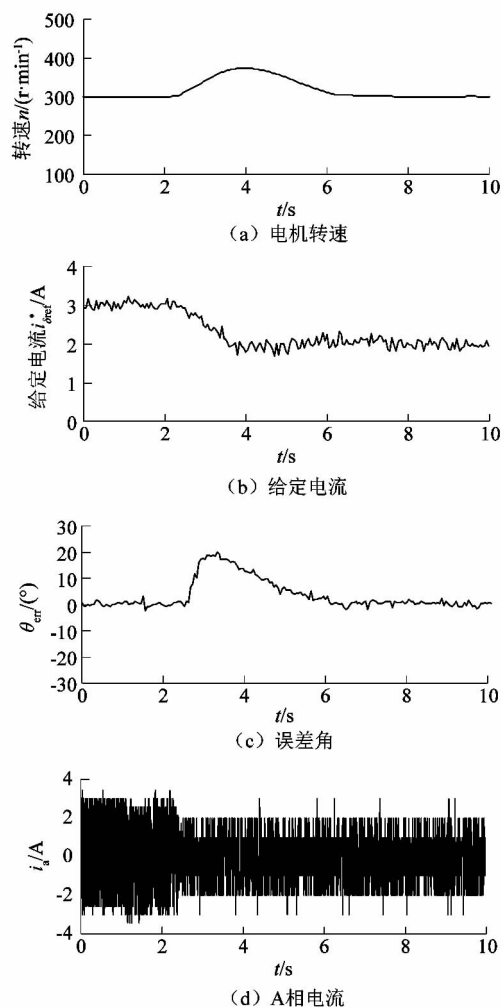


图 10 突减负载时各变量波形

Figure 10 Experimental waveforms with decreasing load torque decreasing

同理,突增负载时各变量波形如图 11 所示。在 2.6 s 左右时突增负载,实际的转子轴系角速度下降,电机转速下降到 225 r/min 左右,轴系间误差角跌至 -23° 左右,电流逐步增大,通过“转矩—功角自平衡”效应和混合控制策略的闭环反馈调控后,最终达到新的稳态,电流收敛到 3 A 左右。通过负载突变实验证明了课题组提出的方法使得系统的转速和电流具有较

好动态性能,提升了系统的抗扰能力。

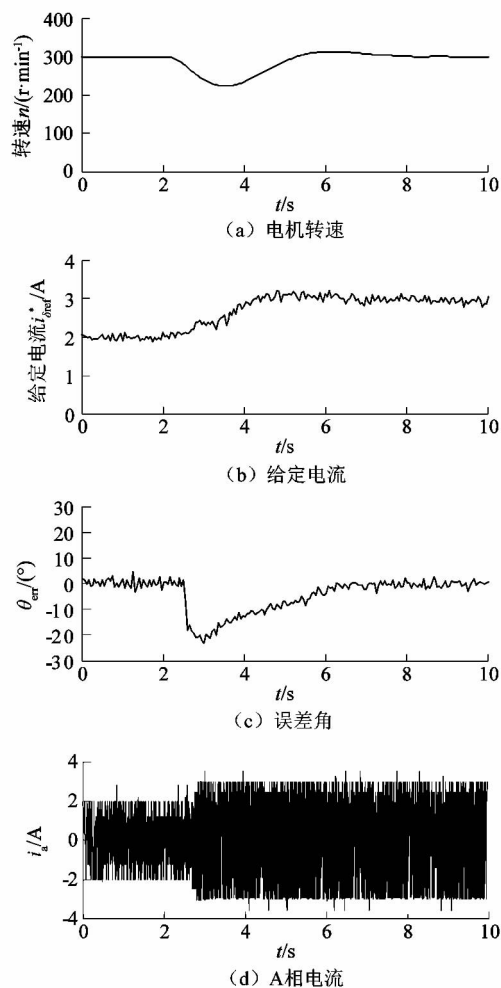


图 11 突加负载时各变量波形

Figure 11 Experimental waveforms with increasing load torque increasing

4 结语

针对传统的 L/f 控制方法存在的给定电流无法调节等缺点,课题组提出了一种改进的控制策略:将高频方波注入法与 L/f 控制方法相结合,并进一步对转子位置角提取环节进行简化,省去了复杂的信号处理与参数整定环节。通过实验证明了该方法可以达到预期的效果,轴系间误差角可以稳态至 0° 左右,提高了电机电流的利用率和系统的控制效率,具有良好动态抗扰性能,与 L/f 方法相比系统性能有较大改进。

参考文献:

- [1] LI H Y, ZHANG X, LIU S H, et al. Hybrid sensorless control based on L/F and sliding mode observer using current nonlinear regulation

- for PMSM drives [C] // 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems. Harbin; IEEE, 2019; 1.
- [2] RAO G M, BABU M S, RAM B V S. Supervisory performances of PMSM using model reference adaptive control [C] // International Conference on Signal Processing, Communication, Power and Embedded System (SCOPES) . Paralakhemundi, India; IEEE, 2016; 254 – 260.
- [3] HAN X, TENG Q F, LUO W D. Model predictive torque control for PMSM driven by three-level inverter based on extended kalman filter speed observer [C] // IEEE International Conference of Intelligent Robotic and Control Engineering. Lanzhou; IEEE, 2018; 166 – 170.
- [4] WU X K, XU H P. Research on the state equation of the position loop and speed loop in the PMSM cascade sliding mode control [C] // International Conference on Electric Information and Control Engineering. Wuhan; IEEE, 2011; 3553 – 3555.
- [5] RACA D, HARKE M C, LORENZ R D. Robust magnet polarity estimation for initialization of PM synchronous machines with near-zero saliency [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44 (4) : 1199 – 1209.
- [6] ORTEGA C, ARIAS A, CARUANA C, et al. Sensorless direct torque control of a surface mounted PMSM using high frequency injection [C] // IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Montreal; IEEE, 2006; 2332 – 2337.
- [7] KIM D, KWON Y, SUL S, et al. Suppression of injection voltage disturbance for high-frequency square-wave injection sensorless drive with regulation of induced high-frequency current ripple [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52 (1) : 302 – 312.
- [8] KUNG Y S, RISFENDRA R. ModelSim/simulink co-simulation of a sensorless control for PMSM drives based on I-F startup and EKF [C] // International Conference on Applied System Innovation. Okinawa, Japan; IEEE, 2016; 3.
- [9] FENG H C, SHANG B Y, GAO L Z. A closed-loop I/f vector control for permanent magnet synchronous motor [C] // 9th International Conference on Modelling, Identification and Control. Kunming; IEEE, 2017; 967.
- [10] NAIR S V, HATUA K, PRASAD N D, et al. A smooth and stable open-loop I-F control for a surface mount PMSM drive by ensuring controlled starting torque [C] // IECON 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Washington; IEEE, 2018; 356.
- [11] BORISAVLJEVIC A, POLINDER H, FERREIRA J. Realization of the I/f control method for a high-speed permanent magnet motor [C] // The XIX International Conference on Electrical Machines – ICEM. Rome, Italy; IEEE, 2010; 2 – 4.
- [12] 周成林. 永磁同步电机无位置传感器控制技术研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2019; 33 – 36.
- [13] 王萌, 杨家强, 张翔, 等. 一种表贴式永磁同步电机电流矢量闭环 I/f 控制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35 (10) : 2513 – 2521.
- [14] SHEN H L, ZHANG C W. A new efficient sensorless I/f control method for IPMSM drives [C] // IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE) . Edinburgh, UK; IEEE, 2017; 209213.