

计算机技术

# 一种混合矢量 SVPWM 在 PMSM 控制器中的应用

吴恒 王淦泉\* 陈桂林

(上海技术物理研究所,上海 200083)

**摘要** 为了减少死区补偿对 PMSM (Permanent Magnet Synchronous Machine) 控制器的影响,分析了 PMSM 控制器所用的 SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) 发生器的原理,引入了一种不用死区补偿的混合矢量 SVPWM,给出了其数学模型和作用时间的计算方法。并且在 FPGA 中设计出了用混合矢量 SVPWM 模块的 PMSM 控制器。实验证明,混合矢量 SVPWM 模块可以避免死区补偿,得到和 180 度矢量相同的控制效果。在设计大容量的 PMSM 电机驱动器时,这种方式值得关注与推广。

**关键词** 混合矢量 空间矢量脉宽调制 死区补偿 交流永磁同步电机

**中图分类号** TP273; **文献标志码** A

当前受探测器发展水平的影响,电子扫描结合机械扫描仍是空间遥感成像技术的主要手段。在高精度光机扫描系统中,运动部件是由伺服电机驱动的,它的精度和动态特性直接决定了整个系统的性能。PMSM(交流永磁同步电机)由于体积小,重量轻,效率高,能提供业界已知的最高水平的动态响应和扭矩水平,因而成为光机扫描成像系统的伺服电机的首选。而 PMSM 运动控制系统的性能很大程度上又受制于 PMSM 驱动器中的关键部件 SVPWM(空间矢量脉宽调制)的影响。传统的 SVPWM 控制方式存在死区时间,使系统输出电压能力降低,出现相位偏差、波形畸变等现象。将一种无需死区补偿的混合矢量组 SVPWM 发生器<sup>[1]</sup>引入 PMSM 控制器中,分析了它的数学原理,并给出了在 PMSM 控制器中使用混合矢量组的计算方法。最后,在基于 FPGA

的 PMSM 控制器中引入了混合矢量 SVPWM,以实际的测试结果说明了这种方法的可行性。

## 1 SVPWM 的三种不同方式

由于 PMSM 驱动电流是三相正弦电流,在现代是通过 MOSFET 或者 IGBT 组成的逆变桥路产生的。这个逆变桥的原理框图如图 1 所示。

PMSM 的逆变桥其实是一个由六个开关管组成的三相桥臂,采用适当的开关策略可以使电机三相绕组中的电流成为三相正弦电流。PMSM 的转子是永磁体,定子由三相绕组和铁心构成,三相绕组在空间上呈 120° 分布。三相正弦电流可以在三相坐标系中形成旋转电流矢量,从而带动电机旋转。

为了阐明不同的开关策略对三相绕组中的电流的影响,分析图 1 中结构的电压关系。设  $E$  表示直流母线电压,  $V_{ao}, V_{bo}, V_{co}$  为输出端对地电压,  $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$  为输出相到电机三相绕组中性点的电压,  $V_{no}$  为电机中性点对地电压,则有式(1)。

2009年11月17日收到

第一作者简介:吴恒(1975—),男,河南西峡人,博士生,研究方向:PMSM 电机控制。E-mail: superdsp@vip.sina.com。

\* 通信作者简介:王淦泉(1962—),男,上海人,研究员,研究方向:红外光电系统设计。

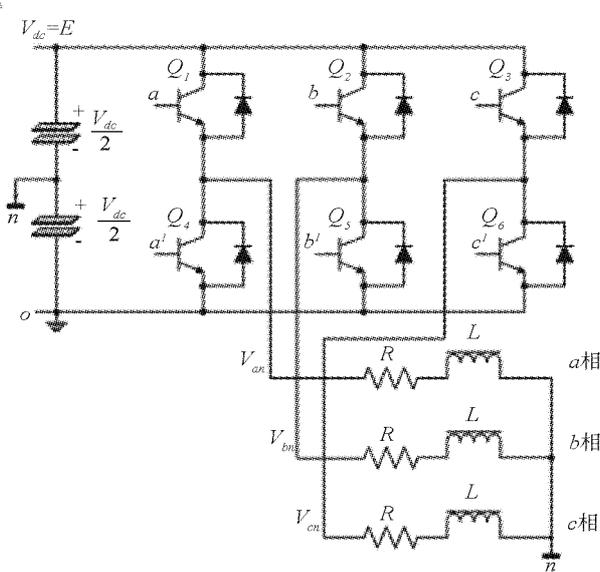


图 1 PMSM 的三相驱动桥路

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (1)$$

由于电机是 Y 型接法,有  $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ 。可以推出矩阵关系如式(2):

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (2)$$

以常用的转子为凸装式 PMSM 为例,如图 2 所示是一个等效结构图。这里建立三个坐标系:  $abc$  坐标系、 $\alpha\beta$  坐标系和  $dq$  坐标系,解释如下<sup>[2]</sup>。

**abc 坐标系:**即以永磁同步电机三相绕组轴线为中线的三相坐标系,三条轴线相差 120°电角度,是静止坐标系。

**$\alpha\beta$  坐标系:** $\alpha$  轴与  $a$  轴重合, $\beta$  轴为在同一平面上超前  $\alpha$  轴 90°电角度的坐标轴,是静止坐标系。

**$dq$  坐标系:**固定于转子的参考坐标,取磁极轴线为  $d$  轴,顺着  $d$  轴沿旋转方向超前 90°电角度为  $q$  轴(图 2 中的虚线坐标轴)。 $dq$  坐标系是旋转坐标系, $d$  轴与  $\alpha$  轴的夹角定义为  $\theta$ 。

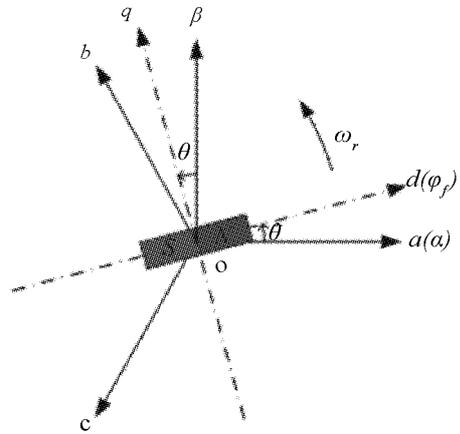


图 2 PMSM 等效结构图中的坐标系

电磁矢量在这些坐标系之间的变换是 PMSM 控制算法的关键,因为在  $dq$  坐标系上,PMSM 的方程可以简化成和直流电机相似的形式。矢量从  $abc$  坐标系到  $\alpha\beta$  坐标系的坐标转换称之为 CLARKE 变换。从  $dq$  到  $\alpha\beta$  坐标之间的转换为 PARK 变换。由于三相绕组是 Y 型连接,所以三相电流符合  $a + b + c = 0$  性质,可以将这些坐标系之间的转化总结如表 1(基于矢量功率不变的约束)<sup>[2]</sup>。

表 1 CLARKE-PARK 正、反变换

$a, b, c \rightarrow \alpha, \beta$ (CLARKE 变换)	$d, q \rightarrow \alpha, \beta$ (PARK 变换)
$\begin{cases} \alpha = \sqrt{\frac{3}{2}}a \\ \beta = \frac{a}{\sqrt{2}} + \sqrt{2}b \end{cases}$	$\begin{cases} \alpha = d\cos\theta - q\sin\theta \\ \beta = d\sin\theta + q\cos\theta \end{cases}$
$\alpha, \beta \rightarrow d, q$ (PARK 反变换)	$\alpha, \beta \rightarrow a, b, c$ (CLARKE 反变换)
$\begin{cases} d = \alpha\cos\theta + \beta\sin\theta \\ q = -\alpha\sin\theta + \beta\cos\theta \end{cases}$	$\begin{cases} a = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \alpha \\ b = -\frac{\alpha}{\sqrt{6}} + \frac{\beta}{\sqrt{2}} \\ c = -\frac{\alpha}{\sqrt{6}} - \frac{\beta}{\sqrt{2}} \end{cases}$

由式(2)和表 1 中的变换式,可以得到一组坐标系上的电压矢量式(如式(3)所示)。

$$\begin{cases} V_{\alpha} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \left( V_{ao} - \frac{1}{2}V_{bo} - \frac{1}{2}V_{co} \right) \\ V_{\beta} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \left( \frac{\sqrt{3}}{2}V_{bo} - \frac{\sqrt{3}}{2}V_{co} \right) \end{cases} \quad (3)$$

由此式代入不同的开关策略就可以得到相应的电压矢量。

常用的开关策略有多种,最常用的是基于上下桥臂互补方式的开关策略,称为  $180^\circ$  矢量组。如用  $\vec{U}_{(100)}$  表示上面的开关  $(abc) = (100)$ , 下面的开关  $(a'b'c') = (011)$ , 表示  $V_{ao} = E, V_{bo} = 0, V_{co} = 0$ , 代入式(3), 则可得到一个矢量的坐标。这样的有效矢量有六个, 分别是:  $\vec{U}_{(100)}$ 、 $\vec{U}_{(110)}$ 、 $\vec{U}_{(010)}$ 、 $\vec{U}_{(011)}$ 、 $\vec{U}_{(001)}$ 、 $\vec{U}_{(101)}$ 。它们在空间中的分布可以用图3表示。

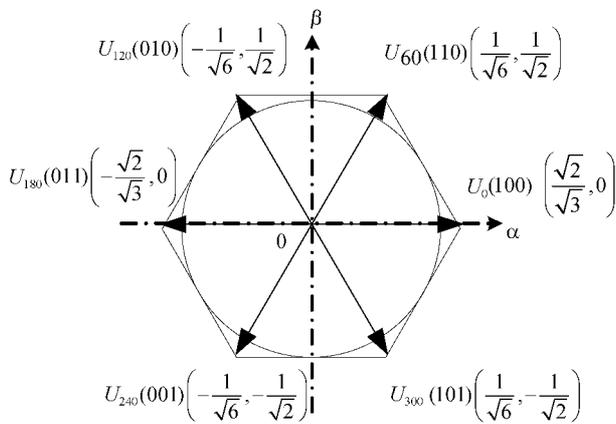


图3 180度的矢量组空间分布图(单位为E)

显然这些矢量的顶点组成一个正六边形, 它的内接圆是 SVPWM 输出的最大无波动矢量, 这里矢量长度是  $\frac{\sqrt{2}}{2}E$ 。旋转一周, 每个桥臂上的开关打开的时间都是总周期的一半。以  $a$  桥臂为例, 如图4, 图中横坐标是矢量旋转的角度, 纵坐标表示开关管的通与断, 黑色部分表示通状态, 空白表示断开状态(下同)。可以看出在上下桥臂开关状态切换时必须加入死区时间, 否则由于开关管的延时特性, 电源瞬时会发生直通短路, 这有可能会带来很严重的事故。而这个死区时间是和 IGBT 开关的特性有关, 一般小功率的 IGBT, 死区时间是在微秒级的, 而大功率的 IGBT, 死区时间要求更长。如果 PWM 的开关策略比较复杂, 每个周期开关的次数较多, 则波形的畸变就更严重了。

如果引入  $\phi$  状态, 表示一个桥臂的上下管都断

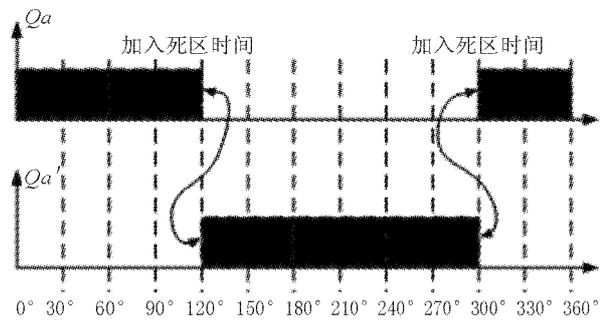


图4 a桥臂  $180^\circ$  旋转矢量的开关时间示意图

开。如开关组  $(1\phi 0)$ , 表示  $V_{ao} = E, V_{bo} = \frac{E}{2}, V_{co} = 0$  则就可以得到一组新的矢量组, 称为  $120^\circ$  矢量组, 即:  $\vec{U}_{30}(1\phi 0)$ ,  $\vec{U}_{90}(\phi 10)$ ,  $\vec{U}_{150}(01\phi)$ ,  $\vec{U}_{210}(0\phi 1)$ ,  $\vec{U}_{270}(\phi 01)$  和  $\vec{U}_{330}(10\phi)$ 。矢量的下标表示它在极坐标中的角度, 则可以得到图5的  $120^\circ$  矢量组。

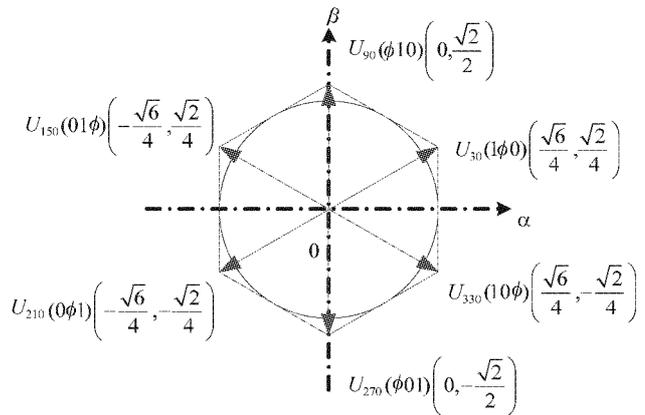


图5 120度的矢量组空间分布图(单位为E)

从图中可以看出,  $120^\circ$  矢量组在空间也排成正六边形, 旋转一周, 每个桥臂上的开关打开的时间都是  $120^\circ$ 。它的内切圆是 SVPWM 输出的最大无波动矢量, 矢量长度即圆半径是  $\frac{\sqrt{6}}{4}E$ 。显然, 它的效率不如  $180^\circ$  矢量组, 实际上只有前者的约 87%。电源电压没有得到完全应用。但如图6所示, 它在矢量切换时有一个  $60^\circ$  的缓冲区, 在这里桥臂的上、下管都关闭。所以使用  $120^\circ$  矢量组是不需要用死区补偿功能了。

由此自然引入了将前面两种方案相结合的方

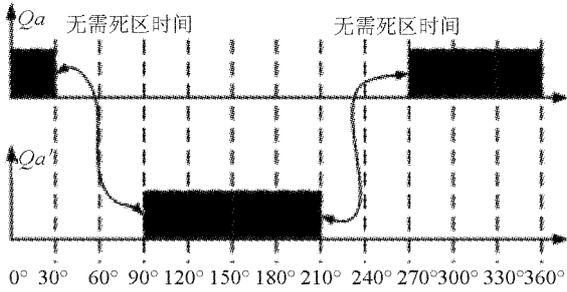


图6 a桥臂120°旋转矢量的开关时间示意图

案,各自取长补短。称为180°矢量组与120°矢量组混合的方案,以下简称混合矢量组。如图7所示。

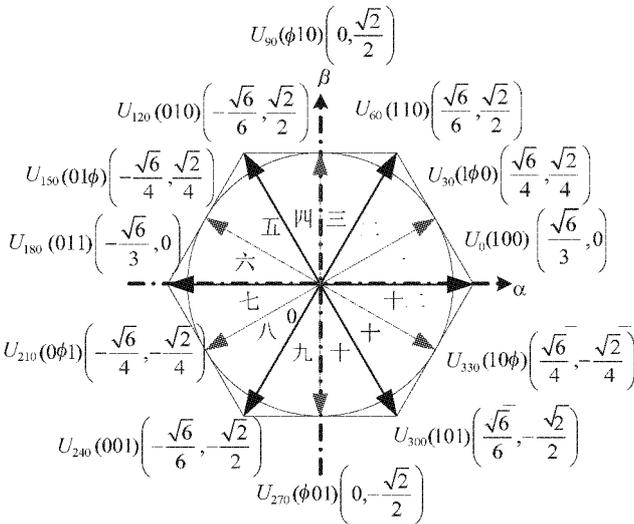


图7 混合矢量组空间分布图(单位为E)

由顶点坐标的几何关系,可以证明混合矢量组在空间上相差30°排列,它们的顶点连线就是图3中的180度矢量组中的六边形,这12个矢量把矢量图划分成12个扇区,如图中的中文字符所表示的扇区号。六边形的内切圆和图2中的内切圆半径完全相同。这说明混合矢量对电源的利用率和180度矢量组的完全相同。同时,在图8中画出了a桥臂的开关时间示意图。

至此,我们引入了三种SVPWM的开关策略,其中混合矢量SVPWM以不牺牲电源利用率,又无需死区补偿而引人注目。尽管三相桥还有其它的开关方法,但都由于不能把电能馈入PMSM的三相绕组而成为零矢量,如 $\vec{0}_{(111)}$ ,  $\vec{0}_{(000)}$ ,  $\vec{0}_{(\phi\phi\phi)}$ 等。这些零矢量对SVPWM的每个周期的过渡状态很有意义,

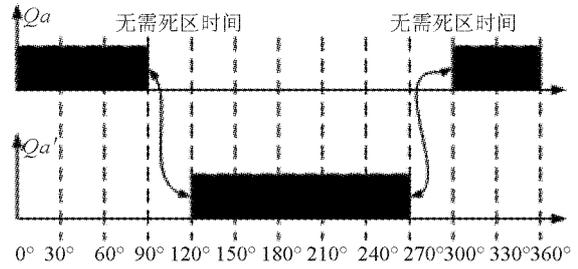


图8 a桥臂混合旋转矢量的开关时间示意图

恰当地安排可以减少开关管不必要的开关次数。下面将进一步阐述混合矢量SVPWM的作用时间推算方法和实现方法。

## 2 混和矢量的作用时间推算方法

由于三相桥臂开关的状态是有限的,所以能够生成的矢量也总是离散的,但为了让空间矢量按控制指令指向任何一个方向,就得用矢量合成方法来合成这些不存在的矢量。这里采用一种秒伏平衡原理,如图9,当要生成的矢量 $\vec{U}_{ref}$ 指向两个现有矢量之间时,应用平行四边形法则,让相邻两个矢量在一个PWM周期内作用不同的时间,从而合成出想要的矢量。

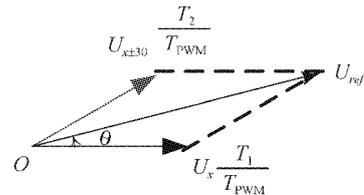


图9 任意方向矢量的合成方法

由此,有

$$\vec{U}_{ref} = \vec{U}_x \frac{T_1}{T_{PWM}} + \vec{U}_{x\pm 30} \frac{T_2}{T_{PWM}} \quad (4)$$

通过式(4),可以求解出两个矢量的作用时间 $T_1, T_2$ ,这就是SVPWM发生器的一个重要输入参量。例如 $\vec{U}_{ref}$ 在第一扇区,由矢量 $U_0(100)$ 和 $U_{30}(1\phi 0)$ 来合成, $\vec{U}_{ref}$ 给出直角坐标形式 $[U_\alpha \ U_\beta]^T$ ,如式(5),其中E表示直流母线电压。

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{6}}{3} \\ 0 \end{bmatrix} \frac{ET_1}{T_{PWM}} + \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{6}}{4} \\ \frac{\sqrt{2}}{4} \end{bmatrix} \frac{ET_2}{T_{PWM}} \quad (5)$$

则解得:

$$\begin{cases} T_1 = \left( \frac{\sqrt{6}}{2} U_\alpha - \frac{3\sqrt{2}}{2} U_\beta \right) \frac{T_{PWM}}{E} \\ T_2 = \left( 2\sqrt{2} U_\beta \right) \frac{T_{PWM}}{E} \end{cases} \quad (6)$$

解出的  $T_1$ 、 $T_2$  的和可能小于  $T_{PWM}$ , 就用零矢量  $\vec{O}$  来填充剩余时间。恰当地选用零矢量可以有效地减少开关管在每个 PWM 周期中的开关次数。

而判断  $\vec{U}_{ref}$  矢量在图 7 中的哪一个扇区, 可以用如下的构造函数。设函数

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 0 & x \geq 0 \\ 1 & x < 0 \end{cases} \quad (7)$$

$$\text{abs}(x) = \begin{cases} x & x \geq 0 \\ -x & x < 0 \end{cases} \quad (8)$$

设变量:

$$\begin{cases} A = U_\alpha \\ B = U_\beta \\ C = \text{abs}(U_\alpha) - \frac{\sqrt{3}}{3} \text{abs}(U_\beta) \\ D = \text{abs}(U_\alpha) - \sqrt{3} \text{abs}(U_\beta) \end{cases} \quad (9)$$

设计出  $s$  函数

$$s = 3\text{sgn}(A) + 6\text{sgn}(B) + \text{sgn}(C) + \text{sgn}(D) \quad (10)$$

表 2 用  $s$  函数运算出的结果与扇区的对照表

$U_{ref}$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$s$	0	1	2	5	4	3	9	10	11	8	7	6

通过(表 2)的映射表, 就可以由  $\vec{U}_{ref}$  的直角坐标形式直接计算出其所在的扇区, 而无需使用反正切通函数了。

SVPWM 的周期是固定的, 在每个周期中, 要根据秒伏平衡原理发出两个相邻矢量的组合来合成实际矢量。图 10 是混和矢量 SVPWM 的第一个扇区的一个周期波形图。

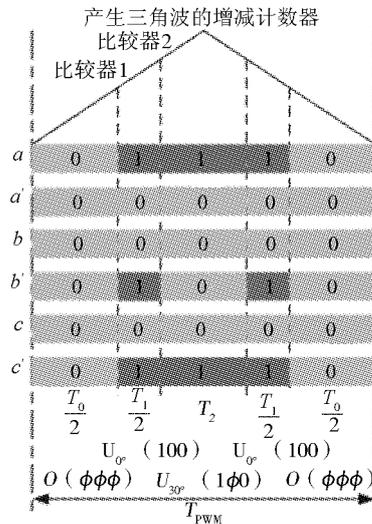


图 10 混合矢量 SVPWM 一个周期的波形

从图 10 中可以看出, SVPWM 的每个周期中都包含两个相邻矢量和一些零矢量。这些矢量在  $T_{PWM}$  周期中的分布策略有很多, 可以是对称或非对称的, 可以分成 5 段或 7 段, 总的目的是为了减少高次谐波和开关次数, 也要服从于硬件简化的约束。有兴趣的读者可以参考文献[4]。SVPWM 的产生是用一个可增减计数的三角波计数器与两个比较器比较后再查表产生, 计算模块在每个周期都重新计算每个矢量的作用时间, 按照比例设定相应的比较器值, 这些功能是在 FPGA 中用状态机实现的。

### 3 PMSM 控制器的搭建与测试结果

SVPWM 发生器是 PMSM 控制器的关键部分。PMSM 控制器一般采用转子磁链定向控制策略, 具体来说, 就是让  $i_d = 0$ , 如图 11 所示<sup>[2]</sup>。这时定子电流与电磁转矩输出成正比, 无弱磁电流分量。整个电机的控制就和直流电机的控制原理一样。实验系统是基于 XILINX 的 SPARTAN3E—1600E 系列 FPGA 的。其中如前所述的混合矢量的推算基于 32 位的 CPU 软核 MICROBLAZE 的。也就是, SVPWM 作为一个 IP 核, 挂在 MICROBLAZE 的 FSL 总线上的。调用时, 将计算好的扇区号和比较器的数据填好, 系统就会自动发出 SVPWM 信号去驱动

IGBT 开关(IPM 模块),从而在电机绕组上加载相应的电压,从而产生相应的电流。

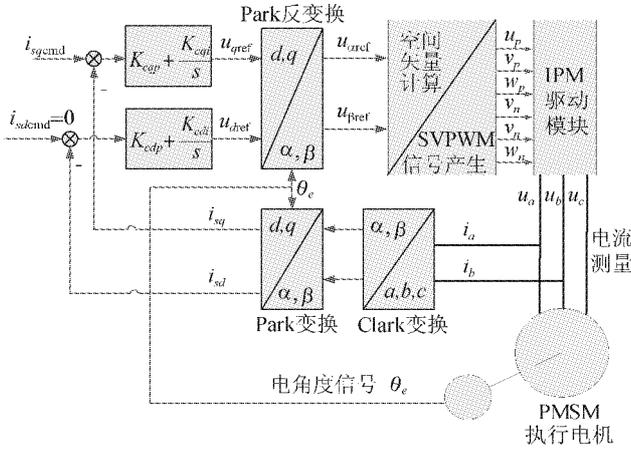


图 11 PMSM 的转子磁链定向控制

为了证明 SVPWM 模块有效,搭建了电流环实验装置,它的结构如图 11 所示。其中所用的电机就是 KOLLMORGEN 公司的 RBE3010A,反馈所用的位置编码器是一个 20 位的光栅编码器 RCN220。为了实时地显示和采样控制器的内部数据,系统中设计了一个高速的 USB 采样通道,在上位机中,用 NI 的 LabWindows 设计了可以实时显示的人机界面,这样就可以对比实际系统和仿真模型的内部细节了。实验装置的电流环的采样频率是 16 kHz,SVPWM 输出的分辨率是 13 位。现在,加入驱动信号为一个  $i_{qcmd} = 1 \text{ A}$  的阶跃信号,得到结果如图 12 所示。

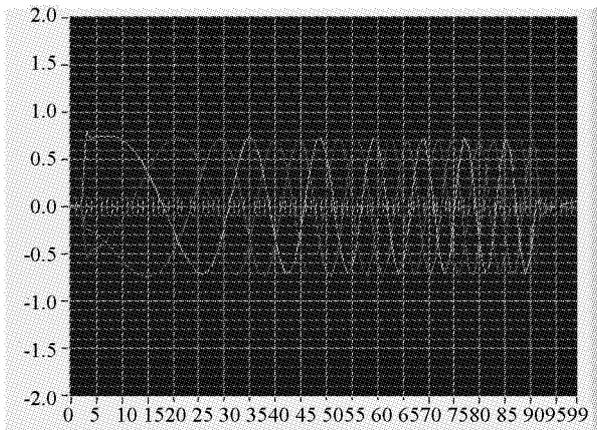


图 12 实测的三相电流波形

图 12 中是实测的  $i_a, i_b, i_c$  三相正弦电流波形。

从图中可以看出:

(1) PMSM 的三相电流是相位差为  $120^\circ$  的三相正弦电流,它们的频率提高表示 PMSM 的转速在不断提高。

(2) 随着电流阶跃命令加入的时间增加,电机被恒定的加速度加速,电机转速开始增加。但是电机转速是不会无限增加的,随着转速越来越高,环路的跟踪性能会不断下降。实测的  $i_q$  会逐渐下降。

(3) 图中设定的电流命令  $i_{qcmd} = 1 \text{ A}$ ,实测得到的电流  $i_a, i_b, i_c$  分量都为 0.8 A 左右,这是因为用的是基于矢量功率不变约束的矩阵变换,变换系数是  $\sqrt{\frac{2}{3}} \approx 0.82$ ,这和理论是一致的。

(4) 这种电流波形说明了电机中生成了稳定的旋转矢量,充分证明了 SVPWM 策略的正确性。

进一步的运动控制实验也证明,采用混合矢量的 PMSM 控制器是可以达到预期的效果的。而且这种策略不需要设置 IGBT 开关的死区,所以没有波形的畸变。而且,由于它的最大无波动矢量的长度和  $180^\circ$  矢量组完全一样,所以也不会牺牲电源的效率。它的主要缺陷是计算复杂,扇区数增加了一倍。而这个问题在现在廉价计算能力大规模普及的时代是可以忽略的。值得注意的是这种方法引入了桥臂的  $\phi$  状态,这对上桥臂使用自举电容来驱动开关的逆变桥来说,会由于自举电容提前放电完毕而引起波形错误,在设计中需要谨慎对待。

### 4 结论

使用混合矢量 SVPWM 的 PMSM 控制器在实验中得到预期的性能,是完全可行的。而且它无需添加死区补偿的特性对于提高大容量 PMSM 控制器的性能有着十分诱人的前景。对于提高大惯量光机扫描成像系统运动控制器的性能有很大的帮助。

### 参 考 文 献

1 万健如,程传更,张海波,等.一种新颖的混合空间矢量控制方法.中国电机工程学报,2006;26(5):101—103

- 2 舒志兵. 交流伺服运动控制系统. 北京:清华大学出版社,2006; 3:56—62
- 3 Dorster P. Clarke & Park Transforms on the TMS320C2xx. Ti Application Report, BPRA048. <http://focus.ti.com/general/docs/techdocsabstract.tsp?abstractName=bpra048>. Jan. 1996
- 4 Yu Zhenyu. Space-vector PWM with TMS320C24x/F24x using hardware and software determined switching patterns. Ti Application Report SPRA524. <http://focus.ti.com/general/docs/techdocsabstract.tsp?abstractName=spra524>. Feb. 1999

## The Application of a Hybrid Space Vector SVPWM Module in the PMSM Controller

WU Heng, WANG Gan-quan\*, CHEN Gui-lin

(Shanghai Institute of Technology Physics, Shanghai 200083, P. R. China)

[Abstract] In order to reduce the influence of the dead band compensation of the PMSM (Permanent Magnet Synchronous Machine) controller, the author here analyses the rules of the SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation), introduces a hybrid vector SVPWM strategy without compensation. The math model and the work period calculation of the hybrid vector SVPWM are given out and the PMSM Controller based on this type of SVWPM is built. The test result is that the hybrid vector SVPWM could get the same excellent result as the 180 degree space vector without dead band compensation. When design a high-power PMSM controller, this way is even remarkable to be realized.

[Key words] hybrid vector SVPWM dead band compensation PMSM

(上接第 1155 页)

## Inaccuracies Analysis for DOA Estimation on the Array Signal Processing

CHENG Xian-min, LI Shi-zhong, QIAO Jing-jing<sup>1</sup>, WANG Nan

(School of Mechanical and Electronic Engineering, School of Mechanical Engineering and Automatization<sup>1</sup>,

The North University of China, Taiyuan 030051, P. R. China)

[Abstract] The multiple signal classification is also MUSIC algorithm with higher resolving power, estimation precision and stability, which is also a hot research field all the time to DOA estimation on radar signal processing. The inaccuracy factors of DOA estimation are analysed and studied on MUSIC algorithm and discussed the estimation performances and features of MUSIC algorithm. The theory analysis and simulation results demonstrate that, to the non-correlation signal, MUSIC algorithm is also an effective method for the measure of target direction angle.

[Key words] MUSIC algorithm array signal processing DOA estimation