

# Torque Control of Built - in Permanent Magnet Synchronous Motor

CAO Zhiliang

(ChongQingTechnology and Business Institute, Institute of intelligent manufacturing and automotive, ChongQing, 401520)

**Abstract:** To control the servo interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) drive. A non-linear control algorithm based on differential smoothness method is proposed. The voltage drop is used to calculate load torque disturbance and stator resistance. A simple solution to the dynamics and stability problems of the IPMSM drive structure is proposed. And in the laboratory to achieve the hardware system, using the dSPACE controller DS1104 platform to obtain digital estimates. Simulations and experimental studies were performed using small motors of 1000 W and 3000 rpm. The results show that this control scheme demonstrates the excellent control scheme performance during the motor-driven cycle.

**Key words:** IPMSM; Motor digital control; motor drive, Torque control; Variable speed drive

## 一种基于微分平滑度方法的非线性控制算法

曹志良

(重庆工商职业学院智能制造与汽车学院, 重庆, 401520)

**摘要:** 为了控制伺服内置式永磁同步电机 (IPMSM) 驱动。提出一种基于微分平滑度方法的非线性控制算法, 利用其电压降来计算负载转矩干扰和定子电阻, 提出了 IPMSM 驱动结构的动力学和稳定性问题的简单解决方案, 并且在实验室中设计了硬件系统, 基于 dSPACE 控制器 DS1104 平台获得数字估计, 同时使用 1000W 和 3000rpm 的小型电机进行仿真和实验研究, 分析结果显示了该控制方案在电机驱动循环过程中出色控制性能。

**关键词:** 内置式永磁同步电机; 电机数字控制; 电机驱动; 转矩控制; 变速驱动

**中图分类号:** TP273 **文献标志码:** B

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 具有高效运行、输出功率大以及动态响应快等特点, 使其在各个行业应用较为广泛。根据永磁电机安装在转子上的不同位置, 其可分为表面式永磁同步电动机及内置式永磁同步电动机。

内置式结构的应用范围更广, 内置式永磁同步电机 (IPMSM) 的传统驱动控制方式主要是基于矢量控制 (磁场定向控制 FOC) 方法, 使用比例积分 (PI) 补偿器的线性控制法来控制速度/转矩稳定<sup>[1-2]</sup>。基于线性设计方法的控制器参数取决于工作点的线性近似。由于 IPMSM/逆变器驱动模型是非线性的, 因此可以应用非直接补偿系统的非线性控制策略<sup>[3]</sup>。

差分平滑度方法的概念首先由 Fliess 等人提

出<sup>[4-5]</sup>。这个概念使得轨迹规划和非线性控制器设计更加简单直观, 使系统的替代表示成为可能。微分方法的优点是系统的轨迹直接由平滑输出的轨迹及其导数计算。近年来, 该方法已被用于各种工程学科的各种非线性系统中<sup>[6]</sup>。

本文基于差分平滑度方法, 建立非线性控制算法, 应用于 IPMSM 的速度/转矩反馈控制, 并通过理论仿真与实验研究来验证控制方案的准确性和可靠性。

## 1 非线性鲁棒控制理论

在一个微分代数框架中, 如果存在一组差分独立变量 (在数量上等于输入数量), 使得所有状态变量  $x$  和 (控制) 输入变量  $u$  可以用输出变量  $y$  和有限数量的时间导数,

没有积分微分方程。更明确地说，考虑经典形式的非线性系统。

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= f(x(t), u(t)) \\ y(t) &= h(x(t), u(t)) \end{aligned} \quad (1)$$

式中，

$$x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T; x \in R^n \quad (2)$$

$$u = [u_1, u_2, \dots, u_n]^T; u \in R^m \quad (3)$$

$$y = [y_1, y_2, \dots, y_n]^T; y \in R^m \quad (4)$$

如图 1 (b) 所示，非线性平板系统通常与线性可控系统等效(见图 1 (a))。如果存在满足以下条件的输出矢量  $y$ ，则系统被认为是平滑的。

(1) 输出变量  $y_i$  可以表示为状态变量  $x_i$ ，输入变量  $u_i$  和它们的时间导数的有限数量的函数。

$$y = \phi(x, u, u^{(\alpha)}) \quad (5)$$

(2) 状态变量  $x_i$  和控制输入  $u_i$  的计算方程如下：

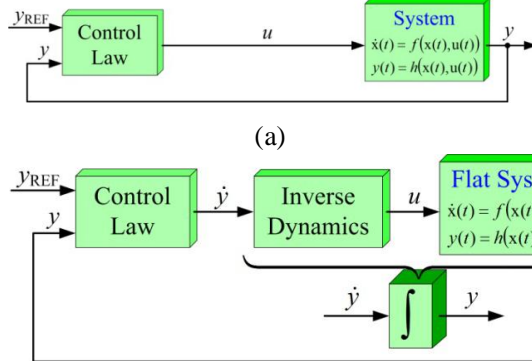
$$x = \varphi(y, y^{(\beta)}) \quad (6)$$

$$u = \psi(y, y^{(\beta+1)}) \quad (7)$$

式中， $\phi(\square)$ ， $\varphi(\square)$ ， $\psi(\square)$  是平滑映射函数。

$y_i$  为输出变量。

如果输出变量为平滑的输出  $y$ ，参考控制设计  $y_{REF}$  能够直接输出。通过引入一个新的稳定输入  $v_i$  (控制律，参见图 1)，可以得到线性误差的动态特性。



(b)

图 1 线性和非线性控制方法的比较：(a) 经典控制 (b) 平滑控制的概念

注：其中  $y$  是输出变量， $y_{REF}$  是输出设定点， $u$  是控制输入变量

$$0 = (y_i^{(\beta+1)} - y_{i,REF}^{(\beta+1)}) + K_\beta (y_i^{(\beta)} - y_{i,REF}^{(\beta)}) + \dots + K_0 (y_i - y_{i,REF}) \quad (8)$$

$$\begin{aligned} v_i &= y_{i,REF}^{(\beta+1)} + K_\beta (y_{i,REF}^{(\beta)} - y_i^{(\beta)}) + \dots + K_0 (y_{i,REF} - y_i) \\ &= y_i^{(\beta+1)} \end{aligned} \quad (9)$$

式中， $K_\beta, \dots, K_0$  是一组控制器参数。根据

(9) 用  $v_i$  替换控制输入表达式中  $y_i$  的最高阶导数导致以下逆动态：

$$u = \psi(y, y^{(\beta)}, v) \quad (10)$$

根据测量的输出  $y$  和期望的输出  $y_{REF}$  计算控制输入。变量  $s$  的闭环特征多项式如下所示：

$$p(s) = s^{(\beta+1)} + \lambda s^\beta + \dots + \lambda s^2 + \lambda s + \lambda \quad (11)$$

通过将特征多项式  $p(s)$  与预定的根位置匹配来获得最佳的控制器参数。

## 2 基于微分平面的内置式永磁同步电机驱动控制策略

### 2.1 IPMSM/逆变器的数学模型

图 2 为连接到 IPMSM 的三相逆变器的系统配置。

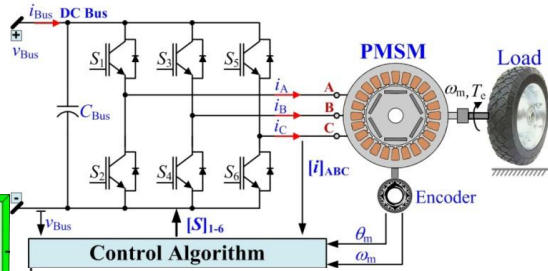


图 2 驱动 IPMSM 的三相逆变器  
正弦脉宽调制技术 (SPWM) 应用于逆变器中，从而实现具有最小不期望谐波的正

弦输出电压。其中  $[x_a, x_\beta]^T = T_{32}' [x_a, x_b, x_c]^T$ ,  $[x_d, x_q]^T = P^{-1} [x_a, x_\beta]^T$ ,  $x$  代表电压、电流、磁链等;  $\theta$  是转子位置 (rad)。矩阵变换定义为<sup>[8]</sup>:

$$e_i^{(\beta+1)} + K_\beta e_i^{(\beta)} + \dots + K_0 e_i = 0 \quad (12)$$

$$T_{32} \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}, T_{32}' T_{32} = I \quad (13)$$

$$P = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}, P^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (14)$$

忽略磁饱和, 在 dq 同步旋转框架中, IPMSM 逆变器驱动的等效电路如图 3 所示,

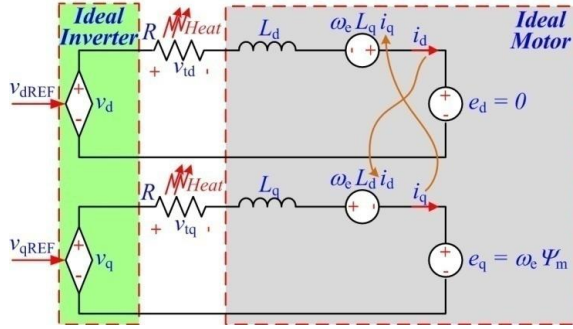


图 3 IPMSM 驱动器的等效电路

同时 IPMSM/逆变器的微分方程可写为:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (v_d - Ri_d + \omega_e L_q i_q)_{i_d=0 \Rightarrow v_d=0} \quad (15)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (v_q - Ri_q + \omega_e L_d i_d - \omega_e \Psi_m) \quad (16)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - B\omega_m - T_L) \quad (17)$$

$$T_e = p i_q (\Psi_m - (L_q - L_d) i_d) \quad (18)$$

$$\omega_e = p \omega_m \quad (19)$$

式中,  $i_d$  和  $i_q$  分别为直流和交流电机的电流。  $\Psi_m$  为内置式永磁体磁链 (Wb);  $L_d$ 、 $L_q$  为 d 轴和 q 轴电感 (H);  $e$  和  $\omega_m$  是电角

频率 (rad/s) 和机械角频率 (rad/s);  $p$  为极对数;  $T_e$ 、 $T_L$  为电磁转矩 (Nm) 及负载转矩 (Nm);  $B$  为摩擦系数 (Nms/rad);  $J$  是转子的惯性矩。由于内置式永磁同步电机由三相逆变器驱动; 因此,  $R$  是代表逆变器损耗的简化电阻 (静态和动态损耗; 二极管和 IGBT (绝缘栅双极型晶体管) 中的电压降) 以及 IPMSM (定子绕组电阻, 磁滞损耗和涡流损耗)。

## 2.2 电流 (转矩) 控制回路

对于非显著机器并参照方程 (15) 和 (16),  $L = L_d = L_q$ 。为了证明系统是平滑的, 控制变量  $u = [u_1, u_2]^T$  和状态变量  $x = [x_1, x_2]^T$  定义如下:

$$y = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}, x = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$x = \begin{bmatrix} \phi_1(y_1) \\ \phi_2(y_2) \end{bmatrix} \quad (21)$$

从 (15) 和 (16) 中, 控制变量  $u$  可以从平面输出  $y$  和它们的时间导数计算得到:

$$u_1 = Li_d + Ri_d - \omega_e Li_q = \psi_1(y_1, y_2, y_3) = v_{dREF} \quad (22)$$

$$u_2 = Li_d + Ri_d - \omega_e Li_d + \omega_e \Psi_m = \psi_2(y_1, y_2, y_3) = v_{qREF} \quad (23)$$

dq 电流的期望参考值表示为  $y_{1REF}$  ( $= i_{dREF}$ ) 和  $y_{2REF}$  ( $= i_{qREF}$ )。给出了实现指数跟踪设定点的反馈控制法则。

$$(\dot{y}_1 - \dot{y}_{1REF}) + K_{11}(y_1 - y_{1REF}) + K_{12} \int_0^t (y_1 - y_{1REF}) d\tau = 0 \quad (24)$$

$$(\dot{y}_2 - \dot{y}_{2REF}) + K_{11}(y_2 - y_{2REF}) + K_{12} \int_0^t (y_2 - y_{2REF}) d\tau = 0 \quad (25)$$

式中,  $K_{11}$  和  $K_{12}$  是控制器参数, 其设置所需的特征多项式为:

$$p(s) = s^2 + 2\zeta_1 \omega_{n1} s + \omega_{n1}^2 \quad (26)$$

$$K_{11} = 2\zeta_1 \omega_{n1}; K_{12} = \omega_{n1}^2 \quad (27)$$

式中,  $\zeta_1$  和  $\omega_{n1}$  分别是期望的主要阻尼

比和固有频率。

dq 电流的期望参考值表示为  $y_{1REF}$  ( $=i_{dREF}$ ) 和  $y_{2REF}$  ( $=i_{qREF}$ )。实现设定点的指数跟踪的反馈控制法则由以下等式给出:

$$\lambda_1 = \dot{y}_{1REF} + K_{11}(y_{1REF} - y_1) + K_{12} \int_0^t (y_{1REF} - y_1) d\tau \quad (28)$$

$$\lambda_2 = \dot{y}_{2REF} + K_{11}(y_{2REF} - y_2) + K_{12} \int_0^t (y_{2REF} - y_2) d\tau \quad (29)$$

### 2.3 速度控制回路

外环与速度调节有关, 其中平滑输出选择为  $y_3 = \omega_m$ , 控制变量  $u_3 = i_q$ , 状态变量

$x_3 = \omega_m = \varphi_3(y_3)$ 。因此, 基于平滑度的速度控

制器输出生成 q 轴电流  $i_{qCOM}$  的命令。根据机械方程 (17) - (19) 和  $i_q(=y_2) = i_{qCOM}$  的假设, 由于内部电流回路的带宽估计为比外部速度回路的带宽宽, 所以控制变量  $u_3(=i_{qCOM})$  可以表示为一个逆动态项, 如下所示:

$$u_3 = (J\dot{\omega}_m + T_L + B\omega_m) / p \cdot \psi_m = \psi_3(y_3, \dot{y}_3) = i_{qCOM} \quad (30)$$

它与内部电流控制回路相似。机械速度的期望参考值表示为  $y_{3REF}(=m_{REF})$ 。反馈控制法则由以下表达式给出:

$$\lambda_3 = \dot{y}_{3REF} + K_{21}(y_{3REF} - y_3) + K_{22} \int_0^t (y_{3REF} - y_3) d\tau \quad (31)$$

$$K_{21} = 2\zeta_3\omega_{n3}; K_{22} = \omega_{n3}^2 \quad (32)$$

式中,  $\zeta_3$  和  $\omega_{n3}$  分别是期望的主要阻尼比和方程 (26) 的固有频率。最后, 鉴于派生反馈的控制律 (32), 需要为变频器产生电流指令。运动轨迹规划被定义为:

$$\frac{\omega_{REF}(s)}{\omega_{COM}(s)} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_{n4}}\right)^2 + \frac{2\zeta_4}{\omega_{n4}}s + 1} \quad (33)$$

式中,  $\zeta_4$  和  $\omega_{n4}$  分别是期望的主要阻尼比和固有频率。

允许将所有状态和输入变量写为所选

平面输出  $y$  的函数。因此, 平滑输出轨迹定义了轨迹变量, 波形可以预测所有的瞬态行为。为了限制瞬态电流, 使用二阶滤波器, 使得电流指令  $i_{COM}$  始终控制为:

$$\frac{i_{REF}(s)}{i_{COM}(s)} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_{n2}}\right)^2 + \frac{2\zeta_2}{\omega_{n2}}s + 1} \quad (34)$$

式中,  $\zeta_2$  和  $\omega_{n2}$  分别为期望的主要阻尼比和固有频率。

### 2.4 状态观察器

参照逆动力学方程 (22), (23) 和 (31), 为了进行差分平滑度估计, 需要知道定子电阻  $R$  和负载转矩  $T_L$ 。为此定义  $v_{iq} = R i_q$ , 同时为了简化在恒转矩区域 ( $i_d = 0$ ) 中的实现和 IPMSM 操作, 方程 (16) 和 (17) 可以被重写为:

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (v_q - v_{iq} - p\omega_m L_d i_d - p\omega_m \psi_m) \quad (35)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (p\psi_m i_q - B\omega_m - T_L) \quad (36)$$

状态观察器致力于非线性系统的子类, 描述为如下:

$$\begin{cases} \dot{X} = \begin{pmatrix} \dot{x} \\ \dot{p} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f(x, u) + g(x, u)p \\ 0 \end{pmatrix} \\ Y = X \end{cases} \quad (37)$$

式中,  $X \in R^{n+m}$  是待估计变量的向量,  $Y \in R^n$  是测量变量的向量;  $X \in R^n$  是系统状态变量的向量。期望每个状态变量被测量 (即  $Y = x$ );  $p \in R^m$  是待估计的未知参数的向量。与状态变量  $x$  相比, 预计参数  $p$  变化缓慢; 命令信号矢量, 分别为尺寸  $R^n$  和  $R^{n \times m}$ 。参照 (35) 和 (36)。

### 2.5 控制结论

图 4 给出了控制算法, 如前所述。外部速度控制算法产生一个电流指令  $i_{qCOM}$ 。该信号必须在  $[i_{qMax}, i_{qMin}]$  区间内饱和。内部电流控制算法估计电压参考。基于功率电子恒定开关频率  $\omega_s$  和级联控制结构, 外部速度控制回路必须工作在截止频率, 也即  $\omega_{n3} \ll \omega_{n2} \ll \omega_{n1} \ll \omega_s$ 。为了提高速度响应, 设置  $\omega_{n4} = \omega_{n3}$ 。对于系统阻尼比, 我们设定  $\zeta_4 = \zeta_3 = \zeta_2 = \zeta_1 = 1pu$ 。当扁平输出稳定时, 整个系统是稳定的, 系统的所有变量均以扁平输

出表示。

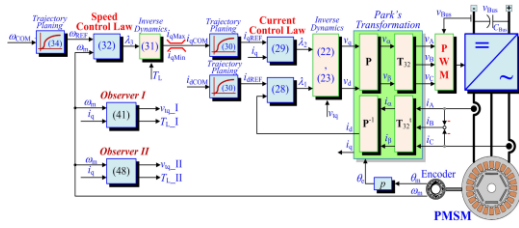


图 4 基于状态观测器的内置式永磁同步电机速度/转矩控制

首先，上述估计被应用于非凸极电机 ( $L_q \approx L_d$ )，而速度控制[平滑度算法 (31)，(32)]用来计算其输出的转矩参考或  $i_{qCOM}$  (和  $i_{dCOM} = 0$ )。但是，相同的方法也可以应用于凸极机器 ( $L_q > L_d$ )。对于显著的极点机器，必须修改电流命令 ( $i_{qCOM}$  和  $i_{dCOM}$ )，使用速度控制的转矩参考值来估计  $i_{qCOM}$  和  $i_{dCOM}$  获得最大每安培转矩 (MTPA) 跟踪。

其次，本文仅介绍定子电阻  $R$  和负载转矩  $T_L$  的状态观察者。然而，通过参考 (24)，(25) 和 (32)，诸如  $K_E$ ， $L_d$ ， $L_q$  等的其他参数可以被认为是变化的，使得这些变化 (模型误差) 可以被所提出的控制器补偿。特别是，包含积分项是为了补偿模型误差 (如参数变化) 和稳态误差。

第三，本文介绍了一种基于 IPMSM 驱动的微分平滑度的新型控制方法 (图 5)。它基于经典的级联速度/电流控制，与经典的线性 PI 控制相似。然而，基于平滑度的控制需要更多的估计项，如逆动力学 (28)，(29)，(31)；轨迹规划 (30)，(34)。尽管如此，现代 32 位微控制器，数字信号处理器 DSP 或 ARM 核心处理器速度非常快。因此，基于平滑度的控制方法中包含的更多术语计算可以由现代计算器很容易地补偿。

$$S_1 = \begin{bmatrix} 250 & 0 \\ 0 & 250 \end{bmatrix} \quad (38)$$

对于所提出的非线性状态观测器 II， $S_2$  和  $P$  设置如下：

$$S_2 = \begin{bmatrix} 2000 & 0 \\ 0 & 2000 \end{bmatrix}, P = \begin{bmatrix} 700 & 0 \\ 0 & 700 \end{bmatrix} \quad (39)$$

图 5 和图 6 显示了两种观测器的对比结果。从图中可以观察到，所提出的状态观测器 I 收敛速度较慢，特别是对于参数  $v_{iq}$ 。所提出的状态观测器 II 在小于 10ms 内收敛于

所选择的参数，这些参数能够经过实验调整以提供尽可能快的响应。

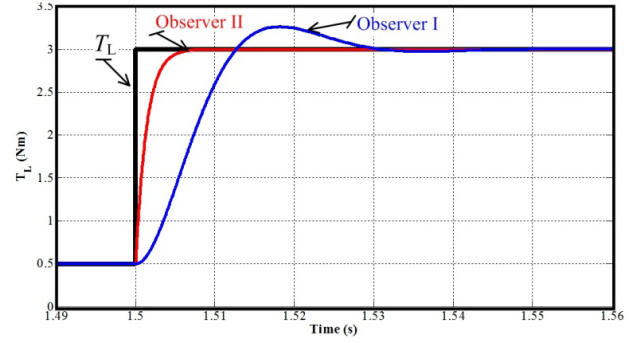


图 5 观测器对负载阶跃的响应: 0.5-3 纳米

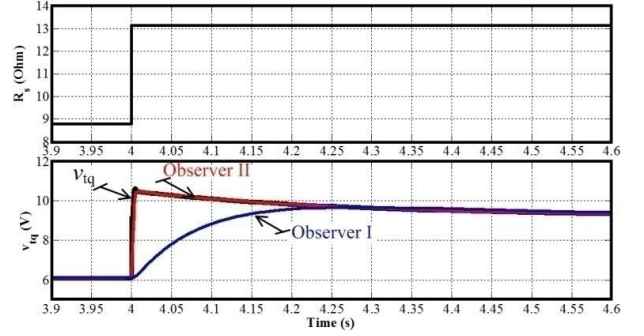


图 6 观测器对电阻损耗阶跃的响应: 8.8Ω -13.1Ω

因此，选择状态观测器 II 是为了实现 IPMSM 驱动器的基于微分平滑度的磁场定向控制。为了演示 IPMSM 速度/转矩控制的动态调节，图 7 中的模拟波形显示了从 0 到 3000 rpm 的大速度指令  $n_{COM}$  的电机速度/转矩动态特性，屏幕显示速度命令  $n_{COM}$ ，速度参考值  $n_{REF}$ ，速度响应  $n$  (平滑输出  $y_3$ )，电流  $i_q$  (平滑输出  $y_2$ )，电流  $i_d$  (平滑输出  $y_1$ ) 以及当前  $i_A$ 。

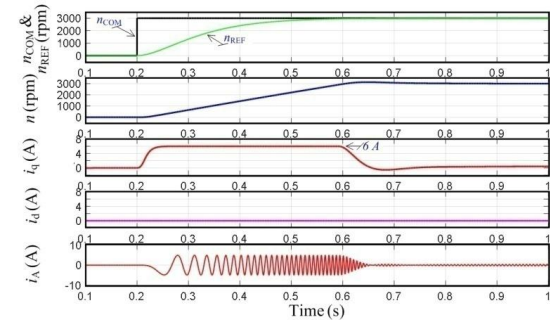


图 7 加速性能从 0-3000 转/分钟

图 8 显示了负载转矩  $T_{Lstep}$  从 0-2.65 Nm 的电机速度/转矩动态特性，而  $n_{COM} = 1000$  rpm， $i_{dCOM} = 0A$ 。屏幕显示速度响应  $n$  (平滑输出  $y_3$ )，负载转矩  $T_L$ ，负载扭矩估算  $T_{L\_Est}$

( $= T_{L\_II} = p_2$ ), 电流  $i_q$  (平滑输出  $y_2$ ) 和电流  $i_d$  (平滑输出  $y_1$ )。如图中所示, 所提出的控制器算法可以获得优良的控制稳定性和最佳的速度响应。

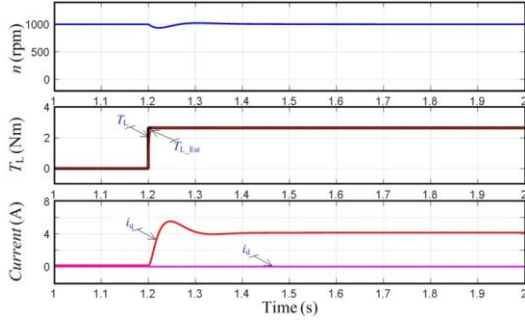


图 8 负载时内置式永磁同步电机驱动的调速步骤 0nm-2.65nm

### 3 实验结果

首先, 只测试当前的控制回路。图 9 显示了在电流命令  $i_{qCOM}$  从-1A到1A的步骤中获得的实验结果, 可以观察到, 电流响应是平稳过渡, 具有大约 40ms 的快速建立时间。图 9 为 IPMSM 驱动器的加速度响应的实验结果:  $n_{COM} = 100 \div 1200 \text{ r/min}$ ,  $i_{dCOM} = 0 \text{ A}$ 。这些图中的示波器波形显示: Ch1: 速度命令  $n_{COM}$ ; Ch2: 速度参考值  $n_{REF}$ ; Ch3: 速度测量  $n$ ; Ch4:  $d$  轴电流  $I_D$ ; Ch5:  $q$  轴电流  $i_q$ ; Ch6: 相电流  $i_A$ 。它显示了轻载条件下的速度/电流控制器对速度指令的性能(摩擦损失)影响。值得注意的是, 电机速度准确地跟踪命令。在加速期间,  $q$  轴电流  $i_q$  等于电机的最大容量( $i_{qMAX} = +6 \text{ A}$ )。这确保 IPMSM 在尽可能短的时间内启动, 并且随后电流  $i_q$  减小以满足较小的摩擦转矩。

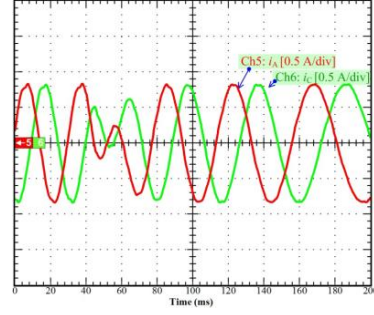
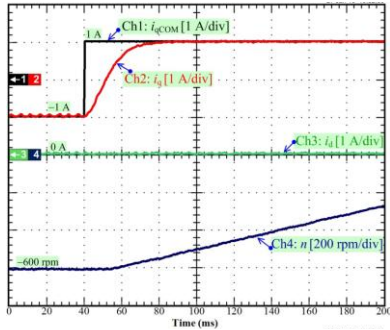


图 9 从-1 A 到 1 A 的平坦度为基础的电流控制

图 10 显示了负载转矩阶跃期间的实验结果。这些图中的示波器波形显示: Ch1: 速度基准值  $n_{REF}$ ; 速度测量  $n$ ; Ch3:  $q$  轴电流参考值  $i_{qREF}$ ; CH4:  $q$  轴电流  $i_q$ ; Ch5:  $d$  轴电流  $I_D$ ; Ch6: 相电流  $i_A$ ; Ch7: 相电流  $i_C$ ; 瞬态定子电流矢量的轨迹。可以看到, 所提出的控制算法具有良好的稳定性以及优良的速度/转矩调节响应。

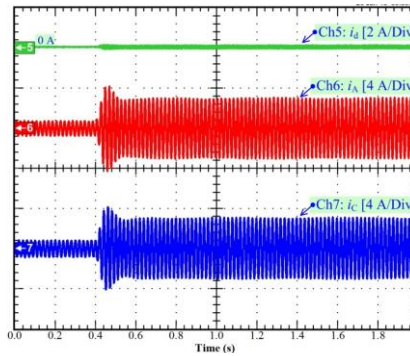
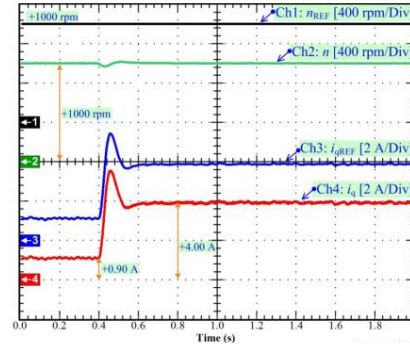


图 10  $n_{COM}$  的速度/电流响应 = 1000 r/min,  $i_{dREF} = 0 \text{ A}$ , 阶跃负载转矩从 0 nm-2.65 nm。

### 4 结论

本文基于基于差分平滑度方法, 建立非线性控制算法, 给出了 IPMSM 驱动的建模和控制方案, 所提出的控制方案通过仿真和实际试验进行测试, 在整个速度范围内表现

出令人满意的性能,具有优良的可靠性和稳定性。

#### 参考文献

- [1] Yang S M, Lin J D, Lin K W. Parameter identification and automatic control loop tuning for PMAC servo motor drives[C]// Industrial Electronics Society, IECON 2014 -, Conference of the IEEE. IEEE, 2015:788-793.
- [2] 李文豪,李杰,杨文卿,等.适用于主动式半捷联的伺服电机多级控制调速方法[J]. 传感技术学报,2017,30(09):1369-1374.
- [3] Ebadat A, Valenzuela P E, Rojas C R, et al. Model Predictive Control oriented experiment design for system identification: A graph theoretical approach[J]. Journal of Process Control, 2017, 52:75-84.
- [4] Suwat Sikkabut, Pongsiri Mungporn, Chainarin Ekkaravarodome, et al. Control of High-Energy High-Power Densities Storage Devices by Li-ion Battery and Supercapacitor for Fuel Cell/Photovoltaic Hybrid Power Plant for Autonomous System Applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 52(5):4395-4407.
- [5] Battiston A, Miliani E H, Martin J P, et al. A Control Strategy for Electric Traction Systems Using a PM-Motor Fed by a Bidirectional, -Source Inverter[J]. Vehicular Technology IEEE Transactions on, 2014, 63(9):4178-4191.
- [6] 吴梅锡,付鲁华,林玉池.基于 DSP 的两相无刷直流陀螺电机稳速系统[J].传感技术学报,2013,26(02):187-190.
- [7] Korgin N A. Equivalence and strategy-proofness of non-anonymous priority allotment mechanisms[J]. Automation & Remote Control, 2016, 77(11):2065-2079.
- [8] Variani M H, Tomsovic K. Two-Level

Control of Doubly Fed Induction Generator Using Flatness-Based Approach[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2016, 31(1):518-525.

- [9] Fehr H, Gensior A. On Trajectory Planning, Backstepping Controller Design and Sliding Modes in Active Front-Ends[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8):6044-6056.

**基金项目:** 重庆市教委科研项目 (GZTG1614)

**作者简介:** 曹志良 (1976.9-), 男, 四川资中, 汉, 硕士, 副教授, 研究方向: 汽车检测技术、汽车电子技术。

**联系地址:** 重庆市合川区高校园区思源路15号 曹志良 收

邮编: 401520 手机号: 17093601367 邮箱: qbdp40@163.com