

基于 DSP 的永磁同步电机控制系统硬件设计*

胡 宇, 张兴华

(南京工业大学 电气工程与控制科学学院, 江苏 南京 211816)

摘 要: 以小功率永磁同步电机(PMSM)为研究对象,结合数字信号处理器 TMS320F2812 功能特点,给出了一套 PMSM 驱动控制系统硬件设计方案。详细阐述了功率驱动主电路、反馈信号检测电路以及供电电路的设计,介绍了主要元器件选型和参数计算方法。基于设计的硬件平台,对 PMSM 调速控制系统进行了测试。试验结果表明,所设计的控制系统硬件设计可靠、性能稳定、控制精度高。

关键词: 永磁同步电机; 功率驱动主电路; 信号检测电路

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2017)12-0019-06

Hardware Design of Permanent Magnet Synchronous Motor Control System Based on DSP*

HU Yu, ZHANG Xinghua

(College of Electrical Engineering and Control Science, Nanjing Tech University, Nanjing 211816, China)

Abstract: Based on the controlled object of small power permanent magnet synchronous motor (PMSM), combined with the main features of digital signal processor TMS320F2812, an overall hardware design scheme had been put forward for the PMSM drive control system. Design of the power driven main circuit had illustrated, signal detection circuit and power supply circuit in detail, meanwhile introduced the main components selection and parameters calculation method. Based on the designed hardware platform, the control system of PMSM had been performed a functional test. Experimental results showed that the hardware design of control system had good reliability with stable performance and high control precision.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); power driven main circuit; signal detection circuit

0 引 言

永 磁 同 步 电 机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 因其体积小、损耗低、功率密度高和效率高等优点,在机械制造、工业控制、航空航天等领域得到广泛应用^[1]。PMSM 通常需要相应的控制器驱动运转,才能更好地发挥其优越的性能。随着电力电子技术和计算机技术的进步,尤其是具有较高计算能力的数字信号处理器(DSP)的出现,使得实现高性能的 PMSM 控制系统成为可能^[2-4]。对于 PMSM 驱动控制系统

而言,高性能控制算法固然重要,但优良的驱动器硬件设计则是其实用化的关键。

目前中小功率 PMSM 驱动器大多以 DSP 或单片机作为主控制芯片,采用 IGBT 或 IPM 作为功率驱动单元^[5-6]。DSP 相较于单片机拥有更高的运算处理能力,部分系列的 DSP 芯片面向数字控制、运动控制领域。相较于使用 IGBT 分立器件,以集成功率模块 IPM 构成主电路功率驱动单元,可简化驱动和保护电路的设计,大大提高系统的可靠性和安全性。本文针对小功率内置式 PMSM,给出了一种基于 DSP+IPM 结构的 PMSM

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51477073);江苏省自然科学基金项目(BK20161549)

作者简介: 胡 宇(1992—),男,硕士研究生,研究方向为电机驱动控制。

张兴华(1963—),男,博士,教授,研究方向为电机驱动控制、复杂系统控制。

驱动系统实现方案,详细阐述了系统的硬件组成和具体设计方法,并对驱动控制器的性能进行了试验测试。

1 控制系统的硬件组成

PMSM 驱动控制系统的硬件结构如图 1 所示。

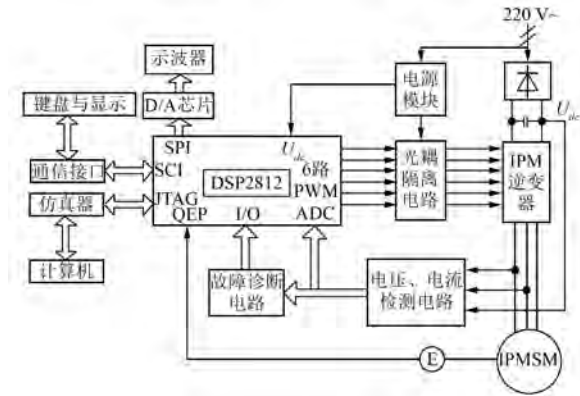


图 1 PMSM 控制系统结构框图

控制系统硬件部分主要由控制电路与功率驱动电路构成,同时辅以信号检测电路和开关电源模块。在控制电路与功率驱动电路之间需要加入光耦隔离电路,防止功率驱动电路高压侧对控制电路产生干扰。控制电路采用 TMS320F2812 数字信号处理器为主控芯片,为逆变器提供 6 路 PWM 信号,其外围电路主要包括芯片供电电路, A/D、D/A 转换电路等。功率驱动主电路采用交-直-交拓扑结构,在单相整流桥接口端输入 220 V/50 Hz 的交流电,整流后经大容量的电解电容稳压滤波,得到平稳光滑的直流电。逆变器采用智能功率模块 (IPM),利用内部功率开关器件的通断将直流电变换为频率和幅值可变的三相交流电源,驱动电机运行。

2 主功率电路设计

系统主功率电路包含整流、滤波、逆变三个部分,如图 2 所示。

2.1 整流电路

由于系统使用小功率内置式 PMSM,故整流部分采用了单相整流方式。整流桥堆的二极管所承受反向最大电压为 310 V 左右,考虑 2 倍裕量以及直流母线电压 10% 波动,则整流模块的额定电压值需高于

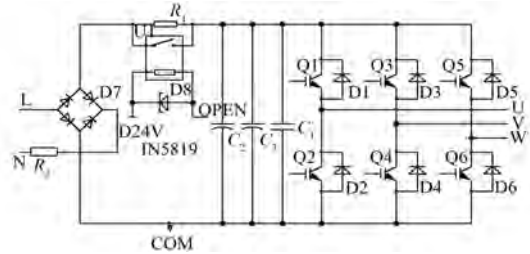


图 2 主功率电路

682 V。电机的额定电流为 5 A,由于电机启动时瞬时电流可达到额定值的 5~7 倍,故系统最终采用额定电压 1 000 V、额定电流 35 A 的整流桥 KBPC3510。

2.2 软起动电路

在图 2 中, R_1 为水泥电阻,作为软起动限流电阻, U_1 为继电器,并联在 R_1 两端, C_2 、 C_3 为大容量电解电容, OPEN 为控制继电器开关信号。由于大容量滤波电容的存在,在初始上电瞬间,功率驱动回路近似短路,会产生很大的充电电流,需采用限流电阻来保护电路^[7]。由于暂态过程持续时间很短,限流电阻功率可以选择小一些,系统实际采用 200 Ω /20 W 水泥电阻串联至直流母线中,有效减少了大电流对主回路的冲击。软起动上电逻辑(由 DSP 软件实现)是:上动力电时须经过软起动限流电阻 R_1 给电容充电,在检测到有动力电后,经过 500 ms 的延时将继电器闭合。

2.3 滤波电路

直流环节采用大电解电容来稳压滤波,电容容量的计算可从吸收纹波能量的角度出发,在半个周期内,输出能量等同于电容从谷点电压 U_v 充电到电网峰值电压 U_p 存储的能量,采用公式:

$$P_0 \frac{1}{2f} = \frac{1}{2} C (U_p^2 - U_v^2) \quad (1)$$

式中: P_0 ——电机额定功率;

f ——电网频率;

U_v ——谷点电压;

U_p ——峰值电压。

要求纹波电压峰值小于 40 V,即:

$$U_p = 220 \times \sqrt{2} = 311 \text{ V},$$

$$U_v = 311 - 40 = 271 \text{ V}, \text{ 计算可得: } C = 1\ 116.84 \ \mu\text{F}.$$

经整流、滤波后的母线电压最大值约为 310 V,综合考虑电解电容的耐压值和容量,本系统选取两个 450 V/560 μF 的电解电容并联在直

流母线之间,如图 2 中 C_2 与 C_3 。由于大电解电容的卷层电感较大,对高频无效,故本系统采用了 $1\ 000\ V/0.15\ \mu F$ 无极性电容,即图 2 中 C_1 ,可有效滤除高频纹波。

2.4 逆变电路

智能功率模块 (IPM) 拥有保护电路功能齐全、控制驱动简单等诸多优点,广泛应用于伺服电机领域^[8]。本文选用三菱公司的智能功率模块 PS21865 设计了逆变器,内部结构如图 3 所示。最大电流为 $20\ A$,最高阻断电压为 $600\ V$,输出功率为 $1.5\ kW$,开关时间为 $t_{on}=1.3\ \mu s, t_{off}=1.6\ \mu s$,完全满足了系统运行要求。PS21865 内部集成 6 个 IGBT,P、N 为直流母线输入接口,U、V、W 为逆变输出端,接至 PMSM 的定子绕组, U_{UP1} 为 U 相上桥臂驱动电源, U_{UPC} 为 U 相上桥臂电源地, U_p 为驱动信号输入端, F_o 为故障信号输出端。

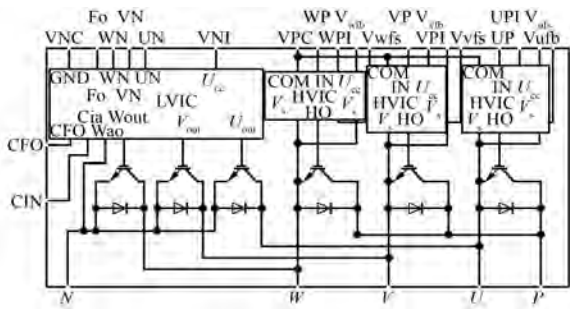


图 3 IPM 内部电路

3 信号检测电路

系统控制采用的 TMS320F2812 芯片是美国德州仪器(TI)公司推出的一款 32 位定点高速数字信号处理器。TMS320F2812 运算速度快,可达 $150\ MHz$,且应用功能丰富,在电机及其他运动控制领域被广泛应用^[9]。在电机闭环控制中,电机的运行参数采集至关重要。本文设计了信号检测电路,包括对定子相电流、母线电压、转速的检测,并独立设计了 D/A 和 A/D 转换模块。

3.1 A/D 转换电路

TMS320F2812 内部已集成了 ADC 转换模块,但精度不高。为获得更高的控制精度和更快的转换速率,运用 DSP 通用 I/O 口外接了 AD7606 芯片^[10]。AD7606 为 8 通道、16 位的高速 AD 转换芯片,每个通道均能以 $200\ kb/s$ 的速率同时采样,并具有高速并行接口,AD 转换电路如图 4 所示。

AD7606 采用 $5V$ 电源供电,并支持双极性输入,芯片内部有 $2.5\ V$ 的基准电压源,并可通过软件和芯片的第 8 号引脚来选择输入模拟电压的范围,本文选取 $\pm 5\ V$ 的输入范围。当 CONVST 引脚被软件触发高电平时,AD 转换开始,数据转换结束后,AD7606 的 BUSY 电平被拉低,通过软件程序可一次读取 8 个通道的转换结果。

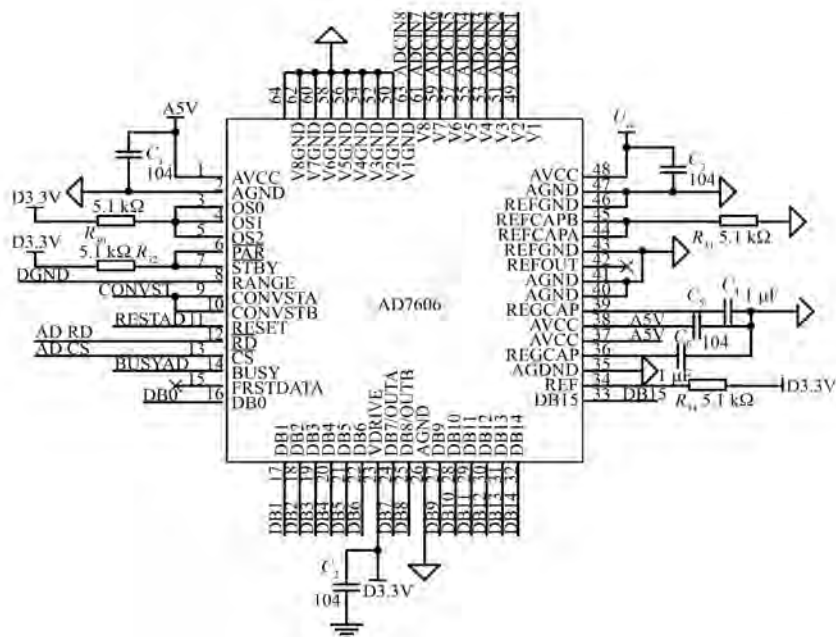


图 4 AD7606 数模转换电路

3.2 D/A 转换电路

运用 DSP 的串行外设接口 (SPI) 外接了 AD5734 芯片, 设计了 DA 转换模块。该模块的作用可以将 DSP 采集的数字量的电机运行参数转换成模拟量输出。通过示波器可以显示电机转速、转矩、相电流等波形, 便于直观地了解试验结果。

AD5734 是一种具有 4 通道、14 位、串行输入、电压输出的数模转换器, 可采用单电源或正负双电源供电。同时内置输出放大器、基准电压缓冲器以及专有上电/省电控制电路。系统采用了 ±12 V 电源供电, 满量程输出范围设置为 ±10 V, 通过软件程序设计可一次输出 4 个通道试验波形。

3.3 定子电流检测

试验所用的 PMSM 定子是 Y 型连接法, 满足 $i_a + i_b + i_c = 0$ 的关系, 所以只需检测 2 相的定子电流。以 U 相为例, 图 5 为定子电流采样电路图。

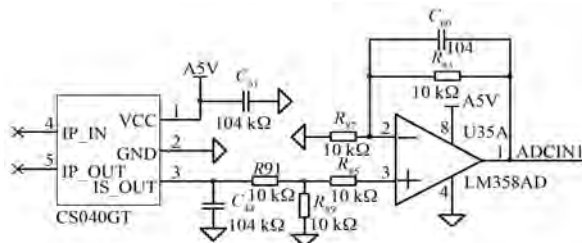


图 5 定子电流采样电路

本系统对定子电流采集使用霍尔传感器 CS040GT, 其一次侧输入额定电流为 ±40 A, 二次侧输出额定电压为 1.5~3.5 V。图 6 为电流传感器的检测电流 I_{in} 与输出电压 U_{out} 之间的关系曲线。将输出的电压经过调理电路送至 AD7606, 通过相应的软件程序计算, 可得到实时的定子相电流。

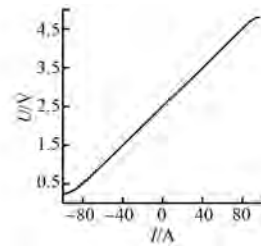


图 6 一次侧电流与二次侧电压的关系曲线

由图 7 的关系曲线可得出:

$$U_{out} = 0.025I_{in} + 2.5 \quad (2)$$

3.4 母线电压检测

在系统程序算法中需要用到的 U、V、W 三相定子电压, 可以通过检测直流母线电压, 并根据逆变器开关状态精确地计算出来。由于检测的电压是直流电压, 故系统采用电阻分压的采集方法。母线电压采集电路如图 7 所示。

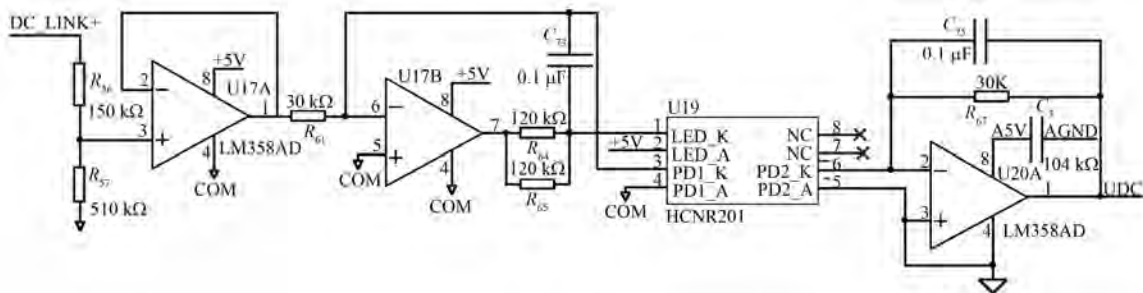


图 7 母线电压采集电路

根据直流母线电压的取值范围, 系统选择 2 个分压电阻为 $R_{56} = 150 \text{ k}\Omega$, $R_{57} = 510 \text{ k}\Omega$, 其中 R_{56} 为功率电阻, R_{57} 为一般的贴片电阻。母线电压分压过后经过一个电压跟随器, 起到隔离和阻抗匹配的作用。图 7 中 HCNR201 为高线性模拟光电耦合器, 作用为隔离高电压侧与采样调理电路。其引脚 1、2 为隔离信号的输入, 引脚 3、4 为反馈引脚, 5、6 为输出引脚, 通过电阻 R_{61} 、 R_{67} 可调整输

入电压 U_{in} 与输出电压 U_{out} 的关系式:

$$U_{out}/U_{in} = K \cdot R_{67}/R_{61} \quad (3)$$

式中: K ——HCNR201 的恒定增益, 一般为 1 ± 0.15 。本系统选取 $R_{61} = R_{67} = 30 \text{ k}\Omega$, 即放大倍数为 1。

输出信号经隔离后送入 AD7606 的采样通道, 并在 AD7606 中将模拟信号转换为数字信号送入 TMS320F2812 做软件算法运算。

3.5 转速检测

在高性能的伺服系统中,对调速的范围、调速的精确度要求较高,而且对转速测量的分辨率与抗干扰性也有一定的要求,一般转速的测量可通过编码器来实现。考虑使用的是 PMSM,故运用 DSP 的 QEP 模块设计了混合式编码器接口。

混合式编码器输出信号有相位互差 90° 的 A、B 脉冲信号,方波脉冲 A 用来确定电机转速,两者共同作用可确定电机旋转方向。此外,还有 4 路用来转子定位的 U、V、W、Z 信号。U、V、W 三组脉冲信号互差 120°,并将转子的电角度空间分为 6 个扇区,在不同的扇区都对应 1 个 3 位二进制数,所以转子会有正负 30° 的误差。电机转子每转一圈时,混合式编码器会发出一个高电平脉冲,即 Z 信号,该信号可用来清除微处理器的计算器,防止误差累积,也可用来做转子位置的校正。如图 8 所示为混合式编码器的输出信号示意图。

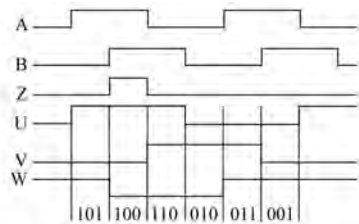


图 8 混合式编码器的输出信号

编码器的 A、B、Z 分别接 DSP 的 CAP1、CAP2、CAP3 引脚。本文采用 2 500 线的混合式编码器,经四倍频后电机转一圈 DSP 接收 10 000 个脉冲信号。利用 M 法测速^[11],在一个周期中中断时间 t 内电机转过的角度 θ 为

$$\Delta\theta = \frac{T2CNT[(k+1)t] - T2CNT(kt)}{10\ 000} \times 360^\circ \quad (4)$$

式中: T2CNT——QEP 计数器。

在一个很短的周期 t 内速度几乎不变,因此电机的转速 n_r 为

$$n_r = \frac{T2CNT[(k+1)t] - T2CNT(kt)}{10\ 000 \times t} \times 60 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1} \quad (5)$$

4 系统供电方案

PMSM 驱动系统是强弱电混合的系统,各模

块需要用到相互隔离的直流电源进行供电^[12]。为了保证驱动器工作状况良好,在分析了各模块的基础上,给出了各种控制电源如下: +5 V (主控芯片以及各类数字芯片), ±12 V (模拟电路电源)、4 路 +15 V 驱动电源 (IPM 控制电源以及上下桥臂驱动电源)。为此,设计了开关电源模块,对整个驱动系统中的各类芯片进行单独供电。在功率驱动部分,设计了 24 V 控制电接口,采用 XY-S-75-24 直流开关电源将 220 V 工频交流电转换成 24 V 直流电,继而采用 LM2576 稳压芯片,将 24 V 直流电转换成 5 V 供各类芯片使用;采用 F2415S-2W 变换器将 24 V 直流电转换成 15 V 直流供 IPM 使用。在控制器部分,采用了型号 WRA2412YMD-6W 电源模块将 24 V 直流电转换成 +12 V、-12 V 模拟电供 D/A 转换芯片使用。

此外, TMS320F2812 控制芯片工作电压分为 3.3 V 的 I/O 电压和 1.9 V 的内核电压,因此设计了控制芯片供电电路。在控制板上采用 TPS767D301 电源芯片。该芯片电压精度高,输入 5 V 电压,提供两路输出电压:一路稳定的 3.3 V 电压,另一路在 1.5~5.5 V 内可调整的电压,两路电压供电顺序可通过芯片使能引脚电平高低来实现。具体电路设计如图 9 所示。

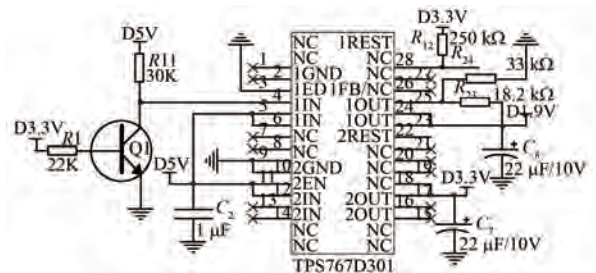


图 9 控制芯片供电电路

TPS767D301 输入 5 V 电压并将 3.3 V 电压使能引脚拉低,供电电路会建立 3.3 V 的电压,此时三极管 Q1 从截止关断到饱和导通,使另一路的可调整电压的使能引脚从高电平拉至低电平,通过合适的取样电阻可输出 1.9 V 电压,可调电压式:

$$U_{out} = U_{ref} \left(1 + \frac{R_{23}}{R_{24}} \right) \quad (6)$$

式中: $U_{ref} = 1.224\ 6\ \text{V}$, 本文选取 $R_{23} = 18.2\ \text{k}\Omega$, $R_{24} = 33\ \text{k}\Omega$, 由此可得到 1.9 V 的稳定电压。

5 试验结果

为了检测所设计的 PMSM 驱动控制器性能,搭建了电机控制系统平台。试验采用了 1.3 kW 内置式 PMSM 作为控制对象,同时连轴 1.5 kW 直流发电机作为负载。系统采用了 PMSM 矢量控制策略,由 SVPWM 算法产生 PWM 脉冲信号,经光耦隔离后,驱动逆变器输出电压控制 PMSM 运转。软件调试在 CCS v3.3 开发环境下完成。电机参数如下:额定电压 220 V,额定电流 5 A,额定功率 1.3 kW,额定转矩 5 N·m,额定转速 2 500 r/min。

试验中设置 PWM 频率为 10 kHz,死区时间为 3.8 μ s,电流电压采样周期为 100 μ s,转速控制周期取为 1 ms。速度环 PI 调节器 K_{sp} 取 3.5, K_{si} 取

0.02, Q 轴电流环 PI 调节器 K_{qp} 取 9.3, K_{qi} 取 0.2, D 轴电流环 PI 调节器 K_{dp} 取 63, K_{di} 取 0.36, 转矩输出限幅设为 5 N·m。实际输入的单相交流电为调压器调压后的 150 V。

在给定转速为 750 r·min⁻¹、定子磁链恒定条件下,使用 Tektronix 公司的 TDS2014B 型示波器采集了电机矢量控制的试验波形,如图 10 所示。图 10 中从上至下分别为转速、转矩、直流母线电压、a 相电流及稳态电流波形。试验中转速响应上升时间约为 600 ms,超调量、稳态误差均很小,转矩脉动小,可看出系统调速的动、静态性能良好;母线电压输出波形稳定,几乎无脉动,稳压效果好;相电流波形符合正弦规律变化,效果理想。

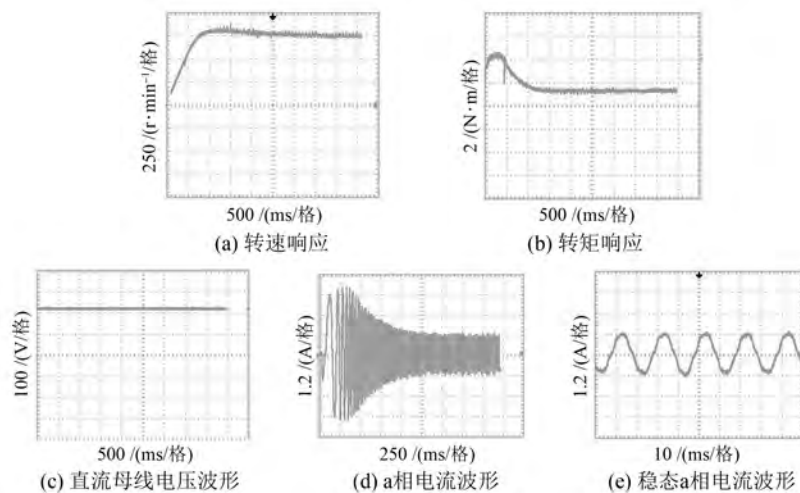


图 10 矢量控制试验波形

6 结 语

本文针对小功率内置式 PMSM,以 TMS320F2812 和 IPM 为核心设计了 PMSM 驱动控制试验平台。采用矢量控制方法对电机进行闭环调速试验,系统的动、静态控制性能优良,表明该驱动控制系统硬件设计合理、可行。该系统的硬件结构简单、工作稳定可靠,设计的片外 A/D 和 D/A 转换电路,不仅提高了控制精度,而且可方便直观了解试验结果,为进一步研究 PMSM 的高性能控制算法提供了有利条件。

【参考文献】

[1] 唐任远.现代永磁电机理论与设计[M].北京:机

械工业出版社,1997.

- [2] BHASKARA R N, VENNAM M, CHAUDHARI M A. Implementation of FOC control for PMSM Motor using IPM and MICRO-2812 [J]. History, 2015, 45 (206): 25-31.
- [3] 纪艳华,钱佳利.基于 DSP 和 FPGA 的全数字永磁同步电机伺服系统的设计[J].电机与控制应用, 2014, 41(3): 28-31.
- [4] 陈晓丽,何林娜,梁大强,等.基于 DSP 的双闭环永磁同步电机控制系统设计[J].电力电子技术, 2011, 45(11): 115-117.
- [5] 苗威威,王英.基于 DSP+IPM 的异步电机直接转矩调速系统设计[J].电气自动化, 2015, 37(3): 1-2.

(下转第 80 页)

- analysis on electromagnetic vibration-and-noise sources in permanent-magnet direct current commutator motors [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47(4): 787-794.
- [9] 仇志坚, 李琛, 周晓燕, 等. 表贴式永磁电机转子偏心空载气隙磁场解析 [J]. 电工技术学报, 2013, 28(3): 114-121.
- [10] 张冉, 王秀和. 基于等效剩磁法的永磁电动机转子偏心磁场解析计算 [J]. 电工技术学报, 2009, 24(5): 7-12.
- [11] WILLIAM H H. 工程电磁学 [M]. 徐安士, 周乐柱, 译. 北京: 电子工业出版社, 2004.
- [12] ZHU Z Q, DAVID H, CHAN C C, et al. Improved analytical model for predicting the magnetic field distribution in brushless permanent-magnet machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2002, 38(1): 229-238.
- [13] ZHU Z Q, DAVID H, EKKEHARD B, et al. Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors, part I: open-circuit field [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1993, 29(1): 124-135.
- [14] ZHU Z Q, HOWE D. Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors, part III: effect of stator slotting [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1993, 29(1): 143-151.
- [15] ZHU S Z, JIANG S Z, ZHU Z Q, et al. Comparison of alternate analytical models for predicting cogging torque in surface-mounted permanent magnet machines [C] // IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, China, Harbin, 2008: 1-6.
- [16] ZHU Z Q, HOWE D. Instantaneous magnetic field distribution in permanent magnet brushless dc motors, part IV: magnetic field on load [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1993, 29(1): 152-158.
- [17] HE G, HUANG Z, CHEN D. Two-dimensional field analysis on electromagnetic vibration-and-noise sources in permanent-magnet direct current commutator motors [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47(4): 787-794.
- [18] ZHU Z Q, HOWE D. Analytical prediction of the cogging torque in radial-field permanent magnet brushless motors [J]. Magnetics IEEE Transactions on, 1992, 28(2): 1371-1374.
- [19] WANG X, DING T, SHEN N, et al. Optimization of the different pole arc combination to reduce the cogging torque in PMDC motors [C] // Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation IEEE, 2006: 367-367.
- [20] WANG X, YANG Y, FU D. Study of cogging torque in surface-mounted permanent magnet motors with energy method [J]. Journal of Magnetism & Magnetic Materials, 2003, 267(1): 80-85.
- [21] 黄国治, 傅丰礼. 中小旋转电机设计手册 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2014.
- [22] FAZLIPOUR Z, KIANINEZHAD R, RAZAZ M. Genetic algorithm based design optimization of a six phase induction motor [J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2015, 10(3): 1007-1014.
- 收稿日期: 2017 -05 -03

~~~~~

(上接第 24 页)

- [ 6 ] 倪超, 谢超, 李灏. 基于 DSP 的交流异步电机高精度调速系统设计 [ J ]. 现代电子技术, 2010, 24(5): 196-199.
- [ 7 ] 钟瑞艳, 曾毅, 张晓, 等. 基于 TMS320LF2407 的电机软启动器的研制 [ J ]. 机电一体化, 2009(1): 54-56.
- [ 8 ] 张淑敏, 张存山, 王胜博, 等. 基于三菱 IPM 模块的外围接口电路设计 [ J ]. 电子元器件应用, 2012, 14(8): 18-21.
- [ 9 ] 祝贞凤, 王旭. 一种 DSP 芯片外围电路设计 [ J ]. 电子工程师, 2007, 33(4): 36-37.
- [ 10 ] 吴骞. AD7606 在电力系统参数采集中的应用与设计 [ J ]. 电子世界, 2012(11): 68-69.
- [ 11 ] 文晓燕, 郑琼林, 韦克康, 等. 增量式编码器测速的典型问题分析及应对策略 [ J ]. 电工技术学报, 2012, 27(2): 185-188.
- [ 12 ] 高宏伟, 王旭东, 金宁治. 永磁同步电机驱动器开关电源系统的设计 [ J ]. 自动化技术与应用, 2011, 30(3): 106-109.
- 收稿日期: 2017 -03 -13