

基于 SVPWM 的永磁同步电动机控制系统的研究

张 萍

(江阴职业技术学院 电子信息工程系, 江苏 江阴 214405)

摘要: 介绍了永磁同步电动机控制系统的组成, 空间矢量脉宽调制(SVPWM)的理论及其算法在系统中的实现过程, 并对系统进行了 Simulink 仿真。仿真结果表明: 采用 SVPWM 算法控制永磁同步电动机定子绕组电流谐波成份较少, 控制效果较好, 具有广阔的应用前景。

关键词: 空间矢量脉宽调制; 永磁同步电动机; Simulink; 定子绕组电流

中图分类号: TP29

文献标识码: A

文章编号: 1674-7720(2011)16-0072-03

Research of permanent magnet synchronous motor control system based on SVPWM

Zhang Ping

(Department of Electronics and Information Engineering, Jiangyin Polytechnic College, Jiangyin 214405, China)

Abstract: It discusses the composition of permanent magnet synchronous motor control system, the theory of SVPWM, its implementation in the control system and the system simulink simulation model. The simulation result shows that its stator winding current harmonic components are less. And the algorithm has a good control effect and has broad application prospects.

Key words: space vector pulse width modulation; permanent magnet synchronous motor; simulink; stator winding current

随着电子技术和控制技术的发展和, 永磁同步电动机(PMSM)的控制技术也日趋成熟, 且在工业界得到了广泛的应用。采用空间矢量脉宽调制(SVPWM)算法控制 PMSM, 将在 PMSM 的三相定子绕组中产生正弦波电流, 形成旋转磁场, 使电动机按要求的速度运转。与直接的正弦脉宽调制(SPWM)技术相比, PMSM 控制简单, 数字化实现方便, 且在电机线圈的电流中产生更少的谐波成分, 降低了电机转矩的脉动, 提高了对 IGBT 逆变桥直流供电电源的利用效率^[1,2]。

1 PMSM 控制系统的构成

PMSM 控制系统的构成如图 1 所示。三相交流输入经过二极管桥式整流电路整流之后得到直流电压, 由 DSP 芯片产生的 SVPWM 脉冲控制 IGBT 逆变桥, 并给 IGBT 逆变桥供电, 从而在由逆变桥驱动 PMSM 三相定子绕组中产生互差 120° 电角度的正弦波电流, 形成等



图 1 PMSM 控制系统

幅的旋转磁场, 使电机按照一定的速度进行旋转。

1.1 IGBT 逆变桥

PMSM 控制系统中的 IGBT 逆变桥如图 2 所示, U_a 、 U_b 和 U_c 是其电压输出, T1~T6 是 6 个 IGBT, 它们分别被 a、a', b、b', c 和 c' 这 6 个来自 DSP 芯片的控制信号所控制, U、V 和 W 分别为 PMSM 的定子三相绕组。当逆变桥上半部分的一个 IGBT 开通时, 其下半部分相对应的 IGBT 应被关闭, 即 a、b 或 c 为 1 时, 则 a'、b' 和 c' 为 0。a、b 和 c 为 0 或为 1 的状态, 决定了 T1~T6 这 6 个 IGBT 的开关状态, 从而决定了 U_a 、 U_b 和 U_c 三相输出电

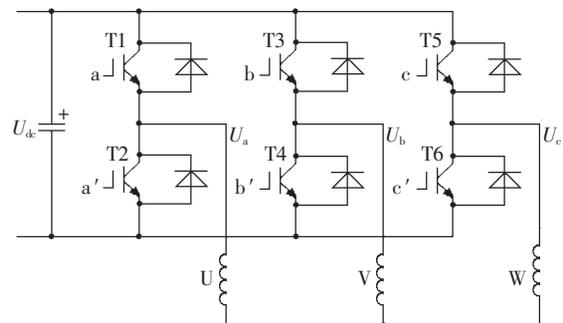


图 2 IGBT 逆变桥

技术与方法 Technique and Method

压的波形情况。如果用 SVPWM 脉冲控制这 6 个 IGBT 的通和断,则 PMSM 的三相定子电流波形接近于理想的正弦波形,从而产生恒定角速度旋转的圆形磁场,使 PMSM 按指定的速度进行运转^[3]。

由图 2 可得到逆变桥输出的相电压矢量与开关状态矢量的关系^[1,4]如式(1)所示。

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (1)$$

在 (α, β) 坐标系中,与相电压相对应的分量可以用式(2)表示:

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

由于逆变桥中,6 个 IGBT 的开关状态的组合一共有 8 种,即开关变量矢量 $[a \ b \ c]^T$ 共有 8 种取值,则相电压 U_a 、 U_b 和 U_c 及 (α, β) 坐标系中的 U_α 和 U_β 也分别有 8 种取值。8 种开关组合决定了 8 个基本空间矢量,此 8 个基本空间矢量如图 3 所示。每相邻的两个基本空间矢量之间所包围的区域依次叫作 Sector 0~Sector 5,如图 3 所示。

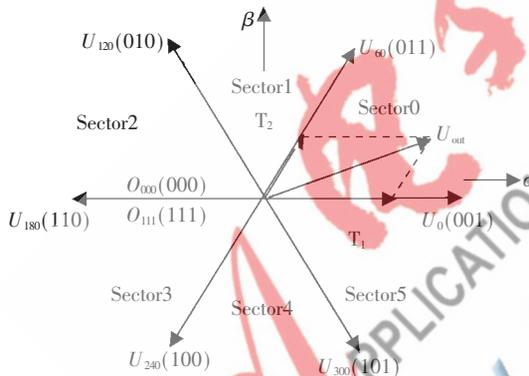


图 3 基本空间矢量与对应的开关矢量的关系图

1.2 SVPWM 原理及算法实现

在图 3 中,将扇区 Sector0 的电压矢量 U_{out} 映射到基本向量 U_0 和 U_{60} 的边上,则有^[5-7]:

$$\frac{1}{T} \int_{nT}^{(n+1)T} U_{out} = \frac{1}{T} (T_1 U_0 + T_2 U_{60}) \quad n=0, 1, 2, \dots, T_1 + T_2 \leq T \quad (3)$$

式(3)中, T 表示一个 PWM 周期时间长度, T_1 和 T_2 分别表示在一个周期时间 T 中基本空间矢量 U_0 和 U_{60} 各自的作用时间。 T_0 是零矢量在一个周期中的作用时间,于是有等式:

$$T_0 + T_1 + T_2 = T \quad (4)$$

当 T 极小时,式(3)可化成下式:

$$T U_{out} = T_1 U_0 + T_2 U_{60} \quad (5)$$

将 U_{out} 映射到 α 和 β 轴上,则可以得到式(6):

$$\begin{cases} U_\alpha = \frac{T_1}{T} |U_0| + \frac{T_2}{T} |U_{60}| \cos 60^\circ \\ U_\beta = \frac{T_2}{T} |U_{60}| \sin 60^\circ \end{cases} \quad (6)$$

由于所有基本空间矢量的幅值都为 $2U_{dc}/3$,则由式(6)可得到式(7):

$$\begin{cases} T_1 = \frac{\sqrt{3}}{2U_{dc}} (\sqrt{3} U_\alpha - U_\beta) \\ T_2 = \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} U_\beta \end{cases} \quad (7)$$

同理可求得其他扇区中基本空间矢量在一个 PWM 周期中的作用时间。如果定义式(8),则可以得到每个扇区中包围这个扇区的两个基本矢量在一个 PWM 周期中的作用时间^[8,9],如表 1 所示。

$$\begin{cases} X = \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} U_\beta T \\ Y = \frac{3}{2U_{dc}} (U_\alpha + \frac{1}{\sqrt{3}} U_\beta) T \\ Z = \frac{3}{2U_{dc}} (-U_\alpha + \frac{1}{\sqrt{3}} U_\beta) T \end{cases} \quad (8)$$

表 1 T_1 和 T_2 的取值

Sector	0	1	2	3	4	5
T_1	-Z	Z	X	-X	-Y	Y
T_2	X	Y	-Y	Z	-Z	-X

对于式(9),定义 3 个变量 a 、 b 、 c ,如果 $V_{ref1} > 0$,则 $a=1$,否则 $a=0$;如果 $V_{ref2} > 0$,则 $b=1$,否则 $b=0$;如果 $V_{ref3} > 0$,则 $c=1$,否则 $c=0$ 。设 $N=4 \times c + 2 \times b + a$,则很容易得到 N 与扇区数 Sector 的对应关系。

$$\begin{cases} V_{ref1} = U_\beta \\ V_{ref2} = \frac{-U_\beta + \sqrt{3} U_\alpha}{2} \\ V_{ref3} = \frac{-U_\beta - \sqrt{3} U_\alpha}{2} \end{cases} \quad (9)$$

为了保证三相桥臂在一个 PWM 周期中导通的占空比,所应设置的比较值分别定义为 T_{cm1} 、 T_{cm2} 和 T_{cm3} ,并定义式(10),则 N 与扇区数 Sector 及 T_{cm1} 、 T_{cm2} 和 T_{cm3} 的关系如表 2 所示。

$$\begin{cases} T_a = \frac{T_0}{4} \\ T_b = T_a + \frac{T_1}{2} \\ T_c = T_b + \frac{T_2}{2} \end{cases} \quad (10)$$

表 2 N 、Sector 和 T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3} 的对应关系表

N	1	2	3	4	5	6
Sector	1	5	0	3	2	4
T_{cm1}	T_b	T_c	T_c	T_a	T_a	T_b
T_{cm2}	T_c	T_a	T_b	T_b	T_c	T_a
T_{cm3}	T_a	T_b	T_a	T_c	T_b	T_c

技术与方法 Technique and Method

将 T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3} 与设置为连续增/减模式的 DSP 芯片定时器进行比较后得到 PWM 脉冲, 控制图 2 中的三个桥臂的通断, 从而在 PMSM 的三相定子绕组产生相位差为 120° 的正弦波形电流。

3 系统的 Simulink 仿真

系统仿真模型^[10,11]如图 4 所示。选取 PMSM 的参数为: 电磁转矩 $T_e=0.8 \text{ N}\cdot\text{m}$, 额定电压 $U_{dc}=300 \text{ V}$, 电机最高转速 $\omega_m=3000 \text{ r/m}$ 。

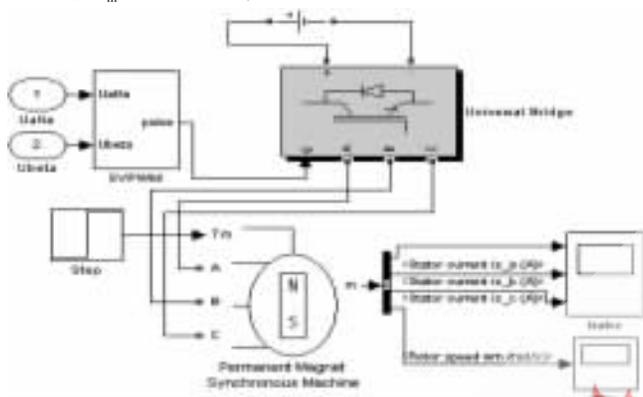


图 4 PMSM 系统仿真模型

其中按照上述算法构建的 SVPWM 的 Simulink 仿真模型如图 5 所示。取 PWM 周期为 $200 \mu\text{s}$, 直流电源 U_{dc} 为 300 V 。

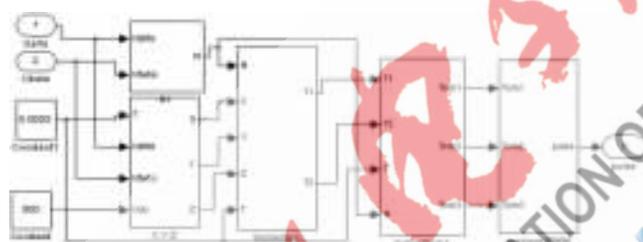


图 5 SVPWM 模型

PMSM 系统仿真模型运行后, 得到定子 A、B、C 相绕组电流、电机转速如图 6、图 7 所示。

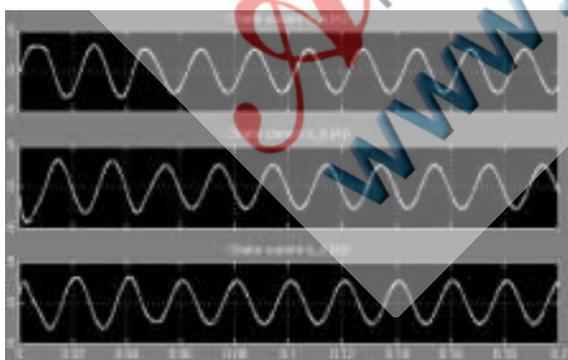


图 6 PMSM 定子三相绕组仿真电流波形

从仿真波形可以看出, 定子绕组电流和电机转速除了在启动瞬间有较多的谐波成份外, 迅速稳定之后波形还是比较理想的: 定子三相绕组电流基本呈相位差为 120° 的正弦波形, 电机转速基本稳定在 160 rad/s , 即为 $160/(2\pi) \times 60 = 1528 \text{ r/m}$, 与选定的电机参数完全一致。

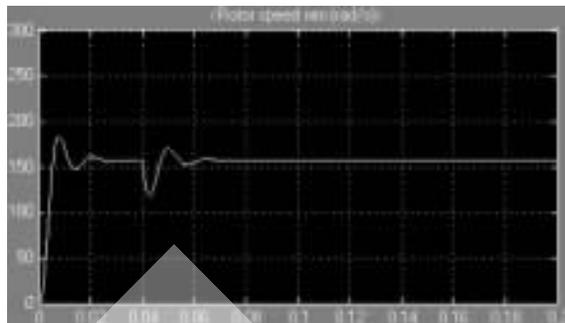


图 7 PMSM 转速

另外通过改变 SVPWM 脉冲频率可以方便地改变电机转速。

本文介绍了采用 SVPWM 脉冲控制永磁同步电动机的原理及其实现的过程, 建立了系统的 Simulink 仿真模型, 并对模型运行结果进行了分析。结果表明: 采用 SVPWM 技术控制永磁同步电机是一种理想的控制方法, 相较于其他的 PWM 调速方法, 这种方法算法简单, 定子绕组电流谐波成分少, 直流电压利用率高, 有着广阔的应用前景。

参考文献

- [1] 刘和平, 王维俊. TMS320LF240x DSP C 语言开发应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2002.
- [2] BROECK H W. Analysis and realization of a pulsewidth modulation based on voltage space vector[J]. IEEE Trans on IA, 1998, 24(1): 142-150.
- [3] 邵群涛, 徐余法. 电机与拖动基础[M]. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [4] 杨贵杰, 孙力, 崔乃政, 等. 空间矢量脉宽调制方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(5): 79-83.
- [5] BLASKO V. Analysis of a hybrid PWM based on modified space-vector and triangle comparison methods[J]. IEEE Trans on IA, 1997, 33(3): 756-764.
- [6] 赵镜红, 张俊洪, 杨涛. 基于 DSP 的 SVPWM 的研究[J]. 电机与控制学报, 2002, 6(2): 108-110.
- [7] 熊健, 康勇, 陈坚, 等. 电压空间矢量调制与常规 SPWM 的比较研究[J]. 电力电子技术, 1999, 2(1): 25-28.
- [8] 侯利民, 李洪珠, 王巍. 空间电压脉宽调制 SVPWM 的原理及 DSP 的实现[J]. 辽宁工程技术大学学报, 2007, 26(6): 898-900.
- [9] CHUANG D W. Unified voltage modulation technique for real time three-phase power conversion[J]. IEEE Trans on IA, 1998, 34(2): 374-380.
- [10] 求是科技. MATLAB 7.0 从入门到精通[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2006.
- [11] 孙屹. Simulink 通信仿真开发手册[M]. 北京: 国防工业出版社, 2004.

(收稿日期: 2011-02-23)

作者简介:

张萍, 女, 1975年生, 讲师, 硕士研究生, 工学硕士, 主要研究方向: 微型计算机控制及其应用。