

基于 STM32 微控制器的空间矢量脉宽调制 *

汪立君, 史伟民*, 杨亮亮

(浙江理工大学 机械与自动控制学院, 浙江 杭州 310018)

摘要: 永磁同步电机(PMSM)由于其自身的结构和运行特点,在工业控制领域得到越来越广泛的应用。为了实现永磁同步电机的电压空间矢量控制,提出了基于 STM32 微控制器和智能功率模块(IPM)的方案,阐述了空间矢量脉宽调制(SVPWM)原理及实现方法,给出了系统硬件电路和软件设计。实验结果证明,该方案谐波成分少,电压利用率高,实时性好,电机运行性能好。

关键词: 永磁同步电机;空间电压矢量脉宽调制;STM32

中图分类号: TP273;TH39

文献标志码: A

文章编号: 1001-4551(2011)10-1226-05

Space vector pulse width modulation based on STM32 MCU

WANG Li-jun, SHI Wei-min, YANG Liang-liang

(Faculty of Mechanical Engineering & Automation, Zhejiang Sci-Tech University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: The permanent magnet synchronous motor(PMSM) is applied in many kinds of drive systems. In order to realize the voltage space vector control of permanent magnet synchronous motor, a kind of control system program was presented based on STM32 MCU and intelligent power module (IPM). The principle and implementation of space vector pulse width modulation(SVPWM) were described, and the design of hardware and software was also given. The experimental result shows that the program has many advantages, such as less harmonic wave, high voltage utilization ratio, real time control function, and improves the PMSM motor's work performance effectively.

Key words: permanent magnet synchronous motor(PMSM); space vector pulse width modulation(SVPWM); STM32

0 引言

永磁同步电机具有体积小、质量轻、效率高、惯性低以及转子无发热等优点,因此一经出现,便在高性能伺服控制领域得到广泛应用,特别是在工业机器人、数控机床及柔性制造系统等领域。随着电力电子技术、微电子技术和高性能电机控制技术的不断更新发展,脉宽调制技术在交流调速系统中得到了广泛的应用。经典的 SPWM 控制主要着眼于使逆变电路的输出电压尽量接近正弦波,并未顾及输出电流的波形,且电压利用率低。而 SVPWM 控制(电压空间矢量 PWM 控制)则把逆变器和交流电机视为一体,按照跟踪圆形旋转磁场来控制逆变器工作,与传统的 SPWM 相比,

其开关器件的开关次数可以减少 1/3,直流电压的利用率可提高 15%,能明显减少逆变器的输出电压的谐波成分及电动机得谐波损耗,降低了转矩脉动,且控制算法简单,易于实现数字化。

本研究给出一种基于 STM32 和智能功率模块(IPM)的永磁同步电机控制系统的方案,并在该系统上,通过软件编程实现 SVPWM 波的输出。

1 SVPWM 原理和实现

电压空间矢量是按照电压所加在绕组的空间位置来定义的。电动机的三相定子绕组可以定义一个三相平面静止坐标系,如图 1 所示,它有 3 个轴,互相隔 120°,分别代表 3 个相。三相定子相电压 V_a, V_b, V_c 分

收稿日期: 2011-05-10

基金项目: 浙江省现代纺织装备技术创新团队资助项目(2011R09018-02);浙江省科技重大专项资助项目(2011C11063)

作者简介: 汪立君(1985-),男,江西婺源人,主要从事机电控制及自动化方面的研究。E-mail: coolwlj1985@163.com

通信联系人: 史伟民,男,教授级高级工程师,硕士生导师。E-mail: Swm@zstu.edu.cn

别加在三相绕组上,形成 3 个相电压空间矢量 V_a 、 V_b 、 V_c 。它们的方向始终在各相的轴线上,大小则随时间按正弦规律变化。因此 3 个相电压空间矢量相加所形成的一个合成电压空间矢量 V 是一旋转的空间矢量。可以证明,电压空间矢量的方向是电动机的定子磁链空间矢量的切线方向。当磁链矢量在空间旋转一周,电压矢量也连续地按磁链圆的切线方向运动,其运动轨迹与磁链圆重合。所以,控制电机的旋转磁场的问题,就转化为控制电压空间矢量的问题。

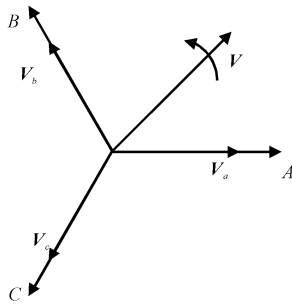


图 1 电压空间矢量

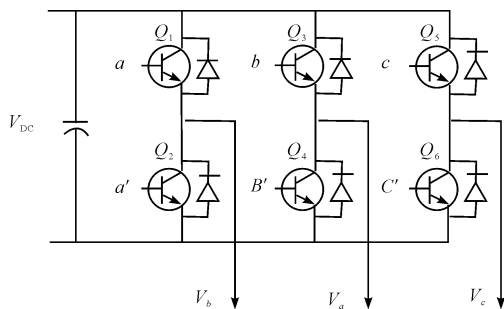


图 2 三相电压源逆变器电路结构图

一个典型的三相电压源逆变器电路结构图如图 2 所示, V_a 、 V_b 、 V_c 为输给电机的三相定子相电压,其中 $Q_1 \sim Q_6$ 为 6 个功率开关器件,共有 3 个桥臂,且每个桥臂中上、下两个桥臂不能同时开启,即当上桥臂开关器件状态为“开”时,下桥臂必为“关”。若将此开关状态设为 1;则当下桥臂开关器件状态为“开”时(此时上桥臂开关器件状态必为“关”),开关状态为 0,则 3 个桥臂共有 8 种开关状态组合;即 000、001、010、011、100、101、110、111。其中 000、111 开关组合使逆变器输出电压为零,所以这两种组合无效。这些开关组合与相电压的对应关系如表 1 所示。

表 1 中的相电压值是在图 2 中的三相平面坐标系中,为了计算方便,要将其转换到正交的 $\alpha\beta$ 平面坐标系下。这里就需要用到 Clarke 变换:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

表 1 开关状态与相电压的对应关系及与相电压在 $\alpha\beta$ 平面坐标系的分量的对应关系

c	b	a	V_a	V_b	V_c	V_α	V_β	矢量
0	0	0	0	0	0	0	0	O_0
0	0	1	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	0	U_0
0	1	1	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	U_{60}
0	1	0	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	U_{120}
1	1	0	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	0	U_{180}
1	0	0	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	U_{240}
1	0	1	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	U_{300}
1	1	1	0	0	0	0	0	O_{111}

根据式(1),可以将三相 ABC 平面坐标系中的相电压转换到 $\alpha\beta$ 平面坐标系中。对应的 V_α 、 V_β 值如表 1 所示。由此可得到 8 个基本电压空间矢量,如图 3 所示,分别为 O_0 、 U_0 、 U_{60} 、 U_{120} 、 U_{180} 、 U_{240} 、 U_{300} 、 O_{111} 。其中 O_0 、 O_{111} 为零矢量。这 6 个非零基本电压空间矢量将 $\alpha\beta$ 平面坐标系分成 6 个扇区。

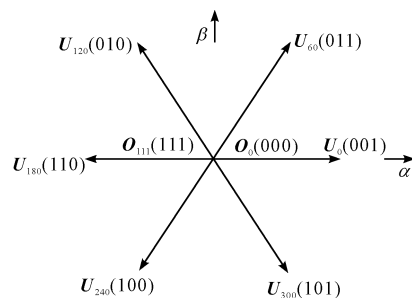


图 3 基本电压空间矢量

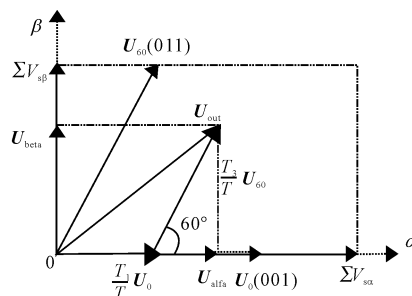


图 4 基本电压空间矢量的线性组合

由 8 个基本电压空间矢量可以合成任意定子电压矢量。如图 4 所示,以 U_0 、 U_{60} 扇区为例,若在一个 PWM 周期 T 内,同时输出 T_1 时间 U_0 矢量和 T_3 时间的 U_{60} 矢量,则由矢量 $(T_1/T)U_0$ 、 $(T_3/T)U_{60}$ 可以合成任意给定的参考电压矢量 U_{out} 。将 U_{out} 、 $(T_1/T)U_0$ 、 $(T_3/T)U_{60}$ 矢量分别往 $\alpha\beta$ 平面坐标系投影,由式(2)便可计算得到 T_1 、 T_3 。

$$\begin{cases} U_{\beta} = \frac{T_3}{T} |U_{60}| \sin 60^\circ \\ U_{\alpha} = \frac{T_1}{T} |U_0| + \frac{T_3}{T} |U_{60}| \cos 60^\circ \end{cases} \quad (2)$$

SVPWM 的具体实现步骤:

(1) 扇区号的判断

首先,需要判断参考电压矢量 U_{out} 所在的扇区,定义变量 V_{ref1} 、 V_{ref2} 、 V_{ref3} 如式(3),由式(5)便可计算得到参考电压矢量所处扇区。

$$\begin{cases} V_{ref1} = U_{\beta} \\ V_{ref2} = -\frac{1}{2}U_{\beta} + \frac{\sqrt{3}}{2}U_{\alpha} \\ V_{ref3} = -\frac{1}{2}U_{\beta} - \frac{\sqrt{3}}{2}U_{\alpha} \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} V_{ref1} > 0, a = 1, \text{否则 } a = 0 \\ V_{ref2} > 0, b = 1, \text{否则 } b = 0 \\ V_{ref3} > 0, c = 1, \text{否则 } c = 0 \end{cases} \quad (4)$$

$$Sector = 4 \times c + 2 \times b + a \quad (5)$$

(2) 变量 X 、 Y 、 Z 计算

为了计算扇区内两相邻电压矢量的作用时间,本研究定义变量 X 、 Y 、 Z 为:

$$\begin{cases} X = U_{\beta} \\ Y = \frac{1}{2}(\sqrt{3}U_{\alpha} + U_{\beta}) \\ Z = \frac{1}{2}(-\sqrt{3}U_{\alpha} + U_{\beta}) \end{cases} \quad (6)$$

(3) 矢量作用时间 t_1 、 t_2 计算

各个扇区中相邻两个基本电压空间矢量的作用时间与所在扇区的对应关系如表 2 所示。

表 2 由 X 、 Y 、 Z 决定 t_1 、 t_2 的值

Sector	U_0, U_{60}	U_{60}, U_{120}	U_{120}, U_{180}	U_{180}, U_{240}	U_{240}, U_{300}	U_{300}, U_0
t_1	$-Z$	Z	X	$-X$	$-Y$	Y
t_2	X	Y	Y	Z	$-Z$	$-X$

(4) 6 路 PWM 开关切换时间 T_a 、 T_b 、 T_c 的计算

由式(7)并根据参考电压矢量 U_{out} 所在扇区与切换时间的对应关系,如表 3 所示,就可得到各矢量切换点的时间。

$$\begin{cases} t_{aon} = \frac{PWMPRD - t_1 - t_2}{2} \\ t_{bon} = t_{aon} + t_1 \\ t_{con} = t_{bon} + t_2 \end{cases} \quad (7)$$

表 3 3 个比较寄存器的值的计算

Sector	U_0, U_{60}	U_{60}, U_{120}	U_{120}, U_{180}	U_{180}, U_{240}	U_{240}, U_{300}	U_{300}, U_0
T_a	t_{aon}	t_{bon}	t_{con}	t_{con}	t_{bon}	t_{aon}
T_b	t_{bon}	t_{aon}	t_{aon}	t_{bon}	t_{con}	t_{con}
T_c	t_{con}	t_{con}	t_{bon}	t_{aon}	t_{aon}	t_{bon}

2 系统硬件

系统主控芯片采用意法半导体 32 位的 STM32F103RE 微控制器,系统框图如图 5 所示。系统采用 STM32 和 IPM 的方式,主电路采用交-直-交的结构,三相交流电通过整流滤波电路变成直流电供给 IPM 模块,STM32 通过输出 6 路 PWM 控制 IPM 内部的 6 个开关器件,从而控制电机产生定子圆形电压矢量。系统主要由 STM32F103RE 控制电路、整流滤波电路、IPM 驱动部分、电流检测部分、速度位置检测部分等组成。

2.1 STM32 主控制板

STM32 系列 32 位闪存微控制器是意法半导体公司生产的基于 Cortex-M3 内核的处理器。STM32 系列产品得益于 Cortex-M3 在架构上进行的改进而拥有更高的性能,1.25 DMIPS/MHz 的处理性能及优化代码密度的 Thumb-2 指令集和大幅度提高中断响应的紧密耦合嵌套向量中断控制器。STM32 还具有面向电机控制的丰富外设:16 位的高级定时器,时钟频率最高为 72 MHz,可以产生 6 通道三相互补 PWM,带硬件死区,每个通道的极性可单独设定,并带有紧急故障输入端口,可异步地关断 PWM 的输出,另外还能触发 ADC 事件;16 位的通用定时器有霍尔、编码器的硬件接口;带有 12 位精度的 ADC,每个通道的采样时间可单独编程。STM32 的高性能完全可以满足电机的实时控制,且具有很高的性价比。为了提高系统的抗干扰能力和可靠性,STM32 与外部电路接口均采用光耦进行隔离。

2.2 IPM 驱动部分

逆变器部分采用三菱公司生产的 IPM(智能功率模块)PS21865,其内部不仅集成有功率开关器件和 IGBT 驱动电路,还内置有过载保护,控制电源欠压保护功能。使用 IPM 模块来构建主逆变电路,可以极大地简化电路结构,同时也提高了电路工作的可靠性与

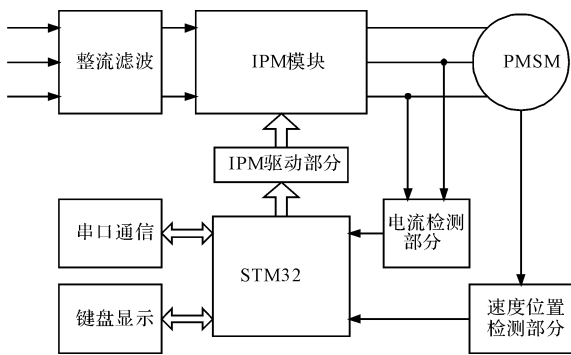


图 5 基于 STM32 的控制系统结构图

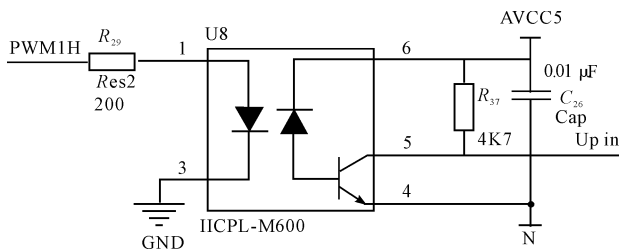


图 6 IPM 驱动电路

稳定性。该模块由 STM32 输出的 6 路 SVPWM 信号来驱动,在 STM32 与 IPM 之间信号传输部分均用高速光

耦 HCPL-M600 进行隔离,如图 6 所示。另外由于 IPM 内部是高效,还需加一反向器 74HC14D,使经过光耦后输入 IPM 模块的控制信号为高电平。

2.3 检测部分

检测部分主要包括电流检测和位置检测部分。

速度位置检测部分: STM32 内部有 4 个 16 位的通用定时器,内部有与霍尔或编码器的硬件接口。STM32 的大部分引脚都可以承受 5 V 的信号输入,因此正交编码器反馈的差分信号经过一个差分接收器 DS3486,可直接输入给 STM32 相应的引脚。定时器能对编码器脉冲进行计数,并能依据两个输入信号的跳变顺序,决定计数器向上或向下计数。本研究通过读取计数器的值便可知道电机转子的位置信息。

电流检测部分: STM32F103 内有 3 个 12 位的 ADC 转换器,1 μ s 转换时间,可实现较高精度的电流采样。电流检测采用 Allegro 公司的 ACS712 传感器,该器件内置有精确的低偏置的线性霍尔传感器电路,能输出与检测的交流或直流电流成正比的电压。电流检测电路如图 7 所示。

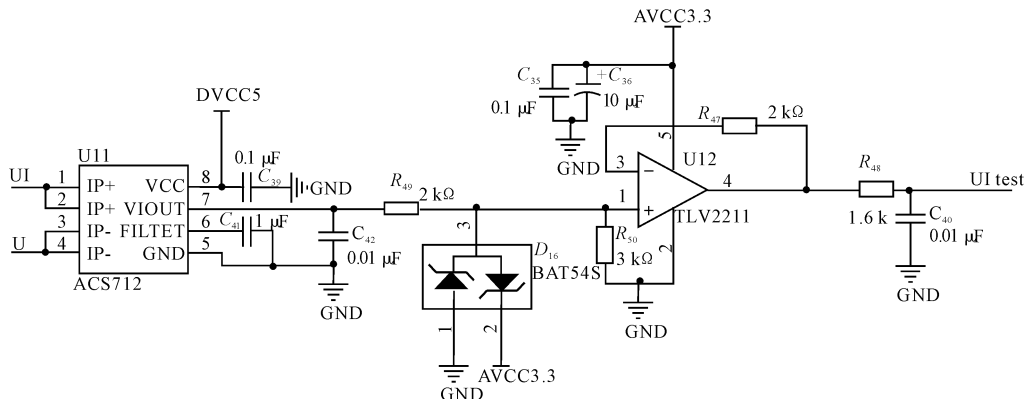


图 7 电流检测电路

3 SVPWM 的软件实现

该系统的程序主要由主程序和定时器下溢中断子程序组成。主程序和定时器中断程序流程图如图 8 所示。主程序主要的工作是初始化,对系统各个模块进行初始化设置,设置完成后,开启定时器中断,等待定时器中断产生,进入定时器中断程序。每个 PWM 周期进行一次中断。进入中断程序后,读转子位置信息,进行 SVPWM 算法计算,并产生 SVPWM 控制信号。

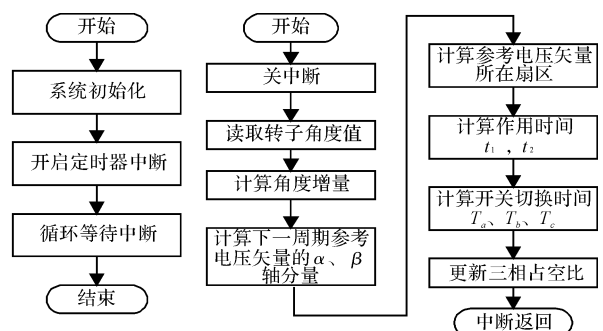


图 8 主程序和中断程序流程图

4 实验结果

本研究根据前述 SVPWM 的实现方法,在设计的基于 STM32 的试验平台上进行调试,SVPWM 波的载波频率为 10 kHz,死区时间设为 3 μ s。用示波器测得的两相和一对互补 SVPWM 波形如图 9~10 所示。由图可见:SVPWM 波形的谐波含量低,电压利用率高。同时本研究将该试验平台在一台永磁同步电机上进行速度控制实验。电机参数为:额定功率 630 W,额定电压 220 V,额定电流 4 A,额定转速 3 000 rpm,电机极数 4。位置反馈元件采用电机自带的增量式光电编码器(2 500 ppr)。实验测得电机在额定转速范围内运行性能良好,速度偏差小于 ± 4 r/min。

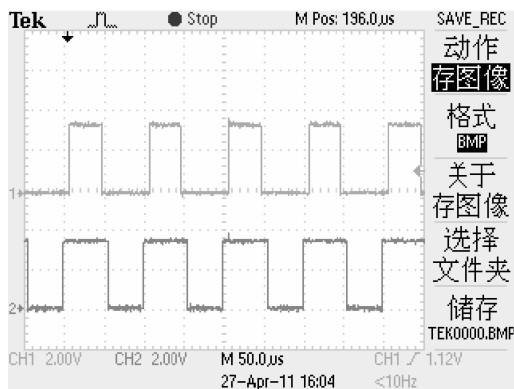


图 9 两相 SVPWM 波形

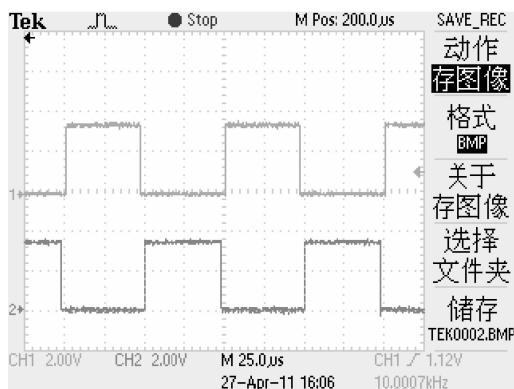


图 10 互补 SVPWM 波形

5 结束语

本研究在介绍了 SVPWM 的原理和实现方法的基

础上,设计了以 STM32 微控制器为核心的永磁同步电机伺服控制系统,并在试验平台上进行了速度控制试验。试验结果表明,通过采用 SVPWM 控制技术能有效减少逆变器输出电压的谐波成分,电压利用率高,控制精度高;STM32 微控制器和 IPM 的方案具有系统结构简单、实现方便、低成本、更高的可靠性等优点,具有很好的实用价值,并为进一步研究永磁同步电机伺服控制系统的全数字化打下基础。

参考文献 (References):

- [1] 王晓明. 电动机的 DSP 控制[M]. 2 版. 北京:北京航空航天大学出版社,2009.
- [2] 王永虹. STM32 系列 ARM Cortex-M3 微控制器原理与实践[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2008.
- [3] 王宏,于泳,徐殿国. 永磁同步电动机位置伺服系统[J]. 中国电机工程学报,2004,24(7):152-155.
- [4] 杨书生,钟宜生. 永磁同步电机转速伺服系统鲁棒控制器设计[J]. 中国电机工程学报,2009,29(3):84-90.
- [5] 钱昊,赵荣祥. 基于 DSP 的永磁同步电机矢量控制系统[J]. 机电工程,2006,23(5):12-15.
- [6] KUNG Y S, HUANG P G. High Performance Position Controller for PMSM Drives based on TMS320F2812 DSP [C]// Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on Control Applications. Taipei, Taiwan: [s. n.], 2004:[s. n.].
- [7] WANG Song, SHI Shuang-shuang, CHEN Chao. Simulation of PMSM Vector Control System based on Non-linear PID and Its easy DSP realization [C]//2009 Chinese Control and Decision Conference Guilin:[s. n.],2009:[s. n.].
- [8] SHIREEN W, KULKARNI R A. DSP based Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) Control for AC Motor Drives [C]//ASEE Annual Conference Proceedings. Salt Lake City:[s. n.],2004:4101-4106.
- [9] 瞿遂春,肖强晖. 基于电机控制 DSP 器件的 SVPWM 实现[J]. 电气传动自动化,2005,27(1):17-19.
- [10] 杨旭东,杨朋,李津,等. 基于 DSP 的永磁同步电机伺服系统[J]. 工业仪表与自动化装置,2009(2):44-47.

[编辑:李辉]