

文章编号: 1001-8360(2019)09-0067-07

# 基于高采样率状态观测器的永磁同步牵引电机 数字控制系统延时补偿方法

王晓帆, 林 飞, 方晓春, 张新宇, 杨中平

(北京交通大学 电气工程学院, 北京 100044)

**摘 要:** 在轨道交通牵引传动系统中, 由于逆变器开关频率较低, 数字控制延时限制了电流闭环的控制带宽。针对大功率永磁同步牵引电机的运行特点, 分析了控制延时产生的原因及其影响, 并应用高采样率-低开关频率的控制方法大幅减小了采样延时。为了进一步提高电流控制性能, 利用改进  $Z$  变换理论在离散域对高采样率控制方法进行了建模分析, 并提出一种基于高采样率观测器的延时补偿方法。Matlab/Simulink 仿真和大功率永磁同步牵引电机的实验结果表明, 提出的补偿方法可以加快电流控制的动态响应并减小稳态电流纹波。

**关键词:** 高采样率; 延时补偿; 数字控制; 永磁同步电机; 改进  $Z$  变换

中图分类号: U264.1 文献标志码: A doi:10.3969/j.issn.1001-8360.2019.09.009

## Delay Compensation for Digital Control System of Permanent-magnet Synchronous Traction Motor Based on Multiple Sampling Observer

WANG Xiaofan, LIN Fei, FANG Xiaochun, ZHANG Xinyu, YANG Zhongping

(School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

**Abstract:** In the rail transit traction drive system, the control bandwidth of the current closed-loop is limited by digital control delay due to the low switching frequency of the inverter. Aiming at the characteristics of high-power permanent magnet synchronous motors (PMSMs), the causes and effects of time delay were analyzed, and the sampling delay was greatly reduced by using multiple sampling control method. In order to further improve the performance of current control, the multiple sampling method was modeled and analyzed in the discrete domain by using the improved  $Z$ -transform theory, while a delay compensation method based on the high sampling rate observer was proposed. The simulation based on Matlab/Simulink and experimental results of high power PMSM show that the proposed compensation method can improve the dynamic response of current control and reduce the steady-state current ripple.

**Key words:** multiple sampling; delay compensation; digital control; permanent magnet synchronous motor (PMSM); improved  $Z$ -transform

近年来, 轨道交通发展十分迅速, 而由于功率密度高、损耗小等优点, 永磁同步牵引电机及其控制算法受到广泛关注<sup>[1-3]</sup>。在牵引电机的数字控制中, 数字控制器的带宽受到 A/D 转换时间、计算时间、采样延时、脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation, PWM)输出延

时的共同限制。通过采用先进的快速 A/D 转换芯片与 CPU, 前两者的影响可被最大限度地减小。基于减少功率器件开关损耗与散热的考虑, 牵引逆变器的开关频率普遍很低, 一般仅为数百赫兹<sup>[3]</sup>。传统采样模式中采样频率与 PWM 开关频率相同, 因此采样延时和 PWM 输出延时占据了主导地位。

针对低开关频率下的延时问题, 已有文献进行了大量研究。通过建立电机的复矢量模型, 采用零极点抵消原理设计复矢量电流调节器, 可对延时进行补偿<sup>[4-7]</sup>。但对于凸极永磁同步电机而言, 由于其  $d$  轴、 $q$

收稿日期: 2016-10-03; 修回日期: 2016-12-03  
基金项目: 中央高校基本科研业务费(2018YJS153)  
第一作者: 王晓帆(1992—), 男, 河北衡水人, 博士研究生。  
E-mail: xfwangbjtu@163.com  
通信作者: 林 飞(1975—), 男, 北京人, 教授, 博士。  
E-mail: flin@bjtu.edu.cn

轴电感不相等,不易建立复矢量模型。电流预测控制方法可在一定程度上避免延时问题的影响<sup>[8-11]</sup>,但大多是在传统采样模式的基础上应用补偿控制策略。采用高采样率控制方法<sup>[12-16]</sup>可以减小采样延时,提高数字控制器的动态性能。为了对低开关频率下的 LCL 滤波器进行阻尼补偿,文献[12]使用了高采样率方法,但没有对这一结构进行深入分析。文献[13]对并网逆变器的多种采样策略进行了对比研究。文献[14-15]分别将高采样率控制方法用于有源滤波器和 DC-DC 变换器的控制当中,获得了较好地控制效果。

本文基于永磁同步牵引电机研究数字控制系统的延时问题。首先对电机控制系统进行了建模,并分析了延时问题产生的原因和影响,采用高采样率控制方法减少延时。运用改进 Z 变换理论,设计了一种状态观测器,在高采样率模式下实现对电流的无差拍观测,进一步对采样延时进行补偿控制。最后通过 Matlab/Simulink 仿真与大功率永磁同步牵引电机实验对这一补偿方法进行验证。

## 1 永磁同步电机控制原理

在两相旋转坐标系下,永磁同步电机的电压方程为

$$\begin{cases} u_d = (R + L_d s) i_d + e_q \\ e_q = -L_q i_q \omega_r \\ u_q = (R + L_q s) i_q + e_d \\ e_d = (\psi_f + L_d i_d) \omega_r \end{cases} \quad (1)$$

转矩方程为

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

式中: $e_d$ 、 $e_q$  分别为 d 轴、q 轴反电势; $u_d$ 、 $u_q$  分别为定子 d 轴、q 轴电压; $i_d$ 、 $i_q$  为定子 d 轴、q 轴电流; $L_d$ 、 $L_q$  为 d 轴、q 轴电感; $\omega_r$  为电机的电角速度; $\psi_f$  为转子磁链; $R$  为定子电阻。

本文中采用零 d 轴电流控制策略,即控制目标为保持 d 轴电流  $i_d = 0$ ,此时式(2)可简化为

$$T_e = \frac{3}{2} p \psi_f i_q \quad (3)$$

式中: $\psi_f$  为转子磁链,可认为一恒定值。由式(3)可以看出,此时电机电磁转矩只与 q 轴电流成正比,其性能与直流电机类似。控制框图见图 1。

图 1 展示了永磁同步牵引电机控制结构,司控台发出牵引/制动级位指令,根据转速、转矩信息输出对应的电流指令  $i_{d\_cmd}$  和  $i_{q\_cmd}$ ,再经由电流调节器输出电压指令  $u_{d\_cmd}$  和  $u_{q\_cmd}$ 。电流调节器一般采用 PI 控制器。由式(1)可见,d 轴电压和 q 轴电压之间存在

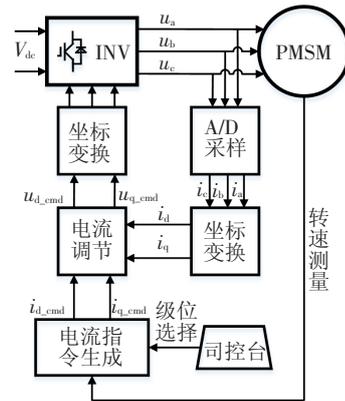


图 1 永磁牵引电机控制系统

耦合分量,因此还需在 PI 控制器之后配备一个解耦环节,用反电势信号分别对 d 轴、q 轴电压进行解耦。电流闭环控制结构见图 2。

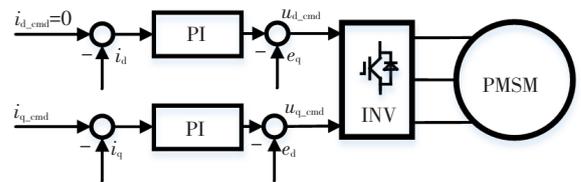


图 2 电流闭环结构

## 2 延时分析及影响

### 2.1 延时分析

由于大功率牵引逆变器开关频率低,电流采样延时和 PWM 输出延时在电流闭环控制系统总延时中占据了主导地位。

传统采样模式示意图 3,其中  $T_s$  为采样间隔,每个采样间隔内依次进行采样、计算以及 PWM 的更新和输出。在理想系统中,认为采样至 PWM 输出在同一时刻完成,不存在延时。但实际系统中,采样和计算花费的时间不可忽略,如果在  $(k-1)T_s$  时刻进行采样并计算得到 PWM 占空比信号,要等到  $kT_s$  时刻才进行更新。因此,采样延时  $T_c$  就是采样时刻和更新 PWM 时刻之间的间隔时间  $T_s$ 。

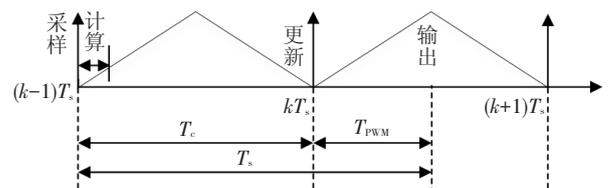


图 3 传统采样模式示意

此外,将占空比信号转换为电机端电压还需要半个开关周期,因此 PWM 输出延时  $T_{PWM} = 0.5 T_s$ 。可见在传统数字控制模式中,电流闭环总延时为  $T_d =$

$$T_c + T_{PWM} = 1.5T_s。$$

### 2.2 高采样率控制方法

为减小系统延时,本文采用了一种高采样频率低开关频率的控制方法,该方法要求采样频率要高于开关频率,即每一个控制周期要进行多次采样,每次 PWM 更新都采用最近一次采样计算所得的结果,由此可使采样延时随着采样频率的增加而减小,即  $T_c = T_s/m (m=1,2,3,\dots)$ 。使用该模式后,电流闭环总延时变为  $T_d = T_c + T_{PWM} = T_s \times (2+m) / 2m$ 。高采样率模式示意图见图 4(以  $m=4$  为例)。

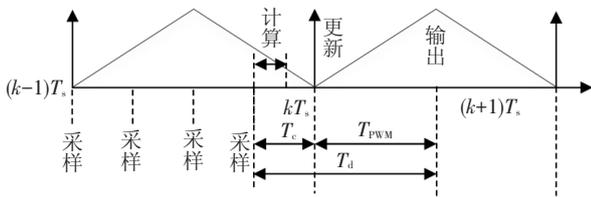


图 4 高采样率模式示意

### 2.3 延时对系统性能的影响

由于采用零 d 轴电流控制,假定永磁同步电机 d 轴、q 轴完全解耦,因此仅对 q 轴电流闭环进行分析。

根据式(1)可得被控对象的等效传递函数为

$$G(s) = 1 / (R + L_q s) \quad (4)$$

电流调节器采用 PI 控制器,其传递函数为

$$F(s) = K_p + K_i / s \quad (5)$$

式中:  $K_p, K_i$  分别为比例、积分系数。

延时环节等效为 1 个一阶惯性环节,其传递函数为

$$G_d(s) = 1 / (T_d s + 1) \quad (6)$$

那么 q 轴电流闭环结构见图 5。

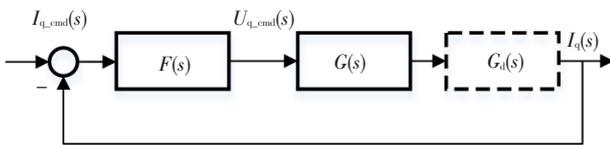


图 5 电流闭环框图(q轴)

若不考虑系统延时,则电流环开环传递函数为

$$G_1(s) = G(s)F(s) = \frac{K_1}{R} \cdot \frac{1 + sK_p/K_1}{s(1 + sL_q/R)} \quad (7)$$

本文根据工程方法,将系统设计为典型 I 型系统,利用 PI 调节器提供的零点  $(-K_p/K_1, 0)$  对消系统极点  $(-L_q/R, 0)$ 。

如果将系统带宽定义为当闭环系统幅频特性幅值衰减到  $\omega=0$  时幅值的 0.707 倍所对应的频率,根据式(7),只要 PI 参数合适,可以在不存在延时的理想系统中获得无穷大的控制带宽。

若考虑系统延时,则电流环开环传递函数为

$$G_2(s) = G(s)F(s)G_d(s) =$$

$$\frac{K_1}{R} \cdot \frac{1 + sK_p/K_1}{s(1 + T_d s)(1 + sL_q/R)} \quad (8)$$

由于  $L_q/R \gg T_d$ , 电机的电磁时间常数极点  $(-L_q/R, 0)$  通常被当做主导极点。根据零极点对消原则,选择  $K_p = L_q/2T_d, K_i = R/2T_d$ , 则系统闭环传递函数为

$$G_c(s) = \frac{1}{2T_d^2 s^2 + 2T_d s + 1} \quad (9)$$

不同  $m$  值的高采样率模式下的电流闭环系统伯德图(开关频率 500 Hz),见图 6,可见随着  $m$  的增加,延时减小,系统带宽明显增加。若将采样频率设为开关频率的 4 倍,即取  $m=4$ ,系统总延时可比传统采样模式减少 50%,理论上闭环系统带宽可增加一倍,可见高采样率方法可大幅提高闭环控制性能。

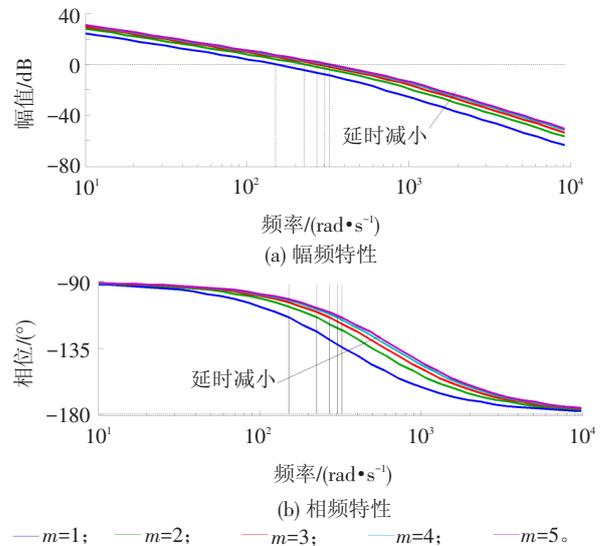


图 6 电流闭环系统伯德图

## 3 基于状态观测器的延时补偿策略

延时问题在电流闭环中造成相位滞后,在 d、q 轴电压间引入新的耦合分量,表现为电流动态响应变慢、稳态电流纹波增大等问题。虽然采用高采样率方法可以大大减小采样延时,但由于实际中矢量控制算法需要一定的计算时间,采样延时无法避免。为了消除延时带来的负面影响,本文在高采样率控制模式下设计了一个状态观测器,进一步对采样延时进行补偿。

### 3.1 离散化

采用双线性变换法对 PI 控制器进行离散化可得

$$F(z) = K_p + K_i \frac{T_s}{2} \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (10)$$

带有零阶保持器的 PMSM 等效传递函数为

$$\frac{I_q(s)}{U_q(s)} = G_0(s) = \frac{1 - e^{-T_s s}}{s} G(s) \quad (11)$$

若不考虑采样延时,则  $G_0(s)$  的  $Z$  域表达式为

$$G_0(z) = \frac{I_q(z)}{U_q(z)} = \frac{1}{R} \frac{(1 - e^{-aT})z^{-1}}{1 - e^{-aT}z^{-1}} \quad (12)$$

$Z$  变换仅仅是基于虚拟输出采样器的插入,而改进  $Z$  变换是基于系统输出端虚拟延迟时间的插入,还基于虚拟延迟时间的改变,可获得一个控制周期内任意时刻的输出。由 2.2 节可知,在高采样率系统中,采样延时为  $T_c = T_s/m$ ,不足一个开关周期,可采用改进  $Z$  变换法获取系统在临近采样时刻的输出值。将虚拟延时  $T_c = T_s/m$  插入到系统输出端,对  $G_0(s)$  进行改进  $Z$  变换,可得

$$G_0(z, m) = \frac{1}{R} \left[ \frac{(1 - e^{-maT})z^{-1} + (e^{-maT} - e^{-aT})z^{-2}}{1 - e^{-aT}z^{-1}} \right] \quad (13)$$

式中:  $a = R/L_q$ 。

### 3.2 高采样率状态观测器

结合式(12)、式(13)可以得到

$$G_0(z, m) = \left[ \frac{(1 - e^{-maT})}{1 - e^{-aT}} + \frac{e^{-maT} - e^{-aT}}{1 - e^{-aT}} z^{-1} \right] G_0(z) \quad (14)$$

由式(14)可以推知不考虑延时情况下,  $q$  轴电流表达式  $I_q(z)$  与考虑延时情况下  $q$  轴电流表达式  $I_q(z, m)$  之间的关系

$$I_q(z, m) = \left[ \frac{(1 - e^{-maT})}{1 - e^{-aT}} + \frac{e^{-maT} - e^{-aT}}{1 - e^{-aT}} z^{-1} \right] I_q(z) \quad (15)$$

分别对式(12)、式(15)进行  $Z$  反变换可以得到

$$\begin{cases} I_q(n) = e^{-aT} I_q(n-1) + \frac{1 - e^{-aT}}{R} U_q(n-1) \\ I_q(n, m) = e^{-maT} I_q(n-1) + \frac{1 - e^{-maT}}{R} U_q(n-1) \end{cases} \quad (16)$$

改写成标准形式为

$$\begin{cases} x(n) = Gx(n-1) + Hu(n-1) \\ y(n-1) = Cx(n-1) + Du(n-1) \end{cases} \quad (17)$$

式中:  $x(n) = I_q(n)$ ;  $y(n-1) = I_q(n, m)$ ;  $u(n-1) = U_q(n-1)$ ;  $G = e^{-aT}$ ;  $H = (1 - e^{-aT})/R$ ;  $C = e^{-maT}$ ;  $D = (1 - e^{-maT})/R$ 。

根据此状态方程,可设计状态观测器

$$\begin{aligned} \hat{x}(n) &= G\hat{x}(n-1) + Hu(n-1) + \\ &\mathbf{K}_e [y(n-1) - \hat{y}(n-1)] \end{aligned} \quad (18)$$

式中:  $\mathbf{K}_e$  是观测器状态矩阵;  $\hat{x}$ 、 $\hat{y}$  分别是  $x$ 、 $y$  的估计值。根据式(18),电流观测值可由下式得出

$$\begin{aligned} \hat{I}_q(n) &= e^{-aT} \hat{I}_q(n-1) + \frac{1 - e^{-aT}}{R} U_q(n-1) + \\ &\mathbf{K}_e [I_q(n, m) - \hat{I}_q(n, m)] \end{aligned} \quad (19)$$

由式(16)得到

$$\hat{I}_q(n, m) = e^{-maT} I_q(n-1) + \frac{1 - e^{-maT}}{R} U_q(n-1) \quad (20)$$

把式(20)代入式(19)中得到

$$\begin{aligned} \hat{I}_q(n) &= e^{-aT} \hat{I}_q(n-1) + \frac{1 - e^{-aT}}{R} U_q(n-1) + \\ \mathbf{K}_e \left[ I_q(n, m) - e^{-maT} I_q(n-1) - \frac{1 - e^{-maT}}{R} U_q(n-1) \right] \end{aligned} \quad (21)$$

由式(21)可知,当  $\mathbf{K}_e = e^{-(m-1)aT}$  时,就可以实现无差拍状态观测,从而对采样延时进行补偿。式(21)化简为

$$\begin{aligned} \hat{I}_q(n) &= e^{(m-1)aT} I_q(n, m) - \\ &\frac{e^{(m-1)aT} - 1}{R} U_q(n-1) \end{aligned} \quad (22)$$

带有延时补偿的电流闭环框图见图 7。

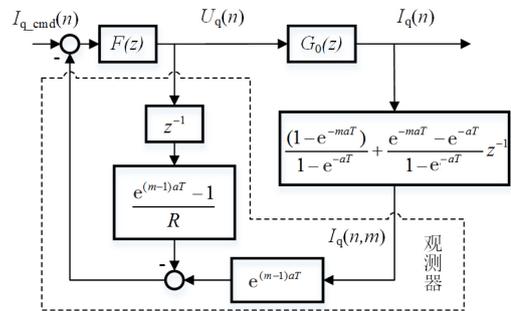


图 7 带有延时补偿的电流闭环框图

需要说明的是,在实际运行过程中电机参数会受温度、磁饱和程度等因素的影响而发生显著变化。模型参数误差会导致动态解耦效果变差,根据恒定参数确定的控制器参数  $K_p = L_q/2T_d$  和  $K_i = R/2T_d$ ,难以使电流控制一直保持在最优状态。采用在线辨识的方法,根据实时的电阻、电感、磁链等参数进行解耦与控制参数调整,可以有效避免电机参数变化的负面影响<sup>[17]</sup>。

## 4 仿真与实验

### 4.1 仿真

在 Matlab/Simulink 仿真环境中,对所提补偿方法进行仿真研究。永磁同步电机参数见表 1。

表 1 仿真和实验中的电机参数

电机参数	数值	电机参数	数值
额定功率/kW	300	额定电压/V	1 100
额定电流/A	169	极对数	2
直轴电感/mH	5	交轴电感/mH	15
定子电阻/ $\Omega$	0.1		

仿真条件:设定开关频率为 500 Hz,电机在恒定速度下运行,d 轴电流指令保持为零,测试 q 轴电流的阶跃响应。

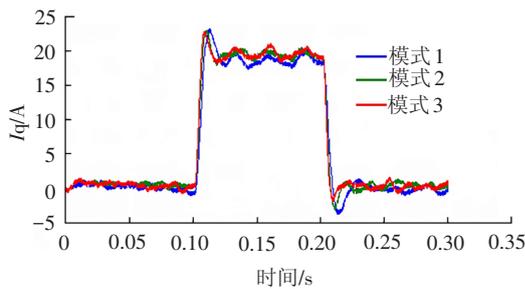
分别在以下 3 种模式下运行仿真:

模式 1 采样频率与开关频率相同,即  $f_c = f_s = 500$  Hz;

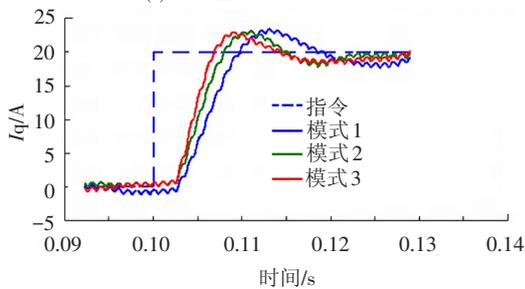
模式 2 采用高采样率控制方法,取  $m = 4$ ,即  $f_c = 4 \times f_s = 2\ 000$  Hz;

模式 3 在模式 2 的基础上加入延时补偿环节。

仿真运行过程:电机运行速度为 300 r/min。在 0.1 s 时,q 轴电流指令由 0 突变为 20 A;在 0.3 s 时刻,q 轴电流指令由 20 A 突变为 0 A。3 种模式下的 q 轴电流响应对比见图 8。由图 8 可见,采用高采样频率的方法可以有效提高电流响应速度,电流环带宽更高,在此基础上加入延时补偿环节后可以进一步提升系统的响应速度,表现出更优异的性能。



(a) 电流上升阶跃和下降阶跃



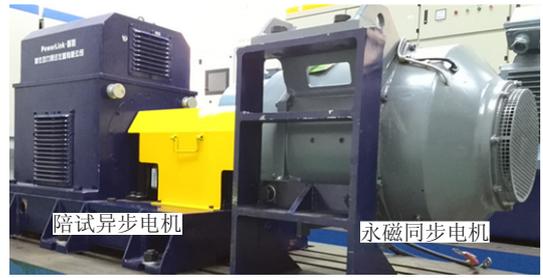
(b) 电流上升沿放大图

图 8 3 种模式的阶跃响应对比

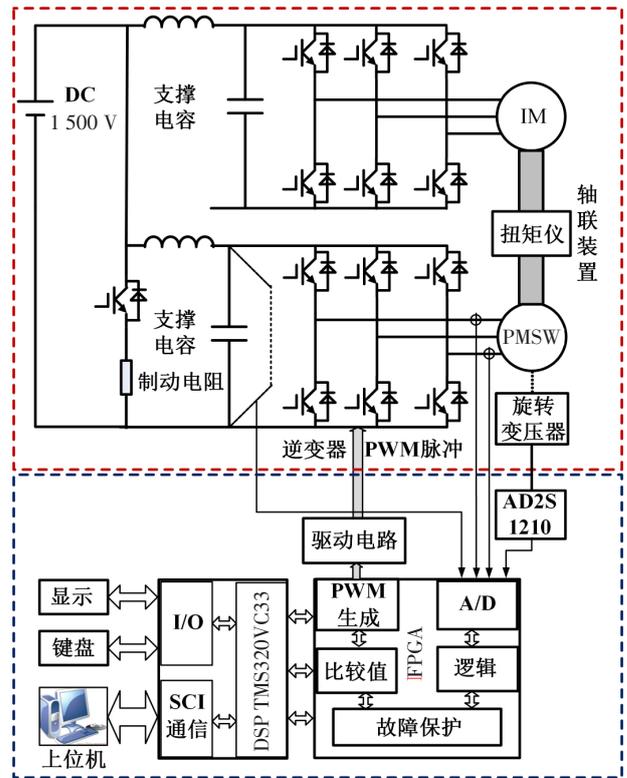
### 4.2 实验

本文搭建了基于 DSPTMS320VC33 + FPGA 控制系统的永磁同步电机实验平台,其结构见图 9。永磁同步电机和陪试异步电机分别由 1 台牵引逆变器驱

动,二者共用 1 500 V 直流母线。实验所用永磁同步电机参数与仿真中一致。



(a) 实物

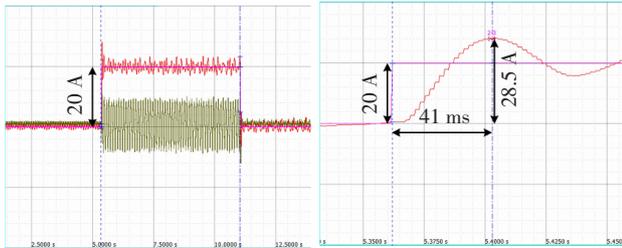


(b) 主电路与控制器拓扑

图 9 永磁同步电机实验平台

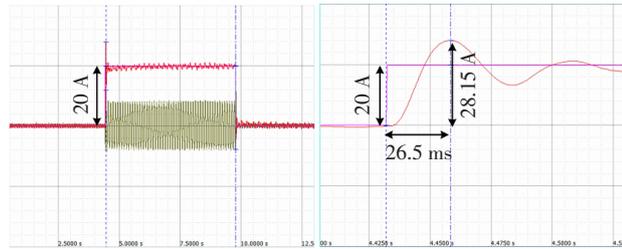
逆变器开关频率 500 Hz,永磁同步电机采用  $i_d = 0$  控制策略,由陪试异步电机拖动在 300 r/min 恒速运行。给定永磁同步电机 q 轴电流阶跃指令 (0→20 A,20→0 A),观察电流响应。按照 4.1 节中所述 3 种模式进行实验。模式 1、模式 2、模式 3 的实验结果分别见图 10~图 12。

由图 10(b)可见,电流上升到最大值用时 41 ms,且稳态电流有较大范围的波动。由于采用了高采样率控制方法,大大缩短了采样延时,使得电流控制器带宽增加,因此电流响应更快。由图 11(a)可见,模式 2 的稳态电流波动比模式 1 更小。由图 11(b)可见,电流上升到最大值用时减小为 26.5 ms。由图 12(b)可见,加入延时补偿算法之后,保证超调量不变的前提下,电流上升到最大值用时进一步减小为 21.5 ms,调节时



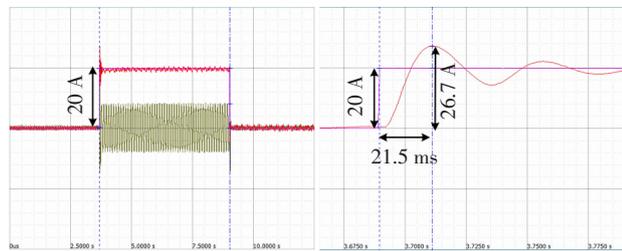
(a) q轴电流阶跃响应和相电流波形 (b) q轴电流上升沿放大图

图 10 电流阶跃响应(模式1)



(a) q轴电流阶跃响应和相电流波形 (b) q轴电流上升沿放大图

图 11 电流阶跃响应(模式2)



(a) q轴电流阶跃响应和相电流波形 (b) q轴电流上升沿放大图

图 12 电流阶跃响应(模式3)

间更短,表现出比前 2 种模式更好的动态性能。另外,实验结果相比较于仿真结果出现较大超调,是由于实验中未能做到完全解耦以及电机参数变化所致,并不影响结论。

## 5 结束语

本文针对永磁同步牵引电机和数字控制系统的运行特点,对电机电流闭环控制系统中的延时来源及其影响进行了分析,采用一种高采样率的控制方法降低了系统延时,理论分析以及仿真和实验结果表明此方法可明显提高电流闭环控制带宽。高采样率模式下采样延时依然存在,为进一步提高电流控制的快速性,本文提出一种基于高采样率观测器的补偿方法,消除了采样延时带来的负面影响。仿真和实验结果表明了本文所提方法的有效性。

### 参考文献:

[1] 许峻峰,李耘茏,许建平. 永磁同步电机作为机车牵引电

机的应用现状及前景[J]. 铁道学报, 2005, 27(2):130-132.

XU Junfeng, LI Yunlong, XU Jianping. Present Situation and Prospects of Applying Permanent Magnet Synchronous Motors to Railway Locomotives[J]. Journal of the China Railway Society, 2005, 27(2):130-132.

[2] 冯江华,桂卫华,符敏利,等. 铁道车辆牵引系统用永磁同步电机比较[J]. 铁道学报, 2007, 29(5):111-116.

FENG Jianghua, GUI Weihua, FU Minli, et al. Comparison of Permanent Magnet Synchronous Motors Applied to Railway Vehicle Traction System[J]. Journal of the China Railway Society, 2007, 29(5):111-116.

[3] 黄刚,罗意平,张昌凡,等. 基于扩展磁链的永磁同步牵引电机失磁在线监测[J]. 铁道学报, 2016, 38(2):48-55.

HUANG Gang, LUO Yiping, ZHANG Changfan, et al. On-line Demagnetization Detection of Permanent Magnet Synchronous Traction Motor Based on Extended Flux Linkage[J]. Journal of the China Railway Society, 2016, 38(2):48-55.

[4] 伍小杰,袁庆庆,符晓,等. 基于复矢量调节器的低开关频率同步电机控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(3):124-129.

WU Xiaojie, YUAN Qingqing, FU Xiao, et al. A Novel Complex State Current Controller for Synchronous Motor at Very Low Switching Frequency[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(3):124-129.

[5] 赵雷廷,刁利军,张哲,等. 低开关频率下异步电机电流环的数字控制[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(21):3456-3466.

ZHAO Leiting, DIAO Lijun, ZHANG Zhe, et al. Discrete-time Current Controller for Induction Motors at Low Switching Frequency[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(21):3456-3466.

[6] 齐丽英,王琛琛,周明磊,等. 一种异步电机的电流环解耦控制方法[J]. 电工技术学报, 2014, 29(5):174-180.

QI Liying, WANG Chenchen, ZHOU Minglei, et al. A Decoupling Current Control Scheme for Induction Machine Controllers[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(5):174-180.

[7] 韦克康,周明磊,郑琼林,等. 基于复矢量的异步电机电流环数字控制[J]. 电工技术学报, 2011, 26(6):88-94.

WEI Kekang, ZHOU Minglei, ZHENG Qionglin, et al. Discrete-time Current Controller for Induction Motors Based on Complex Vector[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(6):88-94.

[8] 牛里,杨明,刘可述,等. 永磁同步电机电流预测控制算法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(6):131-137.

NIU Li, YANG Ming, LIU Keshu, et al. A Predictive Current Control Scheme for Permanent Magnet Synchron-

- nous Motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(6): 131-137.
- [9] 牛里, 杨明, 王庚, 等. 基于无差拍控制的永磁同步电机鲁棒电流控制算法研究[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(15): 78-85.
- NIU Li, YANG Ming, WANG Geng, et al. Research on the Robust Current Control Algorithm of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Deadbeat Control Principle[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(15): 78-85.
- [10] JEONG S J, SONG S H. Improvement of Predictive Current Control Performance Using Online Parameter Estimation in Phase Controlled Rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(5): 1820-1825.
- [11] 王伟华, 肖曦, 丁有爽. 永磁同步电机改进电流预测控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(3): 50-55.
- WANG Weihua, XIAO Xi, DING Youshuang. An Improved Predictive Current Control Method for Permanent Magnet Synchronous Motors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(3): 50-55.
- [12] TENG G, XIAO G, ZHANG Z, et al. Application of High-sampling-frequency Control in Low-switching-frequency Lcl-filtered System[C]//ECCE Asia Downunder. Melbourne, Australia; IEEE, 2013: 566-570.
- [13] HOFFMANN N, FUCHS F W, DANNEHL J. Models and Effects of Different Updating and Sampling Concepts to the Control of Grid-connected PWM Converters—A Study Based on Discrete Time Domain Analysis[C]// European Conference on Power Electronics & Applications. Birmingham, UK; IEEE, 2011: 1-10.
- [14] CORRADINI L, MATTAVELLI P. Analysis of Multiple Sampling Technique for Digitally Controlled dc-dc Converters [C]//37th IEEE Power Electronics Specialists Conference. Jeju, South Korea; IEEE, 2006: 1-6.
- [15] CORRADINI L, STEFANUTTI W, MATTAVELLI P. Analysis of Multisampled Current Control for Active Filters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44(6): 1785-1794.
- [16] 张新宇. 多采样率永磁同步牵引电机数字控制系统研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2016: 21-32.
- [17] BOILEAU T, LEBOEUF N, NAHID-MOBARAKEH B, et al. Online Identification of PMSM Parameters; Parameter Identifiability and Estimator Comparative Study [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(4): 1944-1957.

(责任编辑 何芳)