

PMSM 抑制 I/f 启动策略稳态速度波动的新型方法

尹泉¹, 张馨月¹, 罗慧¹, 李海春¹, 向峰昊²

(1. 华中科技大学 自动化学院, 湖北 武汉 430074; 2. 郑州
外国语学校 AP 国际班, 河南 郑州 450000)

摘要:针对表贴式永磁同步电机无位置传感器 I/f 启动策略的性能进行了深入的研究, 针对电机速度达到稳态值后波动过大、收敛较慢的问题, 提出了一种新型的速度波动抑制算法, 该算法首先基于瞬时功率理论对电机转子位置角进行估算, 通过得到的转子位置角建立负载转矩观测器实时观测速度达到稳态值后的负载变化, 并将其作为电磁转矩的指令值, 进而得出保证电磁转矩与负载转矩相等的给定电流幅值, 实现了电机转速波动的有效抑制, 最后在 Matlab/Simulink 仿真环境中搭建系统控制模型验证了算法的有效性, 并在基于 DSP28335 的物理实验平台上验证了算法的实用性。

关键词: I/f 启动策略; 稳态速度波动抑制; 瞬时功率; 负载转矩观测器

中图分类号: TM28 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed19199

A New Method to Reduce Steady State Velocity Fluctuation of the I/f Starting Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motor

YIN Quan¹, ZHANG Xinyue¹, LUO Hui¹, LI Haichun¹, XIANG Fenghao²

(1. College of Automation, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, Hubei, China; 2. AP International Class, Zhengzhou Foreign Language School, Zhengzhou 450000, Henan, China)

Abstract: The performance of the non-position sensor I/f control strategy for the surface permanent magnet synchronous motor (SPMSM) was studied. A new suppression algorithm was proposed to solve the problem of the steady state velocity fluctuation. The algorithm was based on instantaneous power theory to estimate the rotor position angle and the load change of the load torque observer was established through the rotor position angle obtained. As an instruction value of electromagnetic torque, it could be used to obtain a given current amplitude which could ensure that the electromagnetic torque was equal to the load torque. Finally, the effective suppression of velocity fluctuation was realized and a system control model was established in Matlab/Simulink simulation environment to verify the effectiveness of the algorithm, and the practicability of the algorithm was verified on the physical experiment platform based on DSP28335.

Key words: I/f starting strategy; suppression of steady state velocity fluctuation; the instantaneous power; the load torque observer

永磁同步电机因其优越的性能广泛应用于伺服控制系统中^[1], 无位置传感器的 PMSM 控制技术降低了系统的复杂性, 增强了系统的抗干扰能力, 具有重要的研究意义^[2-5]。

在 PMSM 无位置传感器的多种控制策略中, I/f 启动策略因其算法结构简单, 保证控制系

统稳定、高效的优点在电机的低速启动控制中得到了广泛应用, 也成为近几年许多国内外学者的研究热点。 I/f 启动策略最早由奥尔堡大学的学者 Marius Fatu 提出^[6], 基本原理为在电机同步旋转坐标系中给定一个旋转的电流矢量, 电流矢量的旋转速度为给定速度, 其旋转的过程中带动

基金项目: 国家自然科学基金(61374049); 中央高校基本科研业务费专项资金(2017KFYXJJ174)。

作者简介: 尹泉(1968—), 男, 博士, 教授, Email: yinquans@163.com

同步电机转子旋转,电流矢量加速达到给定期望速度值后,同步电机实际速度围绕给定值波动并逐渐收敛,到此低速启动完成。与实现同步电机低速启动的另一种常见算法—— U/f 控制策略相比^[7], I/f 启动策略实现了系统电流的闭环控制,在负载波动的情况下保证了系统的稳定性。但 I/f 启动策略存在一个不可避免的缺点:当电机速度达到稳态速度值后,受给定电流矢量的位置影响,电机速度波动较大收敛较慢。为了加快同步电机达到稳态速度值后的收敛速度,有学者针对 U/f 控制策略提出了一种基于瞬时有功功率给控制系统加入阻尼转矩的方法^[8-9],阻尼转矩的引入对速度波动的幅度进行了一定程度的减弱,加快了收敛速度。进而有学者将此方法应用在 I/f 启动策略中^[10-12],成功实现了电机转速的快速收敛,有效地抑制了电机的速度波动,但所提算法中个别参数较难调节,算法实施难度较高。

本文在上述方法的基础上提出了一种电机速度波动抑制的 I/f 启动策略新型算法,首先借助于系统的瞬时有功功率与瞬时无功功率估算 I/f 启动策略中电机实际的转子位置角,利用求得的电机实际转子位置角建立负载转矩观测器,将电机速度达到稳态值后实时观测的负载转矩作为此阶段电机输出实际电磁转矩的指令值,进而得到系统所需给定电流的实际值,并以此替换系统原有的给定电流值,因此在电机速度达到稳态值后实现了电磁转矩与负载转矩的平衡,而电机速度出现波动的根本原因是电磁转矩与负载转矩的不平衡,因此所提算法从根本上消除了电机进入稳态转速值后的速度波动,实现了速度值的快速收敛,最后通过 Matlab/Simulink 仿真验证了上述算法的有效性,并在基于 DSP28335 的物理实验平台上验证了算法的实用性。

1 I/f 启动策略基本原理介绍

I/f 启动策略是一种速度开环、电流闭环的矢量控制策略,主要通过给定的旋转电流矢量带动同步电机的转子旋转,实现电机的低速启动。

设给定电流矢量所在轴系为 $m-n$ 坐标系,电机的同步旋转坐标系为 $d-q$ 坐标系,由给定电流与电机实际电流构成的矢量图如图 1 所示。图 1 中, θ 为给定电流矢量 i 与电机 d 轴之间的夹角, θ_1 为给定电流矢量 i 与电机 q 轴之间的夹角,

θ_2 为电机输出电压矢量 U 与给定电流矢量之间的夹角。

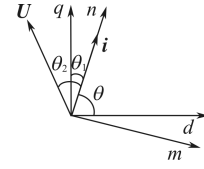


图 1 矢量图

Fig. 1 Vector graph

本文研究对象为表贴式永磁同步电机,其数学模型中定子电压方程为

$$U_s = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} + \frac{d\Psi_m}{dt} \quad (1)$$

式中: U_s 为定子电压, R_s 为定子电阻; L_s 为定子电感, i_s 为定子电流, Ψ_m 为定子磁链。

将式(1)展开成复矢量的形式:

$$U_s e^{j\theta_u} = R_s i_s e^{j\theta_i} + L_s \frac{di_s}{dt} e^{j\theta_i} + j\omega_e L_s i_s e^{j\theta_i} + j\omega_r \Psi_m e^{j\theta_r} \quad (2)$$

式中: ω_e 为给定电流矢量的电角速度; ω_r 为电机实际的电角速度; $\theta_u, \theta_i, \theta_r$ 分别为电压矢量、电流矢量和转速的矢量角。

将式(2)分别沿 m 轴和 n 轴分解,可得如下 2 个分解后的动态电压标量方程:

$$\begin{cases} U_s \sin\theta_2 = \omega_e L_s i_s + \omega_r \Psi_m \cos\theta \\ U_s \cos\theta_2 = R_s i_s + \omega_r \Psi_m \sin\theta + L_s \frac{di_s}{dt} \end{cases} \quad (3)$$

基于 I/f 启动策略的 SPMSM 数学模型中电机运动方程为

$$T_e - T_l = 1.5 n_p \Psi_f i \cos\theta_1 - T_l = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (4)$$

式中: θ_1 为给定电流矢量与电机实际 q 轴之间的夹角, J 为电机的转动惯量, T_l 为负载转矩, T_e 为电磁转矩, n_p 为电机的极对数, Ψ_f 为永磁磁链, Ω 为电机机械角速度。

由式(4)可以看出电磁转矩的值与 θ_1 相关,因此电机实际速度与给定电流矢量的位置角相关。当 $T_e = T_l$ 时,可求得电机开始启动时, d 轴与给定电流矢量 i 之间的角度 θ_0 :

$$1.5 n_p \Psi_f i \cos\theta_0 = T_l \quad (5)$$

当 $\theta_1 = \theta_0$ 时,给定电流矢量所在位置为电机初始加速位置。

当电机速度达到稳态值后,电磁转矩和负载转矩逐渐保持平衡,因此给定电流矢量的位置在电机初始加速位置附近转动并逐渐收敛至启动

位置,这一过程导致电机的实际速度围绕稳态值不断波动,当给定电流矢量的位置逐渐稳定时电机的速度逐渐收敛至稳态值。与传统的同步电机矢量控制方式不同的是:在 I/f 启动策略中,电机转速是开环的,转速的波动幅度无法进行自调节,因此转速波动的幅值变化可能很大且收敛速度较慢。

减弱电机速度进入稳态值后的速度波动且加快收敛速度可以提高 I/f 启动策略的效率,增强控制系统的稳定性。导致电机速度波动过大的根本原因是进入稳态值后电机产生的电磁转矩与负载转矩的差异过大,因此如果在这一阶段使电机产生的电磁转矩和负载转矩快速保持平衡,则电机速度的波动会很小且收敛迅速。当电机速度达到稳态值后,通过建立负载转矩观测器进行负载转矩的估算,并以此作为电磁转矩的指令值,间接求出给定电流矢量幅值的实际指令值,又由式(4)可知电机产生的电磁转矩和给定电流矢量与电机实际 q 轴夹角相关,即与电机实际的转子位置角相关,负载转矩观测器的建立也需要得到电机实时的转子位置角,而在 I/f 启动策略中,并未估算电机的转子位置角,是通过给定电流旋转的电角度带动同步电机启动,因此电机实际转子位置角的估算是解决转速波动问题的关键。

2 基于瞬时功率的电机转子位置角估算

电机的转子位置角即为电机运行过程中转子的机械角位移,由电机的运动方程(4)可知,电机的转子位置角与电机输出的电磁转矩以及电机的速度相关,而电磁转矩与电机输出的电流与电压相关,在 I/f 启动策略中,电机输出的电压与电流信号为已知量,式(3)为同步电机输出电压在 $m-n$ 坐标系中的动态方程,含有与转子位置角相关的角度信息 θ ,以此为切入点进行转子位置角的估算。

对式(3)进行变形,等式两边同乘给定电流幅值 i ,得到如下等式:

$$\begin{cases} Ui \sin\theta_2 = \omega_e L_s i^2 + \omega_r \Psi_m i \cos\theta \\ Ui \cos\theta_2 = R_s i^2 + \omega_r \Psi_m i \sin\theta + L_s i \frac{di}{dt} \end{cases} \quad (6)$$

式(6)中,左边即为电机的瞬时有功功率 P 与瞬时无功功率 Q ,因此式(6)可变为

$$\begin{cases} P = R_s i^2 + \omega_r \Psi_m i \sin\theta + L_s i \frac{di}{dt} \\ Q = \omega_e L_s i^2 + \omega_r \Psi_m i \cos\theta \end{cases} \quad (7)$$

由式(7)可得 θ 的表达式为

$$\theta = \arctan\left(\frac{P - R_s i^2 - L_s i \frac{di}{dt}}{Q - \omega_e L_s i^2}\right) \quad (8)$$

而在基于 I/f 控制策略的控制系统中,瞬时有功功率与瞬时无功功率可通过 $\alpha-\beta$ 坐标系中的电压信号 u_α, u_β 与电流信号 i_α, i_β 计算得到:

$$\begin{aligned} P &= u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta \\ Q &= u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta \end{aligned} \quad (9)$$

由式(8)、式(9)可以得到 I/f 启动过程中给定电流矢量与电机旋转 d 轴之间的夹角 θ ,由图1可知,电机实际旋转 $d-q$ 坐标系与给定电流所在 $m-n$ 坐标系之间夹角 θ_1 与 θ 为互余关系,因此 θ_1 为

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2} - \theta \quad (10)$$

设给定电流矢量的旋转电角度为 θ_g ,给定电流矢量在加速阶段为匀加速圆周运动,由下式可求得 θ_g 为

$$\theta_g = \int_0^t \omega_e dt = \int_0^t 2\pi f dt \quad (11)$$

式中: f 为给定电流矢量的频率, t 为给定电流旋转所用的时间。

在 I/f 启动策略中,令给定电流矢量的初始位置与电机 $d-q$ 坐标系中 d 轴重合,初始时刻,给定电流矢量先开始旋转,由式(4),当 $T_e < T_1$ 时,电机并未开始加速,当给定电流矢量旋转到使得 $T_e > T_1$ 时,电机开始加速,因此在带载运行时给定电流矢量先加速运行一段时间后电机开始启动,此时 q 轴超前给定电流矢量 90° 电角度。由式(10)与式(11),可得到电机转子转过的电角位移 θ_w :

$$\theta_w = \frac{\pi}{2} - \theta + \theta_g - \frac{\pi}{2} = \theta_g - \theta \quad (12)$$

上述算法中瞬时有功功率与瞬时无功功率的计算均基于瞬时无功功率理论,所用的电压与电流信号均为瞬时值,式(3)又为同步电机的动态电压方程,因此上述方法可以准确估算出 I/f 启动过程中任意时刻的电机转子位置角。

3 基于负载转矩观测器的给定电流指令值的求取

I/f 启动策略中电磁转矩与负载转矩的波动

对同步电机的速度有较大影响,特别是当电机速度达到稳态值后,两者的波动直接影响电机速度的波动幅值与收敛速度,本文采取的速度波动抑制算法的核心思想是在速度进入稳态值后,通过估算出的电机转子位置角建立负载转矩观测器实时观测负载转矩的变化,并以此作为电磁转矩的指令值,间接计算出电机所需的保证电磁转矩与负载转矩平衡的给定电流值,达到消除速度波动加快收敛速度的目的。

本文所用的负载转矩观测器为一阶伪微分负载转矩观测器^[13],算法实现过程如下:

由式(4)可得 I/f 启动策略中同步电机负载转矩观测器基本数学模型:

$$\begin{cases} T_1 = T_e - J \frac{d\Omega}{dt} \\ \Omega = \frac{d\theta_1}{dt} \end{cases} \quad (13)$$

式中: θ_i 为电机机械角位移。由于系统反馈信号含有较多的噪声干扰, 因此需要通过低通滤波器进行滤波, 式(13)变为

$$\begin{cases} T_1 = \frac{n}{s+n} (T_e - J \frac{d\Omega}{dt}) \\ \Omega = \frac{m}{s+m} \frac{d\theta_1}{dt} \end{cases} \quad (14)$$

式中: m, n 为常数, 由于过多的微分运算会降低观测器的精度, 因此再次对上式进行变形以减少微分运算, 首先将式(14)变为频域形式如下:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{n}{s+n} (T_e - sJ\Omega) \\ \Omega = \frac{m}{s+m} \frac{d\theta_i}{dt} \end{cases}$$

进而通过因式分解得到下式:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_1 = \frac{n}{s+n} (T_e + nJ\Omega) - nJ\Omega \\ \Omega = \frac{m}{s+m} \frac{d\theta}{dt} \end{array} \right. \quad (15)$$

式(15)即为一阶伪微分负载转矩观测器的最终模型,简化后的微分形式称为伪微分形式。由式(4),当估算得到实际转子位置角后,可求得 θ_1 ,由此可求得实际电磁转矩 T_e 。设观测出的负载转矩为 T_l^0 ,在同步电机速度达到稳态值后,令 $T_e = T_l^0$,由式(10)得到电机实际旋转 $d-q$ 坐标系与给定电流所在 $m-n$ 坐标系之间的夹角 θ_1 ,再由式(4)可求得保证电磁转矩和负载转矩相平衡的给定电流矢量幅值的指令值:

$$i_q^* = \frac{T_l^0}{1.5n_p \Psi_f \cos \theta_l} \quad (16)$$

用上述给定电流幅值指令值替换 I/f 启动控制系统中原有的给定电流幅值,在电机速度进入稳态值后实现了电磁转矩和负载转矩的平衡,电机速度波动幅度减小并快速实现收敛,有效地提高了 I/f 启动策略在 PMSM 控制中的稳定性。

4 仿真分析与实验验证

4.1 仿真分析

为了验证所提速度波动抑制算法的有效性,在 Matlab/Simulink 中搭建系统仿真模型进行仿真分析。

系统控制总体框图如图 2 所示。

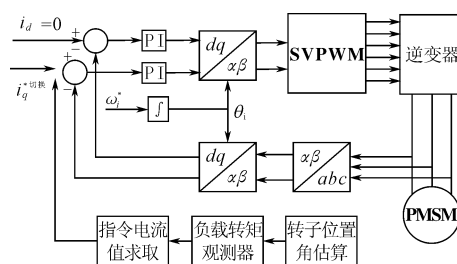


图 2 系统控制框图

Fig. 2 System control block diagram

负载转矩观测器原理框图如图 3 所示。

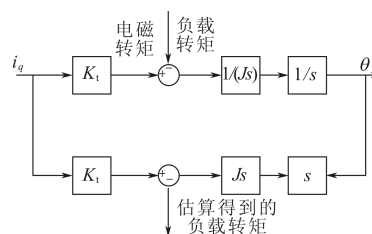


图 3 负载转矩观测器原理框图

Fig. 3 Functional block diagram of load torque observer

图3中, i_q 为电机 q 轴电流值, K_e 为电机反电势常数, J 为电机转动惯量。所用电机为表贴式永磁同步电机, 具体参数如下: 额定电流 10 A, 额定转速 2 000 r/min, 极对数 4, 转动惯量 $0.005\ 4\ \text{kg} \cdot \text{m}^2$, 定子电阻 $0.5\ \Omega$, d 轴电感 $1.4\ \text{mH}$, q 轴电感 $1.4\ \text{mH}$, 永磁磁链 $0.2\ \text{Wb}$ 。

设定初始电流值为 7.5 A, 负载转矩为 4 N·m, 期望稳态速度值为 750 r/min, 取给定斜率为 157 rad/s², I/f 启动电机加速 0.5 s 即可达到稳态速度值, 保证了速度响应的快速性。仿真中 0.5 s 后进行给定电流矢量幅值的切换, 以实现电磁转矩和负载转矩的快速平衡, 通过瞬时有

功率与瞬时无功功率估算得到的电流矢量与电机 d 轴之间夹角 θ 波形与观测误差 θ_{err} 波形如图 4 所示。

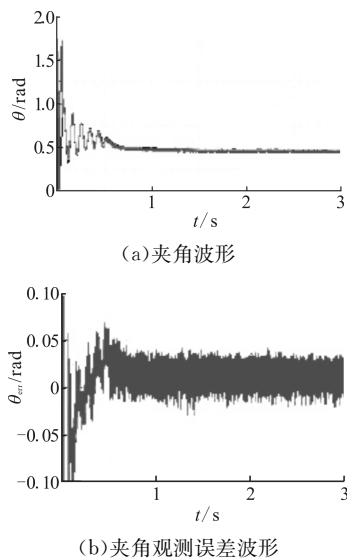


图 4 夹角波形与观测误差波形

Fig. 4 Angular waveform and observation error waveform

由图 4 可知,角度估算误差约为 0.03 rad,电机转子位置角可由上述夹角计算得到,因此估算误差相同,电机实际转子位置角波形与电机输出 A 相电流波形如图 5 所示。

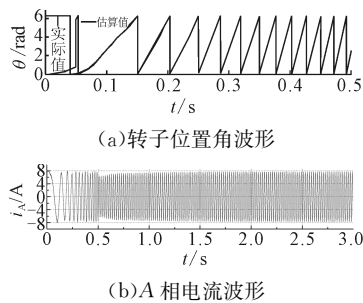
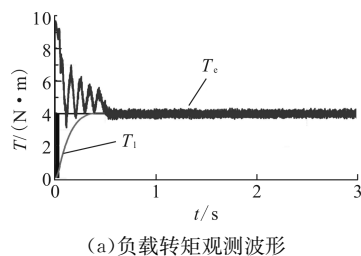


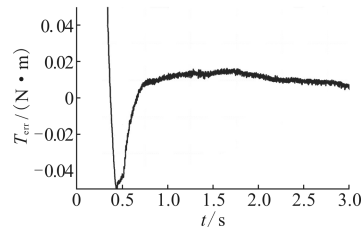
图 5 角度观测波形与电流波形

Fig. 5 Angular observation waveforms and current waveform

仿真中通过一阶伪微分负载转矩观测器进行负载转矩的实时观测,通过调节转矩观测模型中低通滤波器的参数保证负载转矩响应的快速性,电磁转矩 T_e 、负载转矩 T_l 观测波形与观测误差 T_{err} 如图 6 所示。



(a) 负载转矩观测波形



(b) 负载转矩观测误差

图 6 负载转矩观测波形与观测误差

Fig. 6 Load torque observation and observation error waveforms

负载转矩观测误差为 0.025 N·m 低通滤波器的存在给负载转矩观测器带来了观测滞后,产生一定的误差,由于转速波动抑制算法的主要目的是对转速波动幅度进行抑制,转子位置角的估算误差以及负载转矩的观测误差均较小,因此对抑制效果影响较小。图 6 中 0.5 s 后电流矢量幅值进行了切换,电机输出的电磁转矩快速收敛至负载转矩,因此转速波动会迅速减小,与电流矢量幅值未进行切换的速度波形进行对比,两者整体速度波形如图 7 所示。

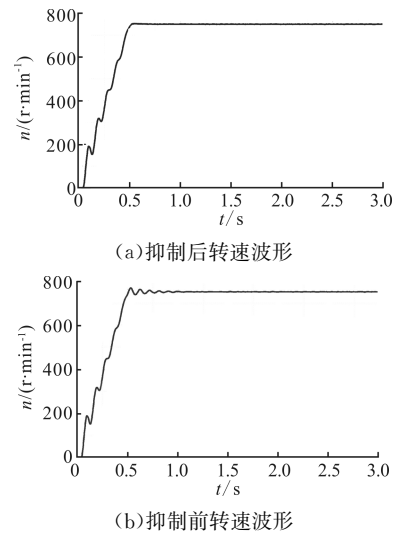


图 7 抑制前后电机转速总体波形

Fig. 7 The overall motor speed waveforms before and after suppress

将电机进入稳态值后的转速波动局部放大如图 8 所示。由图 8 可看出进行给定电流矢量幅值切换后,切换瞬间转速波动即可快速减小,速度超调量较小,约为 0.33%,转速迅速实现收敛;而未进行电流幅值切换的基本 I/f 控制算法中,电机速度达到稳态值后,超调量约为 2.3%,且波动一段时间才可逐渐收敛,控制性能较差,控制系统可靠性较低,而本文提出的转速波动抑制算法使

得电机加速到稳态速度值后转速迅速收敛,增强了系统的可靠性,有效提高了 I/f 启动策略的控制性能。

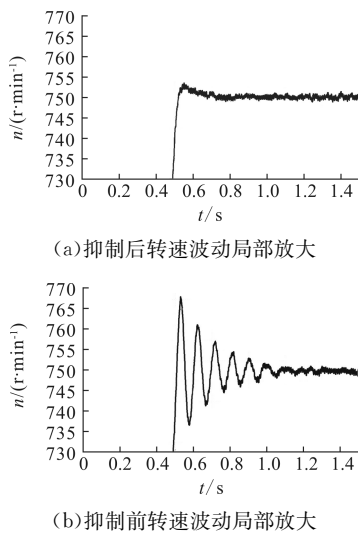


图 8 转速波动局部放大对比图

Fig. 8 Local magnification comparison of speed fluctuation

4.2 实验验证

为了验证本文所提控制方案的实用性,搭建物理实验平台,对控制方案进行实验验证,实验电机参数与仿真电机参数相同。实验平台中采用与实验电机同轴连接的永磁同步电机作为负载,实验电机利用本文所设计的改进式 PMSM 无位置传感器 I/f 启动策略控制系统驱动,负载电机利用伺服驱动器驱动。

实验电机仍为表贴式永磁同步电机,实验电机参数与仿真电机参数相同,给定 q 轴电流为 7.5 A,恒负载转矩为 4 N·m,稳态速度值为 750 r/min,给定斜率取值为 157 rad/s²,加速 0.5 s 达到稳态速度值。实验中得到的负载转矩观测波形与转子位置角观测波形如图 9 所示。

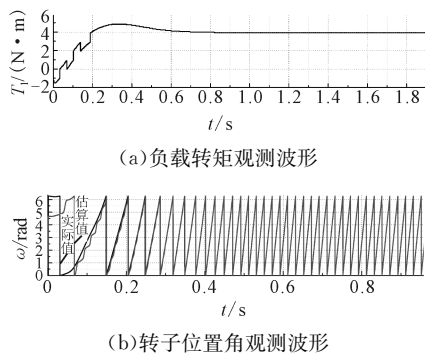


图 9 负载转矩及转子位置角观测实验波形

Fig. 9 Experimental waveforms of load torque and angular observation

新算法中采用的一阶微分负载转矩观测器需要电机转速的估算值参与计算,而转速估算值由观测到的转子位置角微分得到,实际实验中微分运算会产生较大的噪声干扰,负载观测的初始阶段存在较大扰动量,电机转子位置角的观测误差约为 8%。

转速波动抑制前后的速度波形如图 10 所示。

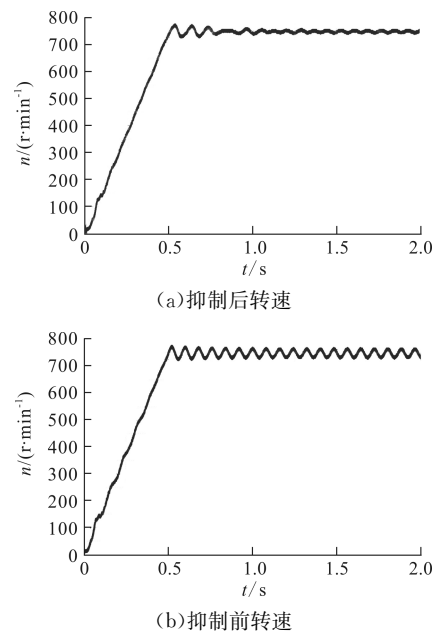


图 10 抑制前后转速实验波形

Fig. 10 Speed test waveforms before and after suppress

由图 10 可以看出 1 s 后当负载转矩观测值逐渐收敛后,电机输出电磁转矩开始实现与负载转矩的快速平衡,电机转速波动迅速减小,1 s 后基本可以实现收敛,其中给定斜率的取值与仿真中相同,转速响应较快,转速上升曲线较为平滑。将基本 I/f 控制中的转速波动与采用速度波动抑制算法后的转速波动进行局部放大后如图 11 所示。

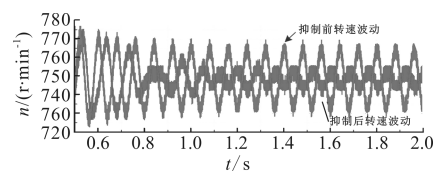


图 11 转速波动局部放大实验波形

Fig. 11 The experimental waveforms of speed fluctuation partially amplifies

基本 I/f 控制中当电机转速达到稳态值后,转速波动约为 50 r/min,2 s 后转速波动减小为 35 r/min,收敛速度较慢;进行转速波动抑制后,

1 s 后转速波动幅值迅速减小,波动幅度约为 15 r/min,由于实际应用中电机带载运行时存在抖动,负载转矩观测也存在一定误差,因此 1 s 后转速可近似为已收敛至稳态速度值,与基本 I/f 控制相比转速波动已实现大幅度减小,电机运行性能得到较大改善,因此算法可行性已得到验证。

5 结论

论文针对永磁同步电机传统 I/f 启动策略电机速度进入稳态值后波动过大收敛较慢的问题提出了一种新型高效的速度波动抑制算法。

1)该算法基于瞬时有功功率与瞬时无功功率对给定旋转坐标系与实际旋转坐标系之间的夹角进行估算并得出电机的实际转子位置角。

2)基于估算出的电机实际转子位置角建立一阶伪微分负载转矩观测器,实时观测电机的负载转矩变化,并以此作为电机输出电磁转矩的指令值,减小电磁转矩与负载转矩之间的误差。

3)根据得到的电磁转矩的指令值间接计算出给定电流幅值的指令值,实现了电磁转矩与负载转矩的平衡,从根本上解决了电机的速度波动问题,通过 Matlab 仿真分析与物理实验验证,验证了所提算法的可行性与实用性。

4)论文所提算法对于同步电机的参数具有较强的依赖性,当电机带载启动时,转动惯量的值会发生变化,因此实际应用中带载启动时可对电机的转动惯量进行实时的观测以提高算法的精度。

参考文献

- [1] 袁登科,徐延东,李秀涛,等. 永磁同步电机变频调速系统及其控制[M]. 北京:机械工业出版社,2015.
- [2] Wu R S, Slemon G R. A Permanent Magnet Motor Drive Without a Shaft Sensor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1991, 21(5): 1005—1011.
- [3] Ogasawara S, Akagi H. An Approach to Real-time Position Estimation at Zero and Low Speed for a PM Motor Based on Saliency[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(1): 163—168.
- [4] Magnu Jansson, Lennart Harnfors, Mats Leksell. Synchronization at Startup and Stable Rotation Reversal of Sensorless Nonsalient PMSM Drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 53(2): 379—387.
- [5] Boldea I, Paicu M C, Andreescu G. Active Flux Concept for Motion-sensorless Unified AC Drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(5): 2612—2618.
- [6] Fatu M, Teodorescu R, Boldea I, *et al.* I—F Starting Method with Smooth Transition to EMF Based Motion-sensorless Vector Control of PM Synchronous Motor/Generator [C]//in Conf. Rec. Power Electron. Spec. Conf., 2008, 28(11): 1481—1487.
- [7] Perera P D C, Blaabjerg F, Pedersen J K, *et al.* A Sensorless Stable V/f Control Method for Permanent-magnet Synchronous Motor Drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(3): 783—791.
- [8] Ancuti R, Boldea I, Andreescu G D. Sensorless V/f Control of High-speed Surface Permanent Magnet Synchronous Motor Drives with Two Novel Stabilising Loops for Fast Dynamics and Robustness[J]. IET Electric Power Applications, 2010, 4(3): 149—157.
- [9] Agarlita S C, Coman C E, Andreescu G D, *et al.* Stable V/f Control System with Controlled Power Factor Angle for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives[J]. IET Electric Power Applications, 2013, 7(4): 278—286.
- [10] Jufeng Yang, Wenxin Huang, Ruiwu Gao, *et al.* A Closed-loop I/f Sensorless Control Based on Current Vector Orientation for Permanent Magnet Synchronous Motors [C]// 15th ICEMS, 2015: 1609—1614.
- [11] 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.
- [12] Shen Hanlin, Zhang Chengwei. A New Efficient Sensorless I/f Control Method for IPMSM Drives [C]//the IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics, 2017: 209—213.
- [13] 纪科辉, 沈建新. 采用扰动转矩观测器的低速电机伺服系统[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(15): 100—106.

收稿日期: 2018—06—19

修改稿日期: 2018—08—10