

永磁同步电机转矩脉动抑制方法^{*}

汪丹妮¹, 罗建¹, 马鸿泰¹, 金志辉¹, 赵焕^{1,2}

(1. 上海大学 机电工程与自动化学院, 上海 200444;

2. 江苏科技大学 电子信息学院, 江苏 镇江 212013)

摘要: 分数槽集中绕组永磁同步电机被广泛用于伺服控制系统。由于电机极槽配合以及制造过程中机械加工与装配误差等因素, 所以永磁同步伺服电机输出转矩中会存在固有的周期性转矩脉动, 影响伺服系统实现高精度的速度与位置跟随。因此, 采用转矩观测器来估计由上述原因造成的转矩脉动, 再将转矩脉动与位置信号通过一定处理, 计算出相应的前馈转矩电流, 补偿到电流指令端, 对转矩脉动进行抑制, 从而减小转速脉动。通过仿真和试验验证了抑制方法的有效性。

关键词: 永磁同步电机; 转矩脉动; 转速脉动; 齿槽转矩; 转矩观测器; 转矩前馈补偿

中图分类号: TM 351:TM 921.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)04-0015-07

Torque Ripple Control Method for Permanent Magnet Synchronous Motor^{*}

WANG Danni¹, LUO Jian¹, MA Hongtai¹, JIN Zhihui¹, ZHAO Huan^{1,2}

(1. School of Mechatronic Engineering and Automation, Shanghai University,
Shanghai 200444, China;

2. School of Electronics and Information, Jiangsu University of Science and Technology,
Zhenjiang 212013, China)

Abstract: In recent years, permanent magnet synchronous motors with concentrated winding and fractional slot had been widely used in servo control systems. Cyclic torque pulsation, which was detrimental to the speed and position regulation of a high performance servo system, existed in such type of motors due to pole-slot combinations and imperfections in manufacturing such as mechanical errors introduced during parts machining and assembly. Therefore, an observer based torque ripple estimation and mitigation scheme was developed. Torque observer was adopted to estimate the torque ripple, and then torque ripple and position signal were processed to calculate the corresponding compensation torque current, which was in turn fed-forward to the current command to suppress the resultant speed pulsation. Simulation and experiment results were obtained to verify the effectiveness of this method.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); torque ripple; speed ripple; cogging torque; torque observer; feedforward torque compensation

0 引言

永磁同步电机(PMSM)驱动被广泛应用于机器人技术、机床和其他高性能工业伺服领域。与感应电动机相比,PMSM 具有效率高、功率密度大等特点,是高性能伺服应用的首选。然而,PMSM

的主要缺点之一是寄生转矩脉动。转矩脉动会导致电机转速随转子位置周期性地脉动。在较高的运行速度下,转矩脉动会被转子和负载惯性有效过滤,因此对电机速度的影响较小;当电机以低速运转时,尽管速度调节器可以对转矩脉动引起的速度波动进行抑制,但是在高精度的伺服跟踪系

^{*} 基金项目: 国家重点研发计划项目(2017YFB0103600)

作者简介: 汪丹妮(1994—),女,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机控制。

统中,转矩脉动对电机速度和定位精度造成的负面影响不可忽视^[1]。此外,当转矩脉动频率与负载自振频率相同或接近时,将有可能引起负载机械系统共振,进而严重影响伺服运动控制性能与可靠性。

在 PMSM 中有多种因素造成的转矩脉动,如齿槽转矩、磁链谐波、定子电流分布不对称、电流测量误差等。其中,齿槽转矩由定子铁心与转子磁场相互作用产生。当转子旋转时,定子齿槽的存在或定子铁心磁阻的变化产生了磁阻转矩,即齿槽转矩,与转子位置有关,是引起转速周期性脉动的主要原因。另外,制造过程中产生的机械加工与装配误差往往也会造成电机磁路偏离设计值,引起较大的转矩脉动。

抑制转矩脉动的技术主要可以分为两类:一种是对电机设计、制造工艺的改进;另一种是采用相应的控制方法。针对第二类方法,文献[2]尝试在 PMSM 速度控制环上采用一种重复控制与 PI 控制相结合的方案,以抑制周期性扰动引起的转速脉动,然而重复控制会占用处理器的存储空间,且在转速变化条件下需重新设计参数。文献[3]提出一种谐波抑制算法,利用注入谐波电压的方式来抵消电机运行时电流中的谐波分量,抑制电磁转矩脉动,但由于引入了谐波电流环多重 PI 控制器,计算量将大大增加。

本文主要通过转矩电流前馈补偿方法解决由电机齿槽转矩、机械加工装配工艺不完善等电机本体设计、制造引起的转速脉动问题。常用的 PI 控制器是在误差产生之后发挥作用,而转矩电流前馈补偿方法能够提前判断误差并补偿,具有更快速、更准确抑制转速脉动的优点。该方法常被用于减小空调压缩机的转速脉动。例如,文献[4]根据机械周期内电磁转矩对位置积分的能量函数,查表获得空调压缩机当前负载状况,再根据负载脉动转矩进行转矩电流前馈补偿。文献[5]在估算电机转子位置的基础上提出了一种自动估算当前负载状况并进行转矩电流前馈补偿的方法,但在每个计算周期都需要估计多个参数,计算量较大。上述方法都需要对负载转矩进行估计或观测。文献[6]运用的负载转矩状态观测器以电磁转矩 T_e 为系统输入量,而本文以电流给定输入量,考虑了电流环的影响,以适应不同电频率下

的转矩观测。在观测转矩的同时记录位置-转矩关系,并采用一种新的计算方式获得前馈转矩电流值。

1 PMSM 模型

假设 PMSM 磁路不饱和,涡流和磁滞损耗忽略不计。在同步旋转坐标系中,PMSM 的定子电压方程为

$$\begin{cases} U_d = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d - \omega_e L_q i_q \\ U_q = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_d, U_q —— d, q 轴电压;

L_d, L_q —— d, q 轴电感;

i_d, i_q —— d, q 轴电流;

R_s ——定子相电阻;

ω_e ——电角速度;

ψ_f ——永磁体磁链。

由于本文所讨论电机为表贴式 PMSM,因此进一步假设 d, q 轴电感相等,即 $L_d = L_q = L$ 。

通过磁场定向方法控制电机,将 d 轴电流控制为零,从而使输出转矩最大。电机转矩方程如下^[7]:

$$T_e = \frac{3}{2}p \cdot [\psi_f \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q] = \frac{3}{2}p\psi_f i_q = k_t i_q \quad (2)$$

式中: T_e ——电磁转矩;

p ——极对数;

k_t ——转矩系数, $k_t = (3/2)p\psi_f$ 。

若不考虑阻尼系数的影响,则电机机械运动方程为

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_l \quad (3)$$

式中: J ——电机和负载总惯量;

ω_m ——转子机械角速度;

T_l ——负载转矩。

2 转矩脉动对转速的影响

电机电磁转矩瞬时值可视作直流转矩分量 T_d 和 n 次谐波分量的叠加,其中 n 次谐波分量由齿槽转矩、永磁谐波转矩、磁阻谐波转矩构成。其

表达式为

$$T_e = T_d + \sum_{n=1}^{\infty} T_n \cos(n\omega t + \varphi_n) = T_d + \Delta T \quad (4)$$

式中: T_n ——转矩第 n 次谐波分量的幅值;

ω ——基波角频率;

φ_n ——转矩第 n 次谐波分量的相位;

ΔT ——转矩脉动量。

由转矩脉动引起的转速脉动可表示为

$$\Delta\omega_m = \omega_m - \omega_d \quad (5)$$

式中: $\Delta\omega_m$ ——转速脉动量;

ω_d ——由直流转矩分量 T_d 引起的转速。

由式(3)~式(5)可知,电机空载时,单位时间内的转速脉动为

$$d\Delta\omega_m = \frac{1}{J} \sum_{n=1}^{\infty} T_n \cos(n\omega t + \varphi_n) dt = \frac{\Delta T}{J} dt \quad (6)$$

转速脉动的幅值为

$$\Delta\omega_m = \frac{\Delta T}{J \cdot n\omega} \quad (7)$$

因此,对于某一电机,可以通过减小其转矩脉

动达到降低转速脉动的目的。本文采用 $i_d = 0$ 控制,通过控制 q 轴电流减小转矩脉动。

3 转矩电流前馈补偿系统

3.1 转矩电流前馈补偿原理

为减小由齿槽转矩等引起的转速脉动,采用转矩电流前馈补偿方法。转矩前馈补偿控制的原理是在 PMSM 矢量控制的基础上,针对电机空载时转速周期性脉动的现象,根据脉动规律在 q 轴电流中加入一个前馈补偿量,以产生期望的电磁转矩,抵消转矩脉动,从而减小电机转速波动。

首先,可将齿槽转矩等造成转速周期性脉动的转矩视作广义的负载转矩,并采用一个状态观测器进行观测;然后将位置和转矩信息记录下来,并离线计算出转矩-位置关系,根据转矩-电流比求得用于产生该转矩的 q 轴电流,在本文中称其为前馈转矩电流 i_{q_cmps} ,最终将该电流作为前馈量补偿至 q 轴电流指令中,使转速脉动减小^[8]。转矩前馈矢量控制系统框图如图 1 所示。

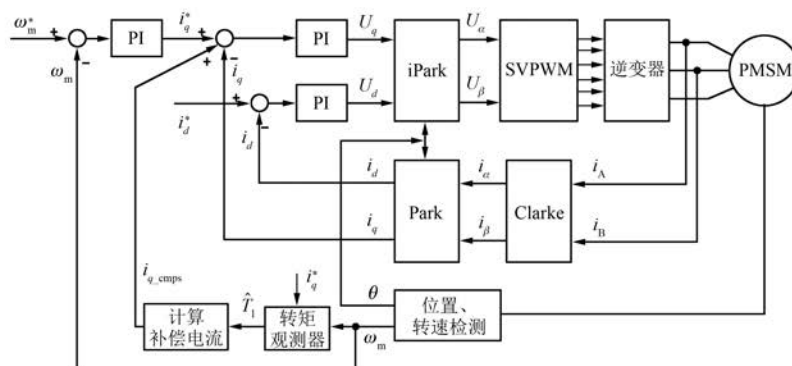


图 1 转矩前馈矢量控制系统框图

3.2 转矩状态观测器

3.2.1 转矩状态观测器设计

为了能够更真实地观测到转矩脉动,观测器模型中包含了电流环动态模型以消除不同速度下电流环幅频、相频特性的变化对转矩观测精度的影响。一般来说,伺服系统的电磁暂态过程比机械暂态过程快得多,电流环的时间常数较小,因此可将电流环等效为一阶惯性环节^[9]。受到扰动转矩时速度环的动态结构框图如图 2 所示。图 2 中, τ 为电流环时间常数; K_T 为电流环放大系数。

状态观测器用于观测状态变量,只有当其满

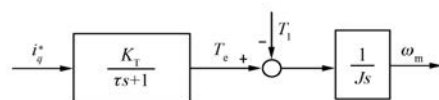


图 2 受扰动转矩时速度环动态结构框图

足能观性条件时,才能被构造出来。本文设计的状态观测器以 q 轴电流指令(即转速控制器的结果)为输入,以转子机械角速度 ω_m 为输出,以转子机械角速度 ω_m 、电磁转矩 T_e 、齿槽转矩等引起的扰动转矩 T_l 为状态观测量^[10-11]。由于控制器的采样频率远高于扰动转矩的变化速度,因此可

以假设负载转矩观测量短时间内不变, 即 $d\hat{T}_l/dt=0$ 。故状态观测方程可写作:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + G(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (8)$$

$$\text{其中: } \hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{\omega}_m \\ \hat{T}_e \\ \hat{T}_l \end{bmatrix}; A = \begin{bmatrix} 0 & 1/J & -1/J \\ 0 & -1/\tau & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ K_T/\tau \\ 0 \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T; G = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{bmatrix}。$$

将系数矩阵代入式(8)后可写作:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\omega}}_m = \frac{1}{J}\hat{T}_e - \frac{1}{J}\hat{T}_l + g_1(\omega_m - \hat{\omega}_m) \\ \dot{\hat{T}}_e = -\frac{1}{\tau}\hat{T}_e + \frac{K_T}{\tau}i_q^* + g_2(\omega_m - \hat{\omega}_m) \\ \dot{\hat{T}}_l = g_3(\omega_m - \hat{\omega}_m) \end{cases} \quad (9)$$

为了方便状态观测器的数字化实现, 将式(9)写作离散方程:

$$\begin{cases} \hat{\omega}_m(k) = \hat{\omega}_m(k-1) + T_c \frac{\hat{T}_e(k-1)}{J} - \\ T_c \frac{\hat{T}_l(k-1)}{J} + T_c g_1 [\omega_m(k-1) - \hat{\omega}_m(k-1)] \\ \hat{T}_e(k) = \left(1 - \frac{T_c}{\tau}\right) \hat{T}_e(k-1) + T_c \frac{K_T}{\tau} i_q^*(k-1) + \\ T_c g_2 [\omega_m(k-1) - \hat{\omega}_m(k-1)] \\ \hat{T}_l(k) = \hat{T}_l(k-1) + \\ T_c g_3 [\omega_m(k-1) - \hat{\omega}_m(k-1)] \end{cases} \quad (10)$$

式中: T_c ——观测周期。

根据式(8)可得状态观测器的结构框图, 如图3所示。

对状态观测器的 G 矩阵求解, 列出特征方程:

$$\begin{aligned} |sI - (A - GC)| &= s^3 + \left(g_1 + \frac{1}{\tau}\right)s^2 + \\ &\left(\frac{g_1}{\tau} + \frac{g_2 - g_3}{J}\right)s - \frac{g_3}{\tau J} = 0 \end{aligned} \quad (11)$$

设期望极点为 α , 则:

$$s^3 + \left(g_1 + \frac{1}{\tau}\right)s^2 + \left(\frac{g_1}{\tau} + \frac{g_2 - g_3}{J}\right)s - \frac{g_3}{\tau J} =$$

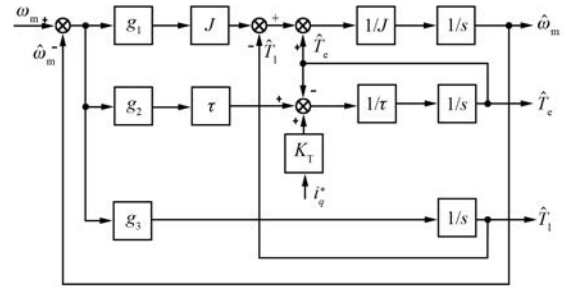


图3 状态观测器的结构框图

$$(s + \alpha)^3 \Rightarrow \begin{cases} g_1 = 3\alpha - \frac{1}{\tau} \\ g_2 = -\frac{J}{\tau^2}(\tau^3\alpha^3 - 3\tau^2\alpha^2 + 3\tau\alpha - 1) \\ g_3 = -\tau J\alpha^3 \end{cases} \quad (12)$$

选取 α 值, 使 $A-GC$ 获得合适的极点配置, 从而满足 $\hat{x}$ 跟随 x 的速率要求。

3.2.2 状态观测器仿真结果

根据图3, 可搭建如图4所示的PMSM转矩状态观测器仿真模型, 取极点为 $-10\ 000$, 观测频率为 $10\ \text{kHz}$ 。

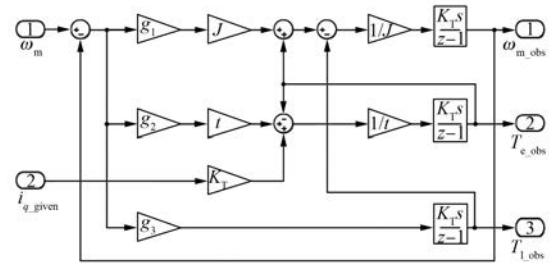


图4 PMSM转矩状态观测器仿真模型

图5所示为转矩观测器在恒转速、变转矩情况下的转速和转矩观测波形。图5(b)和图5(c)为图5(a)的局部放大图。转速给定为 $300\ \text{r/min}$, 即机械角速度 $31.4\ \text{rad/s}$; 扰动转矩为以 $0.2\ \text{s}$ 为周期、占空比为 50% 、幅值为 $0.1\ \text{N}\cdot\text{m}$ 的方波。

由仿真结果可知, 转矩观测的跟踪时间约为 $0.0015\ \text{s}$, 稳态波动幅度约为 $0.025\ \text{N}\cdot\text{m}$, 能基本满足跟随中低频率转矩的速度和精度要求。

3.3 转矩电流前馈补偿过程

3.3.1 前馈转矩电流的获取和补偿

转矩电流前馈补偿值是将观测、记录到的扰

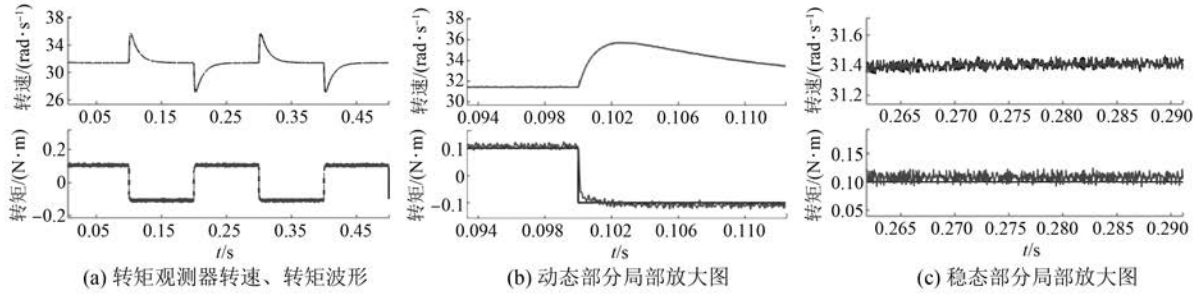


图5 恒转速、变转矩情况下转矩观测器的转速和转矩波形

动转矩分解成多个正弦波相加的形式,再经过幅值调整得到的,具体分为以下4个步骤。

(1) 在不加补偿电流的情况下,电机空载运行,每一个脉宽调制(PWM)周期记录一次转子位置和 $\hat{T}_1$ 。本文共记录10组数据,即10个机械周期的 θ 和 $\hat{T}_1$ 。试验电机为4极6槽,在此极槽配合下齿槽转矩脉动频率为转子频率的12倍频。由于制造误差引起的转矩脉动频率通常低于齿槽转矩频率,因此组成 $\hat{T}_1$ 的正弦信号中频率最高为12倍频。因为一个机械周期内,转速多次脉动,所以认为 $\hat{T}_1$ 由多个频率的正弦波组成:

$$\hat{T}_1(\theta) = a_1 \cdot \sin(\theta + c_1) + a_2 \cdot \sin(2\theta + c_2) + \dots + a_{12} \cdot \sin(12\theta + c_{12}) \quad (13)$$

式中: θ ——转子机械角度。

(2) 根据香农采样定理,在一个机械周期中必须取大于24个采样点才能使信号不失真。为了更好地还原信号且处理过程不致过于复杂,本文在每组数据中均匀取36个点: $(0^\circ, \hat{T}_{1k_1})$ 、 $(10^\circ, \hat{T}_{1k_2})$ 、 $\dots$ 、 $(350^\circ, \hat{T}_{1k_{36}})$ 。其中 k 表示组数, $k=1,2,\dots,10$ 。此时,在每个机械角度下得到10个转矩观测值,取该位置时10组观测值的平均值 $\hat{T}_{1-i}$:

$$\hat{T}_{1-i}(\theta) = \frac{1}{10} \sum_{k=1}^{10} \hat{T}_{1k-i}(\theta) \quad (14)$$

式中: i —— θ 的标记, $i=0,10,\dots,350$ 。

记矩阵 $T = [\hat{T}_{1-0}, \hat{T}_{1-10}, \dots, \hat{T}_{1-350}]^T$,并将该矩阵经过式(13)运算,可得下方方程:

$$T = \begin{bmatrix} a_1 \cdot \sin(0^\circ + c_1) + a_2 \cdot \sin(2 \times 0^\circ + c_2) + \dots + a_{12} \cdot \sin(12 \times 0^\circ + c_{12}) \\ a_1 \cdot \sin(10^\circ + c_1) + a_2 \cdot \sin(2 \times 10^\circ + c_2) + \dots + a_{12} \cdot \sin(12 \times 10^\circ + c_{12}) \\ \vdots \\ a_1 \cdot \sin(350^\circ + c_1) + a_2 \cdot \sin(2 \times 350^\circ + c_2) + \dots + a_{12} \cdot \sin(12 \times 350^\circ + c_{12}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (a_1 \cos c_1 \sin 0^\circ + a_1 \sin c_1 \cos 0^\circ) + \dots + [a_{12} \cos c_{12} \sin(12 \times 0^\circ) + a_{12} \sin c_{12} \cos(12 \times 0^\circ)] \\ (a_1 \cos c_1 \sin 10^\circ + a_1 \sin c_1 \cos 10^\circ) + \dots + [a_{12} \cos c_{12} \sin(12 \times 10^\circ) + a_{12} \sin c_{12} \cos(12 \times 10^\circ)] \\ \vdots \\ (a_1 \cos c_1 \sin 350^\circ + a_1 \sin c_1 \cos 350^\circ) + \dots + [a_{12} \cos c_{12} \sin(12 \times 350^\circ) + a_{12} \sin c_{12} \cos(12 \times 350^\circ)] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (a_{1s} \sin 0^\circ + a_{1c} \cos 0^\circ) + \dots + [a_{12s} \sin(12 \times 0^\circ) + a_{12c} \cos(12 \times 0^\circ)] \\ (a_{1s} \sin 10^\circ + a_{1c} \cos 10^\circ) + \dots + [a_{12s} \sin(12 \times 10^\circ) + a_{12c} \cos(12 \times 10^\circ)] \\ \vdots \\ (a_{1s} \sin 350^\circ + a_{1c} \cos 350^\circ) + \dots + [a_{12s} \sin(12 \times 350^\circ) + a_{12c} \cos(12 \times 350^\circ)] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin 0^\circ & \cos 0^\circ & \dots & \sin(12 \times 0^\circ) & \cos(12 \times 0^\circ) \\ \sin 10^\circ & \cos 10^\circ & \dots & \sin(12 \times 10^\circ) & \cos(12 \times 10^\circ) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \sin 350^\circ & \cos 350^\circ & \dots & \sin(12 \times 350^\circ) & \cos(12 \times 350^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1s} \\ a_{1c} \\ \vdots \\ a_{12s} \\ a_{12c} \end{bmatrix} \Rightarrow T = S \cdot A \quad (15)$$

其中: $a_{js}=a_j \cdot \cos c_j, a_{je}=a_j \cdot \sin c_j, j=1,2,\cdots,12$ 。

(3) 已知 T 和 S , 只要求得 A 便可求得 $\hat{T}_1$ 关于 θ 的表达式。

在式(15)两边同时左乘 S^T , 可得:

$$S^T T = S^T \cdot S \cdot A \tag{16}$$

令 $S^T \cdot S = Q$, 则有:

$$S^T T = Q \cdot A \Rightarrow A = Q^{-1} S^T T = (S^T \cdot S)^{-1} S^T T \tag{17}$$

(4) 由于本文是针对低转速时的转矩脉动, 远低于电流环截止频率, 在补偿时不会引起相移和幅值变化, 此时转矩电流补偿值 i_{q_cmps} 应与 $\hat{T}_1$ 成正比, 故有:

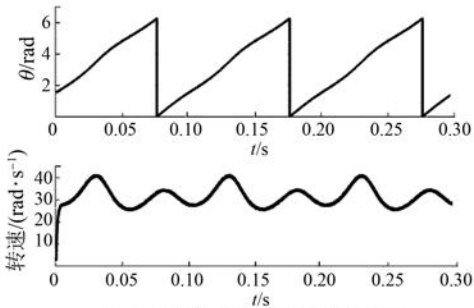
$$i_{q_cmps}(\theta) = m \cdot \hat{T}_1(\theta) \tag{18}$$

在同一台电机的转矩环试验中可获得转矩-电流比, 即 m 的值。将该曲线补偿到 q 轴电流指令中, 并适当微调幅值和相位, 观察转速脉动, 找到最佳补偿值。

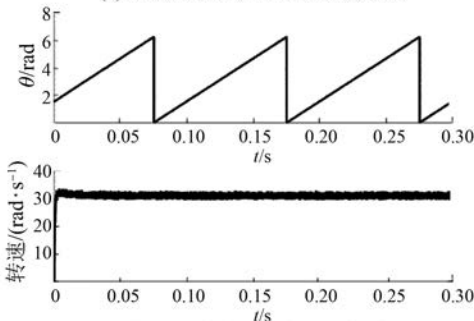
3.3.2 前馈转矩电流的仿真结果

首先在仿真模型中模拟周期性转矩扰动对转速的影响, 通过在 PMSM 模型负载转矩端加上一个随转子位置周期性变化的负载来实现。图 6(a) 所示为未加入前馈补偿转矩电流时的位置、转速波形, 图 6(b) 所示为补偿后的波形。

由仿真结果可知, 未加入前馈补偿转矩电流



(a) 加入前馈转矩电流前仿真波形



(b) 加入前馈转矩电流后仿真波形

图 6 加入前馈转矩电流前后位置、转速的仿真波形

时, 转速波动范围为 26~41 rad/s, 加入后转速波动范围为 30~32 rad/s, 抑制转速脉动效果较好。

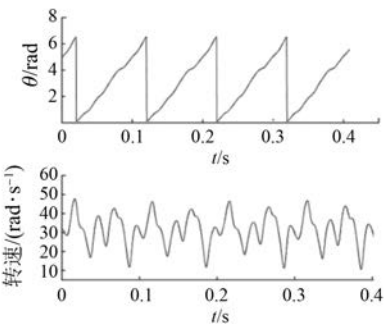
4 试验结果

为了验证控制策略的有效性, 在以 TMS320F28335 为控制核心的 PMSM 控制平台上对所提算法进行测试, 位置传感器采用 2 对极的旋转变压器。试验电机参数如表 1 所示。

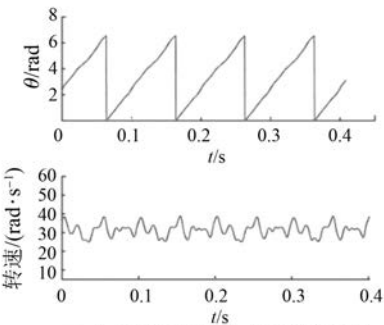
表 1 电机参数

参数名称	参数值
额定功率 P/kW	2.7
额定转速 $n/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	16 000
定子相电阻 R_s/Ω	0.2
交直流电感 L/mH	0.271
转动惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	3.639×10^{-5}
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.030 8

程序中采用每个 PWM 周期记录一组数据的功能, 将数据存储在 RAM 中, 不掉电的情况下导出数据, 并通过本文第 3.3 节所介绍的方法进行数据处理, 获得转矩电流补偿值。电机在低转速时转速脉动较大, 故试验中给定转速为 300 r/min ($\omega_m = 31.4 \text{ rad/s}$)。图 7(a) 所示为前馈转矩电流补偿前的转速波形; 图 7(b) 所示为补偿后的波形, 转速波



(a) 加入前馈转矩电流前试验波形



(b) 加入前馈转矩电流后试验波形

图 7 转矩电流补偿前后位置、转速试验波形

动范围从 $10.5 \sim 57.0 \text{ rad/s}$ 缩小到了 $25.0 \sim 39.0 \text{ rad/s}$ 。定义转速脉动^[12]为转速峰峰值与给定转速的比值,则可算得转速脉动从148.01%减小到44.56%,转速脉动得到了较好的抑制。

从前馈补偿的结果来看,并未完全消除转速脉动,主要存在两方面的原因:一方面是还存在更高次的转矩脉动谐波没有得到补偿;另一方面是采集到的位置-转矩信息尚不够充足,导致最终计算的前馈转矩电流无法完全补偿转矩脉动。

5 结 语

(1) 采用转矩电流前馈补偿的方法来抑制由齿槽转矩等电机本体引起的转速脉动,取得了显著的效果,转速脉动从148.01%减小到了44.56%。

(2) 与文献[6]提出的负载转矩状态观测器相比,本文采用的转矩观测器考虑了电流环的影响,在不同电频率下,该观测器均能准确地跟随转速、观测转矩。

(3) 本文提出的方法具有一定局限性,不同的电机具有不同的前馈转矩电流曲线,因此在使用多台电机时需要多次测量。

(4) 在实际应用当中,可将本文的方法改进为一种“自适应”方法,将离线的计算过程改进为在线记录和计算,使电机控制系统在初始化时就能获得自身的前馈转矩电流曲线。

【参 考 文 献】

- [1] 林莉.永磁同步电机单环模型预测控制转矩脉动抑制[D].成都:西南交通大学,2017.
- [2] 储剑波,胡育文,黄文新,等.一种抑制永磁同步电机转速脉动的方法[J].电工技术学报,2009,24(12): 43.
- [3] 廖勇,甄帅,刘刃,等.用谐波注入抑制永磁同步电机转矩脉动[J].中国电机工程学报,2011,31(21): 119.
- [4] 张猛,李永东,赵铁夫,等.一种减小变频空调压缩机低速范围内转速脉动的方法[J].电工技术学报,2006,21(7): 99.
- [5] 黄辉,马颖江,张有林,等.减小变频空调单转子压缩机低频转速波动的方法[J].电机与控制学报,2011,15(3): 98.
- [6] 咸菁菁.永磁同步电机参数在线辨识的研究[D].南京:南京航空航天大学,2016.
- [7] KIM J, NAM K. Speed ripple reduction of PMSM with eccentric load using sinusoidal compensation method [C] // 8th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia, 2011: 1655.
- [8] 樊国权.高性能永磁同步电机伺服系统控制策略研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2013.
- [9] 赵寿华.永磁同步电机高性能控制系统研究[D].杭州:浙江大学,2015.
- [10] 郑泽东,李永东,肖曦,等.永磁同步电机负载转矩观测器[J].电工技术学报,2010,25(2): 30.
- [11] 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.
- [12] QIAN W Z, PANDA S K, XU J X. Speed ripple minimization in PM synchronous motor using iterative learning control [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2005, 20(1): 53.

收稿日期: 2018-10-11

【主要栏目】

- | | | |
|--------------|-----------|-------------|
| · 控制与应用技术 | · 研究与设计 | · 故障诊断与保护 |
| · 新能源发电与局域电网 | · 新能源汽车技术 | · 发电机组及其控制 |
| · 测试技术与测控系统 | · 材料与工艺 | · 电机生产及质量管理 |
| · 电力电子变流器技术 | · 智能制造 | · 节能应用 |