

[自控·检测]

DOI:10.3969/j.issn.1005-2895.2019.04.010

# 一种永磁同步电机 I/f 控制的改进方法

何志敏, 马钧华

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

**摘要:**为了提高无位置传感器永磁同步电机(PMSM)锯板电机的控制精度和动态响应灵敏度,课题组在 I/f 控制的基础上提出一种改进方案以提高负载冲击时的运行稳定性。该方案通过检测功率因数角感知负载的变化,补偿给定电流幅值跟随负载转矩,通过实时补偿给定参考位置解决瞬时负载冲击时转子角度变化过快的问题,持续大负载造成电流较大时通过减速释放动能来平衡负载直至堵转,解决了 I/f 控制方法下的失步问题。实验结果表明:电机样机能够承受瞬时转矩冲击,且在持续大负载转矩下保持电磁转矩输出;在负载降低后,系统可以自动恢复转速运行,全程无失步。

**关键词:**永磁无刷同步电机; I/f 位置开环控制; 电流幅值补偿; 参考位置补偿; 转速自适应调节

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1005-2895(2019)04-0052-06

## Improved Method Based on I/f Control Strategy of PMSM

HE Zhimin, MA Junhua

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

**Abstract:** In order to improve the control accuracy and dynamic response sensitivity of sensorless permanent magnet synchronous motor (PMSM) saw motor, an improved method based on I/f control strategy was proposed to improve operation stability under impact torque. The propose method detected power factor angle to judge the variation of load. Current amplitude compensation was applied to follow load torque, the reference position compensation was applied to solve the fast variation of rotor angle under transient torque impact, and motor speed was reduced to release kinetic energy to balance the load until zero speed when large current occurs due to continuous heavy load, which solved the synchronization losing problem of I/f control strategy. Experimental results verified that the prototype motor can withstand instantaneous torque impact, and maintain electromagnetic torque output under continuous high load torque. When load torque decreased, the motor could automatically accelerated to initial speed, without synchronization losing in whole operation process.

**Keywords:** PMSM (permanent magnet synchronous motor); I/f control strategy; current amplitude compensation; reference position compensation; adaptive speed adjustment

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)由于其损耗少、效率高和节电效果明显等优点,已广泛应用于工业驱动领域。由于应用环境、系统成本和空间体积等因素限制,在无法安装位置传感器的应用场合,通常采用无位置传感器方式控制电机。PMSM的无位置传感器控制方式主要有2类。第1类是通过电动势、 $d-q$ 轴电感、电流等电机状态量估算转子实际位置,例如适用于中高速阶段的磁链观测

器法<sup>[1]</sup>、滑模观测器法<sup>[2]</sup>、扩展卡尔曼滤波法<sup>[3]</sup>、模型参考自适应法<sup>[4]</sup>等,适用于零速或低速阶段的旋转高频信号注入法<sup>[5]</sup>和脉振高频信号注入法等<sup>[6]</sup>,这些方法难以同时适用于电机低速与高速运行阶段,通常需要进行算法切换以实现全速度范围运行。第2类方法是开环控制方式,通过给定参考位置对电机进行控制,广泛应用于异步电机的V/f控制方式,但在PMSM的应用场合存在许多问题。首先由于永磁磁钢性能随温

收稿日期:2018-12-25;修回日期:2019-04-12

基金项目:国家自然科学基金(51505188)。

第一作者简介:何志敏(1993),男,湖南益阳人,硕士研究生,主要研究方向为永磁同步电机驱动控制。E-mail:andy19931121@qq.com

度变化幅度大以及电机相对较小的漏抗,当温度变化时会导致工作电流的大幅度变化,通常需要实时补偿 V/f 曲线的参数设定;其次,开环 V/f 控制的永磁同步电机存在失步的问题,一旦失步,电机完全丧失有效的电磁转矩。I/f 控制是在 V/f 控制的基础上增加电流闭环实现对电机电流的有效控制,但也失去了 V/f 控制下的电流自动随负载变化的能力。

PMSM 无位置传感器的 I/f 开环控制在一些对控制精度、动态响应要求不高,以成本控制为导向的应用场合具有相当大的前景。对于 I/f 控制的固有缺点,学者也提出了许多改进策略以提高控制稳定性。文献[7]针对表贴式永磁同步电机(SPMSM),利用瞬时有功和无功功率变化调节定子电流的频率和幅值,提高了电机的转速收敛性能和系统稳定性,并使电机运行在最大转矩电流比(max torque per ampere, MTPA)状态。文献[8]通过有功功率的高频分量判断负载变化情况,对电机给定转速进行补偿。文献[9]通过分析电机矢量相位关系估算电流矢量与 q 轴夹角来对电流幅值进行补偿,获得了更好的运行稳定性和效率。

课题组在上述文献的基础上,提出了一种应用于永磁同步电机的改进 I/f 控制方案,通过分析参考位置  $d_1-q_1$  坐标系下电机数学模型,利用功率因数角差值补偿给定电流幅值与相位,同时在给定电流较大时通过降低转速进一步补偿参考位置,并防止电机在负载冲击下完全失去电磁转矩输出。

## 1 永磁同步电机 I/f 控制原理

### 1.1 I/f 控制下 PMSM 数学模型

为简化分析,选择表贴式永磁同步电机(surface permanent magnet synchronous motor, SPMSM)作为分析对象。

图 1 所示为电流闭环控制下 PMSM 位置开环控制框图。给定参考转速  $\omega_1^*$  通过加减速控制模块得到实时转速  $\omega_1$  并积分产生  $\theta$  作为电机控制参考位置角。相对于转子实际  $d-q$  轴,根据参考位置  $\theta$  建立  $d_1-q_1$  坐标系。2 个电流 PI 控制器将电流控制在给定值  $i_{d1}^*$  和  $i_{q1}^*$ ,PI 控制器的输出作为电机的给定电压  $U_{d1}$  和  $U_{q1}$ ,并经坐标变换得到  $U_\alpha$  和  $U_\beta$ ,通过 SVPWM 模块生成 6 路 PWM。

实际转子  $d-q$  轴坐标系下电机电压方程:

$$\left. \begin{aligned} U_d &= Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q; \\ U_q &= Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + \omega \Psi_f. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

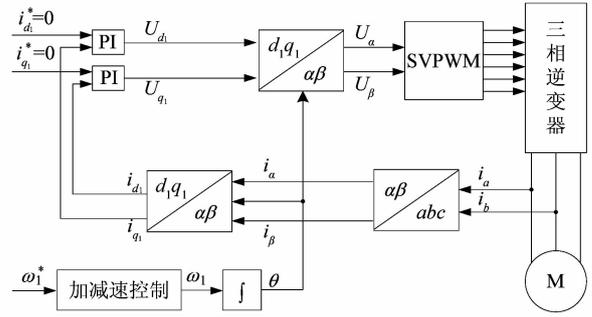


图 1 传统 I/f 控制原理框图

Figure 1 Structure of conventional I/f control strategy

图 2 所示为电机转子实际  $d-q$  轴与给定参考位置  $d_1-q_1$  轴的位置关系,2 者间夹角记为  $\delta$ 。通过坐标变换得到  $d_1-q_1$  轴坐标系下电机电压方程<sup>[10][1311]</sup>:

$$\left. \begin{aligned} U_{d1} &= Ri_{d1} + L \frac{di_{d1}}{dt} - \omega_1 Li_{q1} - \omega \Psi_f \sin \delta; \\ U_{q1} &= Ri_{q1} + L \frac{di_{q1}}{dt} + \omega_1 Li_{d1} + \omega \Psi_f \cos \delta. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中: $R$  为定子电阻; $L$  为定子电感; $\Psi_f$  为永磁磁链; $\delta$  为  $d-q$  轴与  $d_1-q_1$  轴间夹角; $\omega_1$  为给定转速; $\omega$  为电机实际转速。

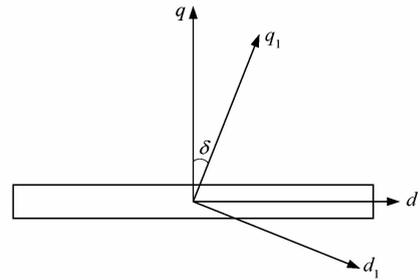


图 2 坐标轴位置关系

Figure 2 Position relation of coordinate system

为便于控制电流矢量相位,采用  $i_d = 0$  控制方式。认为在参数优化的 PI 调节器控制下,电流满足  $i_{d1} = i_{d1}^* = 0, i_{q1} = i_{q1}^*$ 。因此,电流变化率  $L \frac{di_{d1}}{dt} = 0, L \frac{di_{q1}}{dt} = 0$ ,由此得到:

$$\left. \begin{aligned} U_{d1} &= -\omega_1 Li_{q1}^* - \omega \Psi_f \sin \delta; \\ U_{q1} &= Ri_{q1}^* + \omega \Psi_f \cos \delta. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

将电流 PI 环输出滤波后得到  $U_{d1}$  和  $U_{q1}$ ,即可得:

$$\tan \delta = \frac{-U_{d1} - \omega_1 Li_{q1}^*}{U_{q1} - Ri_{q1}^*}. \quad (4)$$

而电机功率因数角  $\varphi$  可以由  $U_{d1}$  和  $U_{q1}$  直接计算得到:

$$\tan \varphi = \frac{-U_{d1}}{U_{q1}} \quad (5)$$

$\delta$  和  $\varphi$  的相位关系如图 3 所示,比较式(4)与式(5),2者在分子分母上相差  $-\omega_1 Li_{q1}^*$  与  $Ri_{q1}^*$  2项,而这2项仅取决于给定转速  $\omega_1$  和给定电流  $i_{q1}^*$ ,与电机实际负载大小无关,因此可由直接计算获得的功率因数角  $\varphi$  的变化来反映转矩角  $\delta$  的变化趋势。

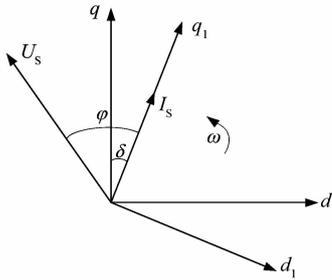


图3  $\delta$  和  $\varphi$  相位关系

Figure 3 Phase relation of  $\delta$  and  $\varphi$

### 1.2 转矩自平衡特性与稳定性分析

对于 SPMSM,  $L_d = L_q$ , 磁阻转矩为零, 其电磁转矩

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \Psi_f i_q = \frac{3}{2} n_p \Psi_f (i_{q1} \cos \delta - i_{d1} \sin \delta) \quad (6)$$

在  $i_d = 0$  控制方式下, 可简化为:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \Psi_f i_{q1}^* \cos \delta \quad (7)$$

在给定  $i_{q1}^*$  的条件下, 电磁转矩大小仅取决于  $d$ - $q$  轴与  $d_1$ - $q_1$  轴的夹角  $\delta$ , 因此将其记为转矩角。电磁转矩的最大值即为  $\delta = 0$  时, 且

$$T_{emax} = \frac{3}{2} n_p \Psi_f i_{q1}^* \quad (8)$$

根据电机学原理, PMSM 机械特性满足:

$$T_e - T_L - B\omega_m = J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (9)$$

式中:  $T_L$  为负载转矩;  $J$  为电机转动惯量;  $B$  为电机的黏滞摩擦因数;  $\omega_m$  为电机转子机械角速度。

由图 3 可知, 当负载转矩与电磁转矩平衡时电机稳定运行, 满足  $T_e = \frac{3}{2} n_p \Psi_f i_{q1}^* \cos \delta = T_L$ , 此时  $\delta = \delta_0$ 。

负载转矩增大时拖动转子顺时针旋转, 转矩角  $\delta$  减小, 电磁转矩增大, 在新的平衡状态下  $\delta = \delta' < \delta_0$ ; 反之, 负载转矩减小时转矩角  $\delta$  增大, 新稳定状态下  $\delta = \delta'' > \delta_0$ , 这一过程即为电机的转矩自平衡特性。根据电机旋转机械动力学与微分方程理论, 文献[7]第 2515 页分析得出 SPMSM 在 I/f 控制方式下的稳定运行区域为  $0^\circ < \delta < 180^\circ$ 。转矩角  $\delta$  超出稳定范围时, 电机将无

法通过自平衡调节回到稳定状态而失步。

式(8)给出了给定电流幅值下的最大电磁转矩, 如果负载转矩超出转矩最大值, 电机将出现过载失步。同时 PMSM 在转矩自平衡过程中需要通过转子的振荡来进行转矩调节, 即使瞬时转矩变化没有超出电磁转矩最大值, 电机也可能振荡超过最大转矩位置导致失步。因此, PMSM 的自平衡存在一定的限度, 其稳定区间较小。

结合前文分析可知, 当负载转矩变化时, 转矩角  $\delta$  与功率因数角  $\varphi$  同步变化, 且  $\varphi$  的实时数值可根据式(5)直接计算获得。因此  $\varphi$  可作为电机观测量以补偿负载变化带来的影响。

## 2 改进方案补偿方式

### 2.1 电流幅值补偿

I/f 控制本质上  $i_{q1}^*$  是开环给定的, 根据电磁转矩计算式(7), 需要通过补偿电流幅值来调节电磁转矩以跟随负载转矩的变化。当检测到  $\varphi$  减小时, 表示负载转矩增加, 可通过增加给定电流  $i_{q1}^*$  来增大电磁转矩; 反之,  $\varphi$  增大时减小给定电流  $i_{q1}^*$ 。具体电流幅值补偿方式如图 4 所示。

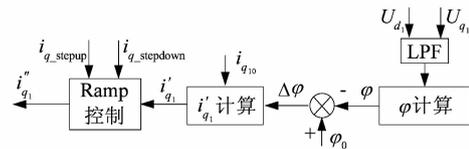


图4 电流幅值补偿示意框图

Figure 4 Schematic diagram of current amplitude compensation

首先通过自学习实验获得  $\varphi_0$  作为基准值曲线, 即设定初始给定电流  $i_{q10}$  进行空载实验, 记录不同给定转速下的空载功率因数角  $\varphi_0$ 。在实际运行过程中, 计算实时观测量  $\varphi$  与基准值  $\varphi_0$  的差值  $\Delta\varphi = \varphi_0 - \varphi$ , 则电流幅值补偿为:

$$i'_{q1} = i_{q10} \times (1 + K\Delta\varphi) \quad (9)$$

式中  $K$  为电流补偿参数。

电机空载稳定运行时, 转矩平衡方程满足  $T_0 = T_e = \frac{3}{2} n_p \Psi_f i_{q10} \cos \delta_0$ , 此时  $\varphi = \varphi_0$ 。增加  $T_L$  负载后,  $\varphi$  与  $\delta$  减小, 给定电流幅值经补偿增大, 在新的稳定状态下, 转矩平衡方程满足:

$$T_L + T_0 = T'_e = \frac{3}{2} n_p \Psi_f i'_{q1} \cos \delta' = \frac{3}{2} n_p \Psi_f i_{q10} (1 + K\Delta\varphi) \cos \delta', \text{ 且 } \Delta\varphi > 0, \delta' < \delta_0.$$

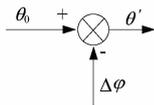
实验表明,简单地由  $\Delta\varphi$  决定的电流补偿值  $i'_{q1}$  作为电流 PI 环输入  $i_{q1}^*$ ,  $\Delta\varphi$  与  $i'_{q1}$  的同时变化会引起转子角振荡,需要较长时间才能通过自平衡特性找到新的稳定状态。

图 4 中通过增加电流斜坡环节减小转子角的振荡。较大的单位周期电流增长值  $i_{q\_stepup}$  与较小的单位周期电流减小值  $i_{q\_stepdown}$  实现了加载时快速增加电磁转矩与减载时的电流慢速回调,达到既不失步,又维持较高单位电流转矩的目的。

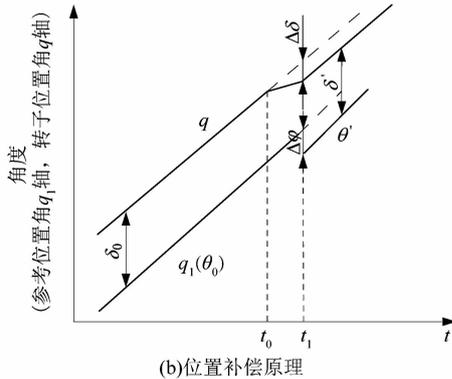
### 2.2 给定位置角补偿

负载转矩突变时,通过电流补偿解决了下一个计算周期的转矩平衡,对已经出现的角度变化还可以直接进行角度补偿,防止转矩角  $\delta$  变化过快超出自平衡稳定范围而失步。对初始给定参考位置  $\theta_0$  进行补偿,补偿框图如图 5(a) 所示,即:

$$\theta' = \theta_0 - \Delta\varphi. \quad (10)$$



(a)位置补偿框图



(b)位置补偿原理

图 5 参考位置补偿示意图

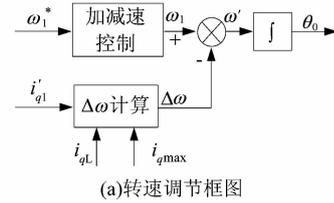
Figure 5 Schematic diagram of reference position compensation

在空载稳定运行状态下,实际  $q$  轴与给定参考位置  $q_1$  轴间转矩角为  $\delta_0$ ,此时功率因数角为  $\varphi_0$ 。在  $t_0$  时刻加载,电机瞬时转速降低而  $\delta$  与  $\varphi$  减小,在检测到  $\Delta\varphi$  增大后的  $t_1$  时刻立即在原参考位置  $\theta$  的基础上减小  $\Delta\varphi$ ,以此增大转矩角  $\delta$ ,防止  $\delta$  减小过快导致的失步。实验数据表明,在负载变化时  $\delta$  的变化幅度大于  $\Delta\varphi$ ,即  $\Delta\delta > \Delta\varphi$ , $\Delta\varphi$  并不能完全补偿转矩角  $\delta$ 。在电流幅值与参考位置补偿的调节下电机达到新的稳定平衡,此时  $\delta' = \delta_0 - \Delta\delta + \Delta\varphi < \delta_0$ 。

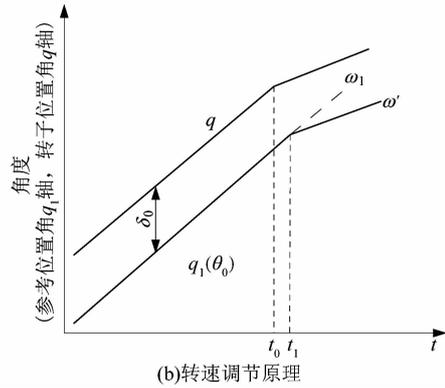
### 2.3 转速自适应调节

在给定电流补偿与给定位置角补偿的作用下,能

够较好地改善  $L/f$  开环控制对瞬时负载变化的承受能力。但负载转矩较大时,随着电流的增大转矩角  $\delta$  不断减小,仅仅在参考位置上补偿  $\Delta\varphi$  容易导致转子位置角补偿不足而  $\delta$  超出自平衡范围失步。对此,可以在电流幅值较大时降低给定转速进一步补偿转矩角  $\delta$ ,避免电机因失步完全失去电磁转矩。实际上,考虑到稳定裕度,在电流达到转速补偿环节动作电流  $i_{qL}$  后开始转速自适应调节,如图 6 所示。



(a)转速调节框图



(b)转速调节原理

图 6 转速自适应调节示意图

Figure 6 Schematic diagram of adaptive speed adjustment

设置转速补偿量

$$\Delta\omega_1 = \frac{i'_{q1} - i_{qL}}{i_{qmax} - i_{qL}} \omega_1^*, i_{qL} \leq i'_{q1} \leq i_{qmax}. \quad (11)$$

式中: $i'_{q1}$  为补偿电流幅值; $i_{qL}$  为转速补偿环节动作电流; $i_{qmax}$  为电机最大电流; $\omega_1^*$  为电机给定转速。

根据式(11),当负载持续增大而  $i'_{q1}$  增加达到  $i_{qL}$  时,转速自适应调节开始减小电机给定转速  $\omega_1$ ,即减小参考位置  $\theta$  的锯齿波斜率,与位置补偿环节共同作用补偿快速减小的  $\varphi$  和  $\delta$ 。当  $\Delta\varphi$  过大而补偿电流达到最大值时  $i'_{q1} = i_{qmax}$ , $\Delta\omega_1 = \omega_1^*$ ,电机降至零速,这样就实现了电机根据负载转矩在全速度范围内的转速自适应调节。

若负载转矩减小,则随着电机加速, $\Delta\varphi$  减小且  $i'_{q1}$  减小,当  $i'_{q1} \leq i_{qL}$  时, $\Delta\omega_1 = 0$ ,电机回到初始给定转速。

### 2.4 整体改进方案

综合得到永磁同步电机  $L/f$  开环控制的整体改进方案如图 7 所示,在传统控制方案的基础上,通过电流

PI 环输出  $u_{d1}$  和  $u_{q1}$ , 计算电机功率因数角  $\varphi$  并计算其与参考值的差值  $\Delta\varphi$  作为观测量进行补偿调节。

电流幅值补偿环节通过调节给定电流幅值调节电磁转矩, 参考位置补偿环节通过调节给定参考位置补偿瞬时变化的转子角位置, 转速自适应调节部分在电流较大时通过减小电机转速进一步补偿电流相位, 同时通过减速释放的动能获得减速度转矩, 在需要的场合可以通过加装惯性轮以进一步提高电机的抗冲击能力。

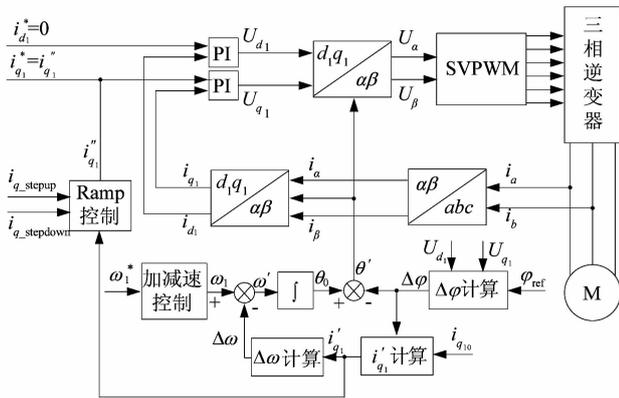
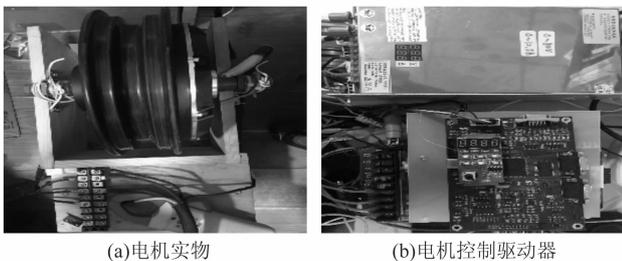


图7 改进 L/f 控制方案原理

Figure 7 Structure of improved L/f control strategy

### 3 实验结果

实验采用 TI 公司的 TMS320F28377S 型号 DSP 作为控制核心搭建了电机控制驱动实验平台。实验电机为一台外转子电机, 可方便地通过摩擦施加需要的负载转矩。实验平台如图 8 所示。



(a)电机实物

(b)电机控制驱动器

图8 PMSM 实验平台

Figure 8 PMSM experimental platform

首先进行的是电机 2 次突加负载冲击的测试, 实验结果如图 9 所示。第 1 次负载冲击较小,  $\Delta\varphi$  增大后电流幅值补偿与参考位置补偿动作调节电磁转矩防止电机失步, 转速补偿环节未动作。第 2 次负载冲击较大, 当  $i''_{q1} > i_{qL} = 10$  A 后, 转速开始降低,  $\Delta\varphi$  的迅速降低表明转速补偿环节较好地补偿了转子角位置。负载

冲击结束后, 电流缓慢减小至空载状态的初始电流  $i_{q10} = 5$  A, 同时转速上升到初始给定转速  $\omega_1^* = 480$  r/min。

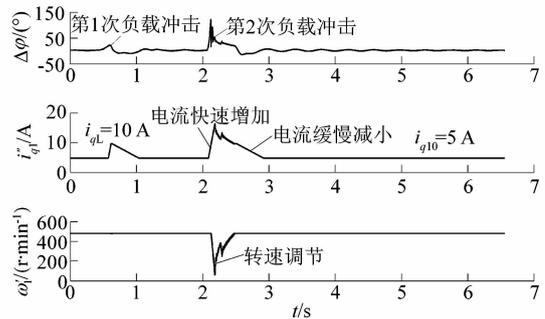


图9 负载冲击下  $\Delta\varphi, i''_{q1}, \omega_1$  变化

Figure 9 Variation of  $\Delta\varphi, i''_{q1}$  and  $\omega_1$  under load impact

其次进行的是持续施加负载的测试, 实验数据如图 10 所示。负载开始增加时  $\Delta\varphi$  与  $i''_{q1}$  快速增加, 此时电流幅值与位置补偿作用以增大电磁转矩并防止电机失步。转速调节开始作用后, 继续加载时  $\Delta\varphi$  与  $i''_{q1}$  增加缓慢, 表明进一步的位置补偿有效地确保电机处在自平衡稳定区域。负载撤去后, 电机在电磁转矩作用下加速而  $\Delta\varphi$  逐渐减小, 随之  $i''_{q1}$  减小并逐渐回到初始空载稳定状态。从  $\Delta\varphi$  变化可以观察到减速过程中的转子振荡过程, 缓慢降低电流的控制方案有效地减小了这个阶段电流幅值与转子角的振荡。

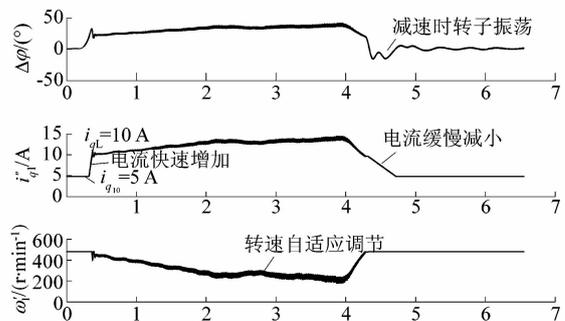


图10 持续加载下  $\Delta\varphi, i''_{q1}, \omega_1$  变化

Figure 10 Variation of  $\Delta\varphi, i''_{q1}$  and  $\omega_1$  under continuous load increase

最后进行的是持续施加负载至电机降至零速的测试, 实验数据如图 11 所示。电机缓慢持续加载而补偿电流逐渐增大至最大值, 同时电机降至零速。负载撤去后, 电机从零速启动回到初始空载稳定状态。全过程中电机保持电磁转矩输出而不失步。

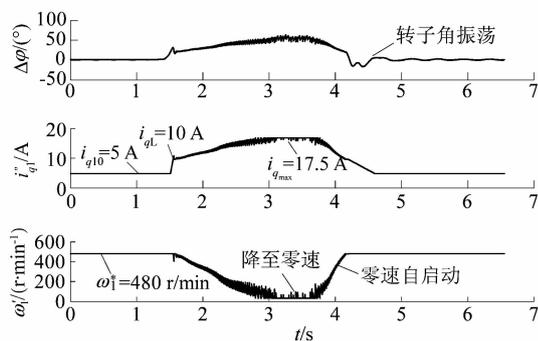


图 11 持续加载至电机到零速过程中  
 $\Delta\varphi, i''_{q1}, \omega'_1$  变化

Figure 11 Variation of  $\Delta\varphi, i''_{q1}$  and  $\omega'_1$  in process of deceleration to zero speed under continuous load increase

#### 4 结论

课题组针对无位置传感器永磁同步电机,在传统 I/f 控制方案的基础上提出了一个改进方案。通过检测功率因数角获得的信息,采取了电流幅值补偿、给定参考位置补偿和转速补偿,有效防止了电机在冲击负载下的失步问题。

实验结果表明,改进方案有效,实现了电机在全速度范围运行过程中的电磁转矩输出。重载时大电流不失步,轻载时小电流低损耗地运行。

#### 参考文献:

- [1] SHEN J X, ZHU Z Q, HOWE D. Improved speed estimation in sensorless PM brushless AC drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(4): 1072 - 1080.

- [2] BERNARDES T, MONTAGNER V F, GRUNDLING H A, et al. Discrete-time sliding mode observer for sensorless vector control of permanent magnet synchronous machine [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 61(4): 1679 - 1691.
- [3] QUANG N K, HIEU N T, HA Q P. FPGA-based sensorless PMSM speed control using reduced-order extended kalman filters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(12): 6574 - 6582.
- [4] WANG Qinglong, XHANG Chongwei, ZHANG Xing. Variable-structure MRAS speed identification for permanent magnet synchronous motor [J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2008, 28(9): 71 - 75.
- [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] JANG J H, SUL S K, HA J I, et al. Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(4): 1031 - 1039.
- [7] 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.
- [8] BORISAVLJEVIC A, POLINDER H, FERREIRA J A. Realization of the I/f control method for a high-speed permanent magnet motor [C]//2010 XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM). Rome: IEEE, 2010: 1 - 6.
- [9] 张乘玮, 沈汉林, 唐其鹏, 等. 一种高效的 PMSM 无位置传感器 I/f 控制方法 [J]. 微特电机, 2017(10): 48 - 52.
- [10] ITOH J I, NOMURA N, OHSAWA H. A comparison between V/f control and position-sensorless vector control for the permanent magnet synchronous motor [C]//IEEE Power Conversion Conference. Osaka: IEEE, 2002: 1310 - 1315.

[ 信息 · 简讯 ]

· 产品信息 ·

## 西门子将推出全新 Sinumerik 机床数控系统

西门子将推出首个数字化原生数控系统 Sinumerik ONE,旨在推动机床行业的数字化转型。这一全新的控制器能够与软件协同工作,在一个工程系统中创造出机床控制器及相关的“数字化双胞胎”,从而有助于实现硬件和软件的无缝集成。

在 Sinumerik ONE 的支持下,机床制造商可以虚拟地规划整个开发过程,极大缩短新设备的开发及上市时间。虚拟调试可以显著缩短实际调试的时间。机床的虚拟模型也为制造商和操作人员开辟了新的可能性,甚至在没有实际机床时就可以对机床的概念和功能进行讨论。Sinumerik ONE 能够对加工进行逼真的模拟仿真,使机床用户可以在电脑上模拟工件的编程以及对机床进行设置和操作。另外,员工培训也可以通过“数字化双胞胎”实现,而无需在真实机床上进行。

集成了 Simatic S7-1500F PLC 的数控系统有基于机柜内安装和基于面板安装的 2 个版本。Sinumerik ONE 可与 TIA 博途软件平台完美契合,为机床制造商提供一个高效的工程框架。具有安全集成的新一代 Sinumerik ONE 支持统一的西门子工业安全标准。在设计过程中, Sinumerik ONE 还将信息安全集成至数控系统,实现纵深防御的工业安全理念。

(张 争)