

具有死区补偿的自抗扰控制下 PMSM 转矩脉动抑制方法

荣智林^{1,2}, 陈启军¹

(1. 同济大学 电子与信息工程学院, 上海 201804; 2. 株洲南车时代电气股份有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘要: 空间矢量脉宽调制死区效应对永磁同步电机(PMSM)的调速控制系统及转矩脉动有一定影响,为了削弱其不利作用,在永磁同步电机矢量控制基础上,提出一种新型的具有死区补偿的自抗扰PMSM控制方案,针对传统自抗扰控制策略下电机转矩脉动较大的缺陷,在原有的自抗扰控制策略中加入死区补偿.仿真及实验结果表明,具有死区补偿的自抗扰PMSM驱动系统,谐波含量明显减少,速度驱动系统更加平稳,有效抑制了转矩脉动.

关键词: 永磁同步电机; 死区补偿; 转矩脉动; 自抗扰控制

中图分类号: TM921

文献标志码: A

Torque ripple suppression method of PMSM based on ADRC with dead-time compensation

RONG Zhi-lin^{1,2}, CHEN Qi-jun¹

(1. College of Electronics and Information Engineering, Tongji University, Shanghai 201804, China; 2. Zhuzhou CSR Times Electric Co Ltd, Zhuzhou 412001, China. Correspondent: RONG Zhi-lin, E-mail: 18607332387@163.com)

Abstract: The permanent magnet synchronous motor(PMSM) speed control system and its torque ripple can be affected by the dead-time effect of space vector pulse width modulation(SVPWM). To solve this problem, on the basis of the vector control method, a novel active-disturbance rejection controller(ADRC) with dead-time compensation is presented. By combining dead-time compensation with ADRC, the magnitude of torque ripple can be significantly reduced. Simulation results show that the harmonic content can be reduced dramatically, the speed control system is more stable, and the torque ripple can be suppressed effectively in the improved ADRC system.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; dead-time compensation; torque ripple; active disturbance rejection control

0 引言

永磁同步电机具有高功率密度、高效率、高转矩电流比、高可靠性等特点^[1-2],在军民两用装备及生产领域应用广泛,同时,在军用装备、印刷机械、数控机床、民用自动生产线等领域也对电机系统的动态响应速度、位置精度、转矩脉动以及稳态误差等关键性能提出了更高的要求.将新型的现代控制理论与工程技术相结合,用以提高系统的控制性能具有重要的学术研究和实际应用价值^[3-5].同时,单一的矢量控制方法难以满足高性能交流永磁电机驱动系统对于特殊场合应用的要求,经典控制理论与现代控制理论形成的理论体系,如预测控制、遗传算法以及 H_∞ 鲁棒控制等可以使控制性能在某一方面有更大提高^[6-8],但控制时仍需要电机的精确数学模型,而且运算量较

大,控制系统成本较高.

在永磁同步电机调速控制系统中,三相桥式电压型逆变器通常采用开关频率大的IGBT、MOSFET等功率开关器件,具有非理想开关特性.在三相桥式逆变器中,为了防止上下桥臂短路故障,通常在同一桥臂的上下两个管间设置同时关闭时间(即死区).虽然这段死区时间在整个开关周期中所占比例较小,但是由于较高的驱动开关频率影响,会产生一系列的死区效应,导致逆变器的输出电流和电压波形畸变严重,造成PMSM电磁转矩脉动较大,严重影响了系统的运行性能^[9-10].

中国科学院系统科学研究所的韩京清^[11]在非线PID控制技术基础上发展了改进型非线性控制技术,于20世纪90年代末提出了自抗扰控制(ADRC),

收稿日期: 2015-03-06; 修回日期: 2015-11-07.

基金项目: 国家863计划项目(2011AA11A10102).

作者简介: 荣智林(1971—),男,教授级高级工程师,博士生,从事轨道交通大功率交流传动及其控制系统的研究;陈启军(1966—),男,教授,博士生导师,从事智能机器人及其系统、嵌入式系统、网络化系统及其应用等研究.

自抗扰就是要自发、主动、直接地去抑制扰动。国内外学者提出了很多死区补偿措施^[12-13], 本文在自抗扰控制的基础上加入空间矢量调制死区补偿, 将静止的 i_M-i_T 直角坐标系分成 6 个矢量空间, 根据定子电流空间角 φ 对各个矢量空间中的死区时间进行补偿, 其中 φ 由 i_M-i_T 直角坐标系中的定子电流 i_M 、 i_T 决定。最后通过仿真及实验验证了具有死区补偿的自抗扰控制方法的正确性和可行性。

1 具有死区补偿的自抗扰 PMSM 控制方案

1.1 永磁同步电机的数学模型

图 1 为永磁同步电机的驱动系统拓扑结构图。其中: 逆变器为三相电压型逆变器, VT1、VT2、VT3、VT4、VT5 和 VT6 采用 IGBT, D1、D2、D3、D4、D5 和 D6 为续流二极管。此外, 6 个 IGBT 功率管的门极驱动信号由驱动系统中的控制单元提供。

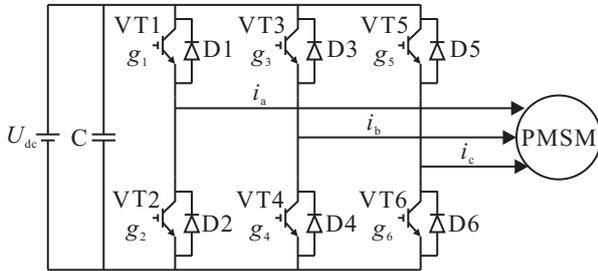


图 1 永磁同步电机驱动控制系统拓扑结构

本文采用三相正弦波电流驱动的表面贴装式永磁同步电动机 (SPMSM) 为被控对象, 假设 $L_d = L_q$, 转子上没有阻尼绕组。同步旋转 dq 坐标系下的状态方程^[14]为

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d}(u_d - R_s i_d + \omega L_q i_q), \quad (1)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q}(u_q - R_s i_q - \omega L_d i_d - \omega \psi_f), \quad (2)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}(1.5n_p \psi_f i_q - n_p T_L - B\omega); \quad (3)$$

电磁转矩方程为

$$T_e = 1.5n_p \psi_f i_q. \quad (4)$$

其中: 转子以转速 ω 同步旋转, 转子永磁体产生的励磁磁场为 ψ_f , $L_d = L_q = L$ 为 d 、 q 轴线圈的自感, u_d 、 u_q 为定子电压在 d 轴和 q 轴上的分量, i_d 、 i_q 为定子电流在 d 轴和 q 轴上的分量, R_s 为定子绕组的相电阻值, T_e 为电磁转矩, T_L 为负载转矩, B 为阻力系数, J 为转子转动惯量, n_p 为电机极对数。

1.2 自抗扰控制器的数学模型

自抗扰控制将之前学者们在控制中一直担心的非线性函数大胆地运用到了控制器中, 突破了需要划分线性与非线性, 时变与非时变, 确定与不确定系统的思维模式的局限。它由跟踪微分器 (TD)、扩张状态

观测器 (ESO)、非线性状态反馈控制律 (NLSEF) 三部分组成^[15]。设计速度电流环自抗扰控制器的结构如图 2 所示。

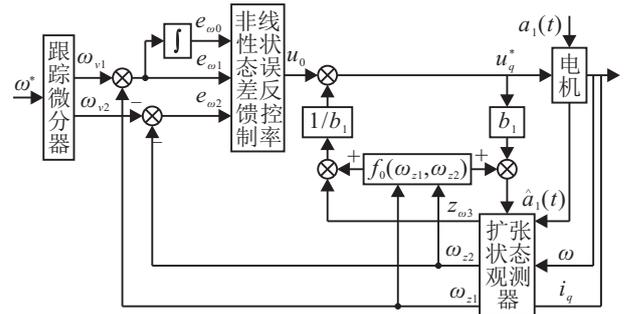


图 2 速度电流环自抗扰控制框图

二阶 ADRC 系统可描述如下:

跟踪微分器

$$\begin{cases} \omega_{v1}(t+1) = \omega_{v1}(t) + h\omega_{v2}(t), \\ \omega_{v2}(t+1) = \\ \omega_{v2} - h[1.76r\omega_{v2}(t) - r^2(\omega_{v1}(t) - \omega^*)]. \end{cases} \quad (5)$$

其中: $\omega_{v1}(t)$ 、 $\omega_{v2}(t)$ 分别为给定转速 ω^* 的跟踪信号和微分信号; h 为积分步长; r 为速度因子。

扩张状态观测器

$$\begin{cases} \varepsilon_{\omega 1} = \omega_{z1}(t) - \omega(t), \\ \omega_{z1}(t+1) = \omega_{z1}(t) + h(\omega_{z2}(t) - \beta_{01}\varepsilon_{\omega 1}), \\ \omega_{z2}(t+1) = \\ \omega_{z2}(t) + h(z_3(t) - \beta_{02}\text{fal}(\varepsilon_{\omega 1}, \alpha_1, \delta) + b_1 u_0), \\ z_{\omega 3}(t+1) = z_{\omega 3}(t) - h\beta_{03}\text{fal}(\varepsilon_{\omega 1}, a_2, \delta). \end{cases} \quad (6)$$

其中: ω 为电机实际反馈转子角频率; $\omega_{z1}(t)$ 为 ω 状态跟踪值, 且能得出跟踪微分信号 $\omega_{z2}(t)$; $z_{\omega 3}(t)$ 为系统未知扰动 $\hat{a}_1(t)$ 估计; $\varepsilon_{\omega 1}$ 为转速误差信号; β_{01} 、 β_{02} 和 β_{03} 为系统输出状态误差校正增益 (可调参数); δ 为 ESO 滤波因子。fal(\cdot) 为最优综合控制函数, 即

$$\text{fal}(\varepsilon, a, \delta) = \begin{cases} |\varepsilon|^a \text{sign}(\varepsilon), & |\varepsilon| > \delta; \\ \varepsilon/\delta^{1-a}, & |\varepsilon| < \delta; \end{cases} \quad \delta > 0. \quad (7)$$

式中: ε 为电机转速输入状态误差; α 为非线性因子 (系统可调参数), $0 < \alpha < 1$; δ 为滤波因子。

非线性状态反馈控制律

$$\begin{cases} e_{\omega 1} = \omega_{v1}(t) - \omega_{z1}(t), \\ e_{\omega 0} = \int e_{\omega 1} dt, \\ e_{\omega 2} = \omega_{v2}(t) - \omega_{z2}(t), \\ u_{q0} = \beta_0 \text{fal}(e_{\omega 0}, \alpha_i, \delta_1) + \beta_1 \text{fal}(e_{\omega 1}, \alpha_p, \delta_1) + \\ \beta_2 \text{fal}(e_{\omega 2}, \alpha_d, \delta_1), \\ u_q^* = u_0 - [z_{\omega 3}(t) + f_0(\omega_{z1}, \omega_{z2})]/b_1. \end{cases} \quad (8)$$

其中: u_q 为电机 q 轴电压补偿控制量, u_0 为电机 q 轴电压设定控制量, $f_0(\omega_{z1}, \omega_{z2})$ 为系统已知部分内部扰动, α_i 、 α_p 和 α_d 为非线性因子, $e_{\omega 1}$ 、 $e_{\omega 0}$ 和 $e_{\omega 2}$ 为转速状态误差、误差积分和误差微分, β_0 、 β_1 和 β_2 分别为系统的增益系数。

1.3 具有死区补偿的自抗扰控制方法

根据图1, 定义从逆变驱动器流向PMSM的方向为相电流 i_a 、 i_b 、 i_c 的正方向. 逆变器驱动共涵盖8种组合方式, 对应8种电压状态矢量. 对于死区时间, 相电流 i_a 、 i_b 、 i_c 的极性有如下6种组合:

- 1) $i_a > 0, i_b < 0, i_c < 0$;
- 2) $i_a > 0, i_b > 0, i_c < 0$;
- 3) $i_a < 0, i_b > 0, i_c < 0$;
- 4) $i_a > 0, i_b > 0, i_c > 0$;
- 5) $i_a < 0, i_b < 0, i_c > 0$;
- 6) $i_a > 0, i_b < 0, i_c > 0$.

死区补偿的重点和难点就是检测相电流的过零点或者相电流的极性.

本文提出一种间接检测相电流过零点的方法, 即根据两相静止坐标系中电流矢量角 φ 的大小来决定过零点. 为了方便分析, 这里将三相静止坐标系中的相电流 i_a 、 i_b 、 i_c 和两相静止坐标系中的 i_M 、 i_T 放到同一个图中(见图3), 根据三相电流的极性将两相静止坐标系中的 i_M - i_T 平面分成6个扇区: I、II、III、IV、V、VI. 每个扇区都有一个相应的死区时间补偿规律, 也就是说, 一旦电流矢量所在的扇区确定了, 就可以根据相应扇区的死区补偿规律进行死区补偿, 因此, 确定电流矢量所在扇区是死区补偿的关键. 电流矢量所在扇区是根据电流矢量角 φ 的大小决定的, 而角 φ 的大小可根据下式计算得到:

$$\varphi = k\pi + \arctan\left(\frac{i_T}{i_M}\right), \quad k = (0, 1). \quad (9)$$

电流矢量所在扇区与电流矢量角的关系为

$$\text{扇区 } N = \begin{cases} 1, & -\pi/6 < \varphi < \pi/6; \\ 2, & \pi/6 < \varphi < \pi/2; \\ 3, & \pi/2 < \varphi < 5\pi/6; \\ 4, & 5\pi/6 < \varphi < 7\pi/6; \\ 5, & 7\pi/6 < \varphi < 3\pi/2; \\ 6, & -\pi/2 < \varphi < -\pi/6. \end{cases} \quad (10)$$

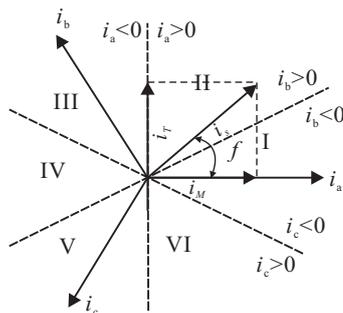


图3 电流极性与电流矢量角关系

对于三相电压型逆变器而言, 死区补偿的本质就是补偿电压偏差. 而输出电压的大小是通过脉宽调制调节的, 即调节电压脉冲的占空比, 也就是脉宽时间

T 在一个PWM周期中所占的比例. 因此, 事实上死区补偿就是对脉宽时间 T 的补偿. 各个扇区中的死区补偿原则见表1, 并且每个补偿值都是不一样的.

表1 SVPWM的死区补偿规则表

扇区 N	I	II	III	IV	V	VI
i_a	+	+	-	-	-	+
i_b	-	+	+	+	-	-
i_c	-	-	-	+	+	+
ΔT_a	$-\Delta T$	$-\Delta T$	$+\Delta T$	$+\Delta T$	$+\Delta T$	$-\Delta T$
ΔT_b	$+\Delta T$	$-\Delta T$	$-\Delta T$	$-\Delta T$	$+\Delta T$	$+\Delta T$
ΔT_c	$+\Delta T$	$+\Delta T$	$+\Delta T$	$-\Delta T$	$-\Delta T$	$-\Delta T$

总体而言, 基于自抗扰控制的死区补偿主要有以下几个步骤:

- 1) 根据式(9)计算电流矢量角;
- 2) 根据电流矢量角和式(10)确定电流所在扇区;
- 3) 根据表1确定死区补偿值和算法.

假设a相的补偿电压为

$$U_{aex} = \frac{T_d}{T_s} U_{dc} \text{sgn}(i_a). \quad (11)$$

其中: U_{dc} 为逆变器直流母线电压值, T_s 为载波周期, T_d 为死区时间, $\text{sgn}(i_a)$ 为符号函数. 则有 $i_a < 0$ 时, $\text{sgn}(i_a) = -1$; 当 $i_a > 0$ 时, $\text{sgn}(i_a) = 1$. 需要最终得到 u_0 作为输出电压的控制量, 由于有

$$u_0 = \frac{U_{dc} U_M}{2U_{TR}}. \quad (12)$$

其中: U_{TR} 为脉冲输出三角波的幅值, U_M 为调制波的幅值. 可将a相的补偿电压 U_{aex} 看作输出电压的控制量 u_0 叠加到具有死区补偿的矢量计算中, 代入式(12)得到调制输出的补偿电压

$$\begin{aligned} U_{Mex} &= \frac{2U_{TR}}{U_{dc}} u_0 = \\ &= \frac{2U_{TR}}{U_{dc}} \times \frac{T_d}{T_s} U_{dc} \text{sgn}(i_a) = \\ &= \frac{2U_{TR} T_d}{T_s} \text{sgn}(i_a). \end{aligned} \quad (13)$$

由图2, 结合式(1)~(4), 可得出电机速度电流环的二阶状态方程为

$$\begin{aligned} \ddot{\omega} &= -\frac{B\dot{\omega}}{J} - \frac{n_p \psi_f^2}{JL_q} \omega - \frac{n_p \psi_f R_s}{JL_q} i_q - \\ &= \frac{n_p \dot{T}_L}{J} + \frac{1.5n_p \psi_f}{JL_q} u_q. \end{aligned} \quad (14)$$

令

$$\begin{aligned} \hat{a}_1(t) &= -\frac{B\dot{\omega}}{J} - \frac{n_p \psi_f^2}{JL} \omega - \frac{n_p \psi_f R_s}{JL} i_q - \frac{n_p \dot{T}_L}{J}, \\ b_1 &= \frac{1.5n_p \psi_f}{JL}, \end{aligned}$$

则有

$$\ddot{\omega} = \hat{a}_1(t) + b_1 u_q. \quad (15)$$

通过式(15), 可设计二阶ADRC对SPMSM的转

速和电流进行控制. 在有位置传感器的条件下, ω 是已知量, 其微分也是已知量, 可得速度电流环的状态方程如下:

$$\begin{cases} \dot{\omega}_{v1} = \omega_{v2} = \dot{\omega}^*, \\ \dot{\omega}_{v2} = \ddot{\omega}^* = \hat{a}_1(t) + b_1 u_q(t), \\ \omega_{v1} = \omega^*. \end{cases} \quad (16)$$

图4为采用具有死区补偿的自抗扰永磁同步电机调速系统结构控制框图, 采用了二阶ADRC速度控制器, 使得速度环和电流环整合成一个速度控制器. 结合式(5)~(8)可知, 给定转速 ω^* 提供过渡过程, 通过TD对噪声具有很好的滤波作用, 获得光滑的跟踪信号 ω_{v1} , 并提取其一次微分信号 ω_{v2} ; ESO给出实际转速的跟踪值 ω_{z1} 和跟踪微分 ω_{z2} , 以及系统扰动的实时作用量的估计 $z_{\omega 3}$, 而 $[z_{\omega 3} + f_0(\omega_{z1}, \omega_{z2})]/b_1$ 的反馈用来补偿扰动; q 轴电压补偿控制量 $u_q(t) = u_0 - [z_{\omega 3} + f_0(\omega_{z1}, \omega_{z2})]/b_1 = u_q^*$, u_0 为运行过程中 u_q 的控制量; 用转速状态误差 $e_{\omega 1}$ 、 $e_{\omega 2}$ 和 $e_{\omega 3}$ 的非线性状态反馈, 将电机非线性控制系统转化为积分器串联型的线性控制系统, 确定转速跟踪设定值的控制量, 用NLSEF实现自抗扰控制.

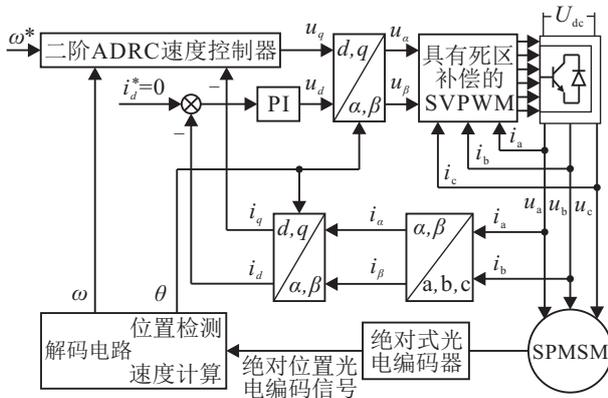


图4 具有死区补偿的自抗扰控制PMSM系统结构

系统采用 $i_d = 0$ 控制策略对SPMSM进行调速, i_q 的控制量通过二阶ADRC速度控制器调节后得到 q 轴参考电压, 经坐标变换得到静止坐标系下电压信号, 再由具有死区补偿的SVPWM控制驱动SPMSM实现高性能调速, 以有效抑制转矩脉动.

2 仿真结果及分析

运用仿真软件Matlab/Simulink对实际系统进行模拟仿真, 将所设计的交流永磁同步电机的参数输入系统, 采用具有死区补偿的ADRC控制策略进行控制. 在与实验参数相同的条件下, 仿真电机参数为: 额定功率为1.82 kW, 额定转速为6000 r/min, 额定转矩为2.9 N·m, 定子电阻为1.826 Ω , 定子电感为7.82 mH, 永磁体磁链为0.246 Wb, 极对数为2. 在给定转速为6000 r/min时驱动系统空载启动, 在0.5 s时投入0.5 N·m负载. 由于在实际的仿真和实验中, 对于二阶

ADRC中的TD参数整定较为容易, 结合实际的调节经验, 调节设置二阶ADRC的基本参数, 这里取 $r = 1000$, 取积分步长 $h = 0.01$; ESO中对于非线性的综合控制函数 $\text{fal}(\cdot)$ 中的参数, 取

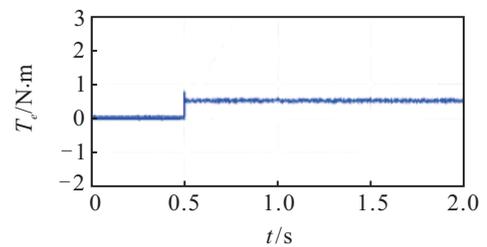
$$\alpha_1 = 0.5, \alpha_2 = 0.25, \delta = 0.05;$$

控制量增益 $b_1 = \frac{1.5n_p\psi_f}{JL}$ 作为参考值并进行调整, 参数 $\beta_{01} = 120, \beta_{02} = 2800, \beta_{03} = 28700$; NLSEF中取

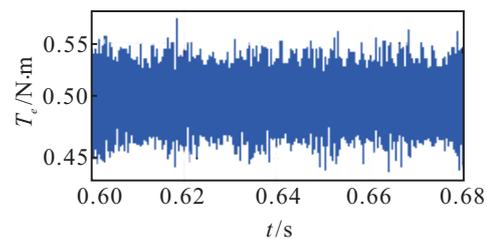
$$\alpha_i = 0.1, \alpha_p = 0.5, \alpha_d = 1.5, \delta_1 = 0.05,$$

β_1, β_0 和 β_2 可按PID控制律的整定方式进行调整.

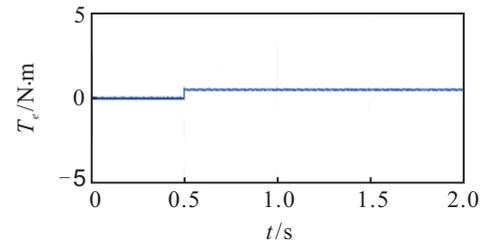
仿真结果如图5所示. 其中: 图5(a)为补偿前的矩阵波形图; 图5(b)为补偿前矩阵波形图的局部放大图; 图5(c)为补偿后的矩阵波形图, 补偿值为 $\Delta T = 1.56 \mu\text{s}$; 图5(d)为补偿后矩阵波形图的局部放大图. 对于未采用新改进方法的PID调速系统而言, 由于仅利用PI进行高速状态下突加负载的矢量调节, 所形成的转矩脉动较大; 而在采用自抗扰调节的同时加入死区补偿, 则控制量 u_0 作为自抗扰死区补偿的关键调节量, 使得系统控制更趋于平稳, 转矩脉动明显减少.



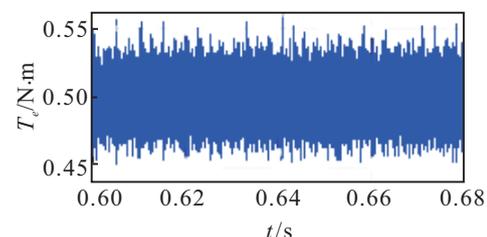
(a) 补偿前转矩波形



(b) 补偿前转矩波形局部放大



(c) 补偿后转矩波形



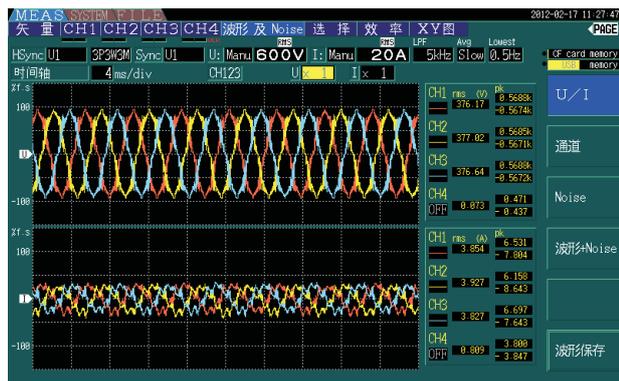
(d) 补偿后转矩波形局部放大

图5 补偿前后转矩波形

3 实验结果及分析

为了进一步验证所提出的控制方法能够有效地抑制转矩脉动,采用自主研发的变频控制系统对一台永磁同步电机系统进行加载实验,利用功率分析仪对实验波形进行记录.由于二阶ADRC系统对PMSM外部负载扰动以及内部参数变化产生扰动的情况具有较强的抗扰动能力,能够有效地减少转矩脉动.为了进一步减少谐波含量,加入死区补偿更能使得速度稳态误差减小,实现系统的速度驱动控制.

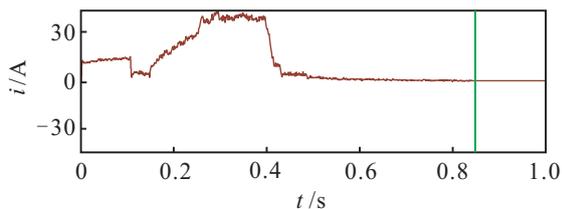
在空载启动电机达到额定转速6000 r/min之后,加满载至过载后进行负载实验测试,调速驱动系统实验波形及数据分别如图6和图7所示.



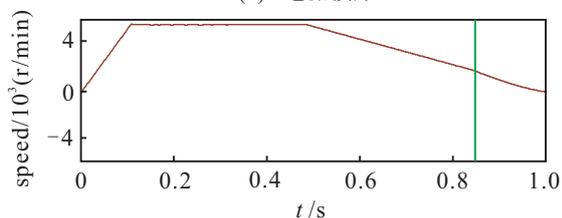
(a) 加载后电压、电流波形图



(b) 加载后谐波含量柱状图

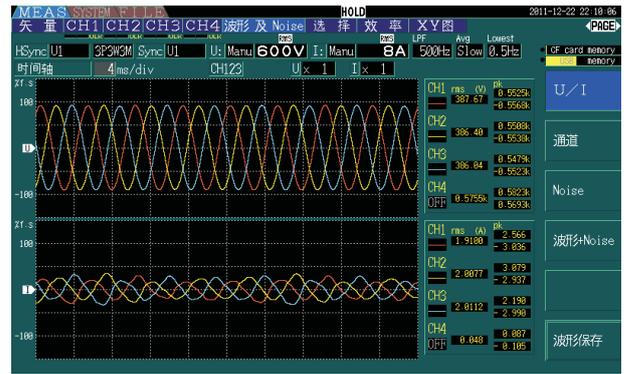


(c) 电流波形



(d) 转速波形

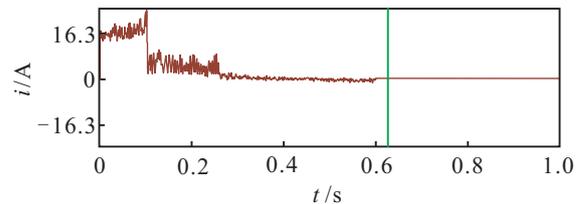
图6 补偿前的实验波形及谐波数据波形



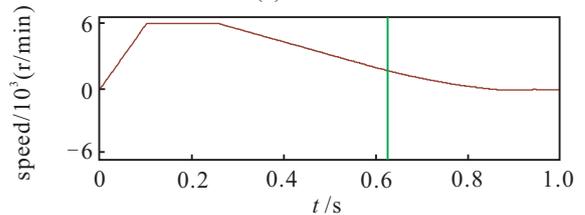
(a) 加载后电压、电流波形图



(b) 加载后谐波含量柱状图



(c) 电流波形



(d) 转速波形

图7 补偿后的实验波形及谐波数据波形

由图6和图7可以看出,采用死区补偿ADRC的控制策略,调速系统的谐波含量明显减少,有利于减小系统的转矩脉动.同时,对比电压、电流、转速和力矩实验波形数据,死区补偿前的PID调速系统在加载实验中存在电流相比于死区补偿ADRC系统稍差,表明了采用新的控制策略对调速系统的改善,其动态响应的能力有了较大提高,使得在响应高速的情况下具有更强的抗负载扰动的能力.

4 结论

本文将具有死区补偿的自抗扰控制理论应用于永磁同步电机调速控制系统中,只要电流矢量角 φ 确定了,就可以根据死区补偿规则表对功率管进行死区

补偿. 仿真和实验结果表明, 将死区补偿 ADRC 控制策略用于速度驱动系统, 对负载及系统内部参数变化具有很强的抗扰动能力, 并且在一定程度上抑制了系统的转矩脉动, 该控制技术的运用能够使得 PMSM 调速系统具有更优良的控制性能.

参考文献(References)

- [1] Petrovic V, Ortega R, Stankovic A M. Interconnection and damping assignment approach to control of PM synchronous motors[J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 2001, 9(6): 811-820.
- [2] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000: 160-259.
(Tang R Y. Modern permanent magnet machines theory and design[M]. Beijing: Machinery Industry Press, 2000: 160-259.)
- [3] Rashed M, Macconnell P F A, Stronach A F, et al. Sensorless indirect-rotor-field-orientation speed control of a permanent-magnet synchronous motor with stator-resistance estimation[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2007, 54(3): 1664-1675.
- [4] 侯利民, 王巍. 无速度传感器的表面式永磁同步电机无源控制策略[J]. 控制与决策, 2013, 28(10): 1578-1586.
(Hou L M, Wang W. Speed sensorless system of passivity-based control strategy for SPMSM[J]. Control and Decision, 2013, 28(10): 1578-1586.)
- [5] Liu H X, Li S H. Speed control for PMSM servo system using predictive functional control and extended state observer[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 1171-1183.
- [6] 侯利民, 张化光, 刘秀翀. 带 ESO 的自适应滑模调节的 SPMSM 自抗扰-无源控制[J]. 控制与决策, 2010, 25(11): 1651-1655.
(Hou L M, Zhang H G, Liu X C. Adaptive sliding mode controller based on extended state observer of SPMSM with active disturbance rejective-passivity-based controller[J]. Control and Decision, 2010, 25(11): 1651-1655.)
- [7] Liu K, Zhu Z Q. Position offset based parameter estimation for permanent magnet synchronous machines under variable speed control[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2014, 99(1): 1-12.
- [8] Sun L, Zhang X G, Sun L Z, et al. Nonlinear speed control for PMSM system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2013, 28(3): 1358-1365.
- [9] 王家军, 王江, 许镇林. 基于逆变器死区的永磁同步电动机系统的变结构控制[J]. 控制理论与应用, 2002, 19(4): 579-582.
(Wang J J, Wang J, Xu Z L. Variable structure control of PMSM system based on inverter dead time[J]. Control Theory & Applications, 2002, 19(4): 579-582.)
- [10] Wunoz A R, Lipo T A. On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives[J]. IEEE Trans on Power Electron, 1999, 14(4): 683-689.
- [11] 韩京清. 自抗扰控制技术[J]. 前沿科学, 2007, 1(1): 24-31.
(Han J Q. Auto disturbance rejection control technique[J]. Frontier Science, 2007, 1(1): 24-31.)
- [12] 李妍, 毛志忠, 王福利, 等. 电弧炉电极调节系统的自适应死区补偿控制[J]. 控制与决策, 2010, 25(10): 1474-1478.
(Li Y, Mao Z Z, Wang F L, et al. Adaptive dead zone compensation control of electrode regulating system of electric arc furnace[J]. Control and Decision, 2010, 25(10): 1474-1478.)
- [13] He Y D, Wang J Z, Hao R J. Adaptive robust dead-zone compensation control of electro-hydraulic servo systems with load disturbance rejection[J]. J of Systems Science and Complexity, 2015, 28(2): 341-359.
- [14] 黄庆, 黄守道, 伍倩倩, 等. 基于模糊自抗扰控制器的永磁同步电动机伺服系统[J]. 电工技术学报, 2013, 28(9): 294-301.
(Huang Q, Huang S D, Wu Q Q, et al. PMSM servo system based on fuzzy active-disturbance rejection controller[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2013, 28(9): 294-301.)
- [15] Su Y X, Zheng C H, Duan B Y. Automatic disturbance rejection controller for precise motion control of permanent magnet synchronous motors[J]. IEEE Trans on Industry Electronics, 2005, 52(3): 814-823.

(责任编辑: 曹洪武)