

文章编号:1009-4822(2007)02-0176-05

# 两相异步电动机的 SVPWM 控制

刘海鹏<sup>1</sup>, 王洪希<sup>2</sup>

(1. 北京邮电大学 计算机科学与技术学院, 北京 100876;

2. 北华大学 电气信息工程学院, 吉林 吉林 132021)

**摘要:**研究了兩相逆变器-异步电动机系统的 SVPWM 控制技术,该系统可以广泛应用于小功率、宽调速运行的场合.通过对电机基本方程进行 Kron 变换,建立了系统完整的数学模型,提出了 4 个电压矢量 8 个工作空间的 SVPWM 控制技术,推导了控制参数和计算公式,给出了实施本方案的逆变器功率管的导通顺序和逆变器的输出电压波形.论证了提出的 SVPWM 控制在两相逆变器-异步电动机系统中明显地减小电流谐波、转矩脉动的原理,建立了基于 80C196KC 控制器的两相逆变器-异步电动机系统,系统由 80C196KC 控制器、控制电路、功率驱路、逆变器主电路、异步电动机等组成.

**关键词:**SVPWM; 两相逆变器-异步电动机; 转矩脉动; 80C196KC

**中图分类号:**TM343

**文献标识码:**A

随着计算机技术和电力电子技术的发展,以 PWM 技术为中心的变频调速已经广泛应用于电气传动中.规则采样 PWM 和空间矢量 PWM(SVPWM)是最为常见的两种实现变频调速技术.20 世纪 80 年代中期,国外学者在交流电机调速中提出了磁通轨迹控制的思想,进而发展产生了电压空间矢量(Space-vector)的概念<sup>[1]</sup>.其物理概念清晰,算法简单.SVPWM 以其有更小的逆变器输出流谐波成分、低脉动转矩、比 SPWM 高 15% 的电源利用率以及易于数字化实现的特点,使其成为 1 种技术发展的趋势<sup>[2]</sup>.

## 1 两相逆变器-异步电机的数学模型

两相逆变器-异步电机主电路如图 1 所示,根据电机定子铁心垂直放置两相对称绕组,极对数为 2,转子为鼠笼式.经坐标变换后两相定子绕组的  $d$ - $q$  轴电压平衡方程为<sup>[3]</sup>

$$\begin{bmatrix} U_{ds} \\ U_{qs} \\ U_{dr} \\ U_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \cdot p & 0 & M \cdot p & 0 \\ 0 & R_s + L_s \cdot p & 0 & M \cdot p \\ M \cdot p & M \cdot \omega & R_r + L_r \cdot p & L_r \cdot \omega \\ -M \cdot \omega & M \cdot p & -L_r \cdot \omega & R_r + L_r \cdot p \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中,  $R$  为定子绕组电阻,  $P$  为微分算子,  $M$  为互感,  $\omega$  为电机速度,下标  $s$  表示定子侧,  $r$  表示转子侧,下标  $d$  表示  $d$  轴,下标  $q$  表示  $q$  轴.

运动方程为

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{MP_n^2(I_{ds}I_{qr} - I_{qs}I_{dr})}{J} - \frac{P_n(T_0 + T_l)}{J} \quad (2)$$

式中,  $P_n$  为极对数,  $J$  为电机转动惯量,  $T_0$  为损耗转矩,  $T_l$  负载转矩.

收稿日期:2006-12-26

作者简介:刘海鹏(1975-),男,工程师,硕士,主要从事自动控制理论与软件测试研究.

整理后两相逆变器-两相异步电动机的数学模型为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ \omega \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} -L_r R_s & 0 & MR_r & 0 & M(L_r I_{qr} + MI_{qs}) \\ 0 & -L_r R_s & 0 & MR_r & -M(MI_{ds} + L_r I_{dr}) \\ MR_s & 0 & -L_s R_r & 0 & -L_s(MI_{qs} + L_r I_{qr}) \\ 0 & MR_s & 0 & -L_s R_r & L_s(MI_{ds} + L_r I_{dr}) \\ LMp_n I_{qr}/J & -LMp_n I_{dr}/J & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ \omega \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \cdot \begin{bmatrix} L_r U_{ds} \\ L_r U_{qs} \\ -MU_{ds} \\ -MU_{qs} \\ -Lp_n(T_0 + T_l)/J \end{bmatrix} \quad (3)$$

写成一般形式为  $[X] = (AX + B)/L$  在不同的通电状态下 A 阵不变,而 B 阵变化.其中  $L = L_s L_r - M^2$ .

## 2 SVPWM 在两相异步电动机变频调速中的应用

与三相逆变器 SVPWM 控制技术不同,两相逆变器 SVPWM 控制的功率开关管只有 4 种开关状态,即只有 4 种空间电压矢量,无零矢量.逆变器主电路参见图 1,开关状态如图 2 所示.

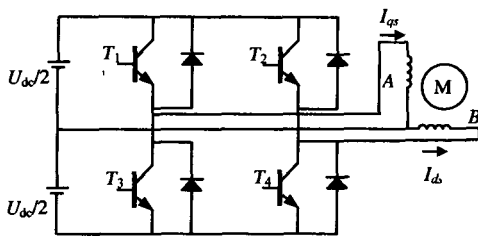


图 1 两相逆变器-异步电动机主电路

Fig. 1 The major circuit of two-phase inverter-fed asynchronous motors system

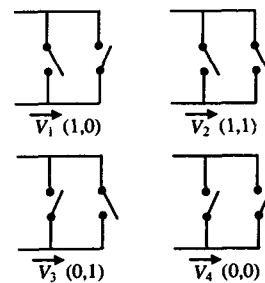


图 2 两相逆变器开关状态

Fig. 2 The switch of two-phase inverter-fed

本文使用的方法:将整个电压工作空间分为 8 个区间(图 3),每个区间的电压矢量分别由 3 个基本空间电压矢量合成,每个 45°变化 1 个基本电压矢量,不同工作区的基本电压矢量见表 1.

表 1 不同工作区的基本电压矢量

Tab. 1 The voltage vectors of different spaces

空间	合成矢量
第 1 工作区(0°~45°)	V <sub>4</sub> , V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub>
第 2 工作区(45°~90°)	V <sub>3</sub> , V <sub>2</sub> , V <sub>1</sub>
第 3 工作区(90°~135°)	V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub>
第 4 工作区(135°~180°)	V <sub>4</sub> , V <sub>3</sub> , V <sub>2</sub>
第 5 工作区(180°~225°)	V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub> , V <sub>4</sub>
第 6 工作区(225°~270°)	V <sub>1</sub> , V <sub>4</sub> , V <sub>3</sub>
第 7 工作区(270°~315°)	V <sub>3</sub> , V <sub>4</sub> , V <sub>1</sub>
第 8 工作区(315°~360°)	V <sub>2</sub> , V <sub>1</sub> , V <sub>4</sub>

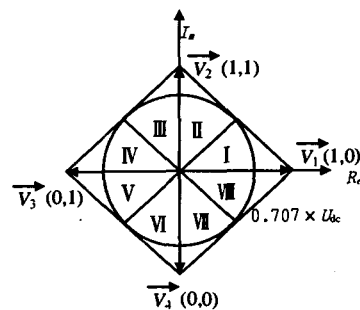


图 3 基本电压矢量、扇区

Fig. 3 Essential voltage vectors and sections

以第 1 工作区为例,如图 4 所示.  $\vec{V}_4, \vec{V}_1, \vec{V}_2$  为 3 个基本电空间矢量,  $\vec{V}^*$  为任意给定的参考电压矢量, 在第 1 工作区  $\vec{V}^*$  可以分为其邻近的 2 个电压空间矢量  $\vec{V}_1, \vec{V}_2, t_1, t_2$  分别为  $\vec{V}_1, \vec{V}_2$  持续作用的时间. 然而,  $t_1, t_2$  的和通常不等于采样周期  $T_s$  (除非参考电压  $\vec{V}^*$  达到最大电压位置). 令  $t_0 = T_s - t_1 - t_2$ , 由于没有零矢量, 所以为满足频率约束条件, 剩余的采样时间间隔  $t_0$  分别平分到  $\vec{V}_2, \vec{V}_4$  上,  $\Delta V$  为  $\vec{V}^*$  和最大电压位置矢量的差, 新的参考电压矢量 ( $\vec{V}^* + V_0/2$ ) 仍由  $\vec{V}_1, \vec{V}_2$  合成, 持续作用时间分别为  $t_1$  和  $(t_2 + t_0/2)$ ,  $\vec{V}_4$  持续作用时间  $t_0/2$ , 这样不仅满足了频率约束条件, 也满足空间任意电压的合成. 其频率约束为

$$T_s = t_1 + t_2 + t_0 = t_1 + (t_2 + t_0/2) + t_0/2 = t_{10} + t_{20} + t_{30} \quad (4)$$

式中:  $t_{10} = t_1, t_{20} = t_2 + t_0/2, t_{30} = t_0/2, t_{10}, t_{20}, t_{30}$  分别为  $\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_4$  持续作用的时间.

规定  $m$  为调制系数,  $\theta$  为电压矢量  $\vec{V}^*$  的角度, 则有

$$t_{10} = mT_s \cos\theta, \quad t_{20} = \frac{1}{2} mT_s (1 - \cos\theta + \sin\theta), \quad t_{30} = \frac{1}{2} mT_s (1 - \cos\theta - \sin\theta);$$

$$\vec{V}_1 = U_{dc}(1 - j), \quad \vec{V}_2 = U_{dc}(1 + j), \quad \vec{V}_3 = U_{dc}(-1 + j), \quad \vec{V}_4 = U_{dc}(-1 - j);$$

$$T_s \vec{V}^* = t_{10} \vec{V}_1 + t_{20} \vec{V}_2 + t_{30} \vec{V}_4.$$

将式(2)和(3)代入式(4)可得到:

$$\vec{V}^* = \frac{t_{10}}{T_s} U_{dc}(1 - j) + \frac{t_{20}}{T_s} U_{dc}(1 + j) - \frac{t_{30}}{T_s} U_{dc}(1 + j) = \sqrt{2} m U_{dc} [\cos(\theta - \frac{\pi}{4}) + j \sin(\theta - \frac{\pi}{4})]. \quad (5)$$

式中,  $U_{dc}$  为逆变器输出的母线电压.

由此可见,  $\vec{V}^*$  的幅值为  $\sqrt{2}/2 \times m \times U_{dc}$ , 随着  $\theta$  的变化绕圆心旋转,  $\theta = 2k\pi/fN, k$  为自然数, 电压矢量的轨迹接近于圆形, 旋转频率为  $f$ . 此时定子磁链  $\vec{\varphi}$  也以同样的角速度在空间旋转, 形成圆形旋转磁场. 使用电压矢量算法的控制方式, 可以提高直流电压的利用率. 如果采用过调制方式, 即  $m > \sqrt{2}/2$  时, 矢量电压的幅值将超过  $U_{dc}/2$ , 在这种情况下, 电压空间矢量的轨迹将不再是四边形的内切圆. 随着  $m$  的变大,  $\vec{V}^*$  的空间轨迹也越来越不理想. 当  $m = 1$  时, 变成四边形  $V_1 V_2 V_3 V_4$  的外接圆, 此时相当于采用方波供电, 所以在电源电压允许的情况下, 尽可能地使  $m$  小于或等于  $\sqrt{2}/2$ , 这样矢量电压轨迹更加逼近于圆, 谐波分量也更小, 转矩脉动也将减小<sup>[4]</sup>.

### 3 系统硬件电路与软件设计

#### 3.1 系统硬件电路设计

本系统设计的硬件电路主要由 80C196KC 控制器、驱动电路、电源电路、逆变电路组成. 80C196KC 从 MAX232 组成的串行口接收到控制信号, 通过中断接收, 查表、加载控制字和控制时间, 用 HSO-PTS 事务中断来对高速输出口 HSO 进行相应的调节, 输出控制. 高速输出口 HSO 的变化通过驱动电路 (由 EX840 组成) 来实现对隔离栅双极性晶体管 IGBT 的控制, 从而实现两相异步电动机的电压空间矢量 SVPWM 控制. 由于驱动器 EX840 需要使用隔离电源, 所以本系统的电源部分电路由电流型 PWM 控制芯片 UC3842 组成的控制电源电路组成. 系统原理框图如图 5 所示.

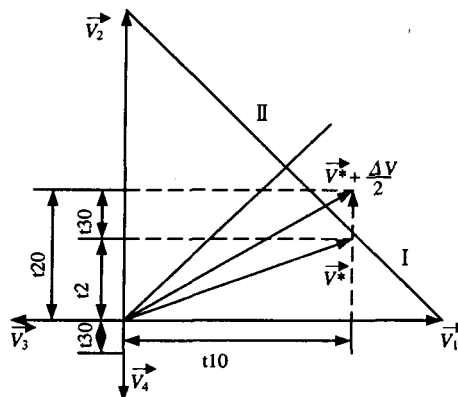


图 4 两相 SVPWM 的矢量合成  
Fig. 4 Vector synthetic drawing of two-phase SVPWM

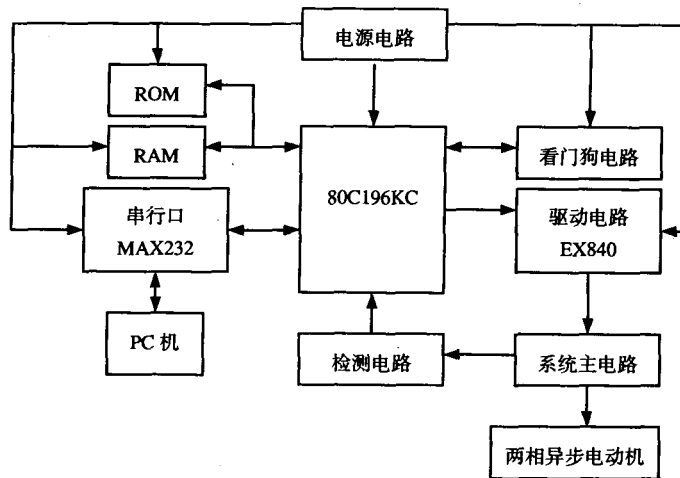


图 5 系统原理  
Fig.5 Principle of system

3.2 系统软件设计

首先,通过 PC 机界面进行数据输入,如初始矢量与扇区主矢量的夹角,调制系数、分区数、直流输入电压,工作频率,转差率,极对数,输出频率等参数.通过用 VC++ 编写的程序计算出采样时间、各个矢量的作用时间、角速度、递增角、理想空载转速、电机转速、矢量幅值、扇区号和当前角度.然后,每个在采样周期里 PC 机进行角度计算,并向 80C196KC 单片机发送扇区号和作用时间.而单片机 80C196KC 则实时检测主电路的过压和过流信号等故障信号.当接收到 PC 机的串行输入信号时,根据接收到的扇区号进行开关矢量控制字的确定.因为各个扇区内的开关矢量的状态都是一样的,所以可以预先在 80C196KC 中建立 1 个开关矢量表,用以存放各个 HSO 口的开关状态.80C196KC 根据从 PC 机接收的信号通过外设事务服务器 PTS 的 HSO 中断事务对 HSO 口进行控制.80C196KC 根据 PC 机输入的扇区号来进行各扇区之间、各控制矢量之间的切换,从而形成对两相异步电动机的电压空间矢量 SVPWM 控制.80C196KC 的软件设计流程图如图 6~图 8 所示.

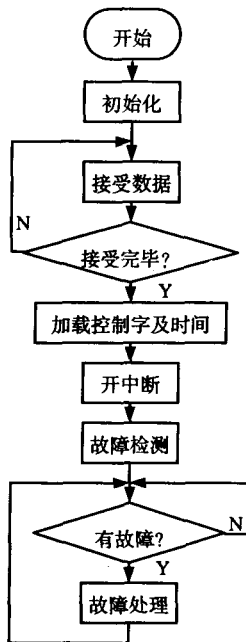


图 6 系统主程序流程  
Fig.6 Major programmer of the system

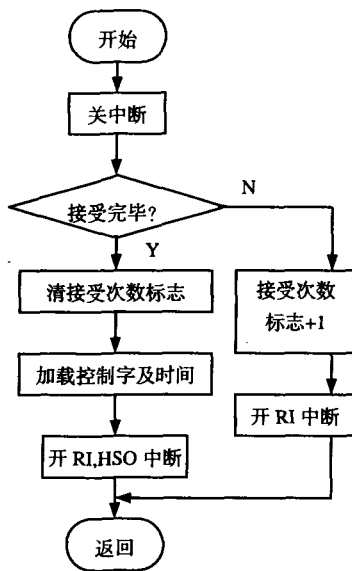


图 7 串行口接收中断流程  
Fig.7 A receiver and interruption flow sheet in series connection

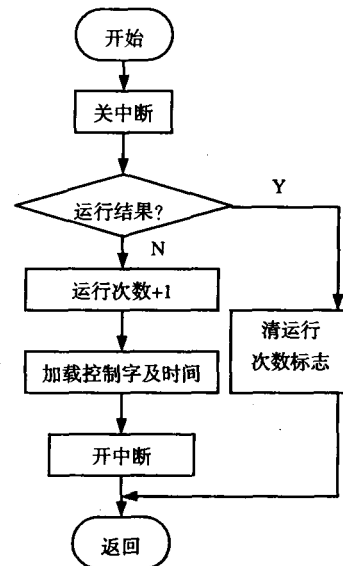


图 8 HSO 高速输出 PTS 事务中断结束流程  
Fig.8 End of interruption flow sheet at PTS in HSO high speed output

## 4 结 论

根据建立的两相异步电动机的数学模型用 VC++ 设计了运行界面,编写了运行控制程序,从运行结果可以看出:分区数越大,电压空间矢量 SVPWM 的磁链轨迹越接近圆形;调制系数越大,电压矢量的幅值越大,但不能超出 0.707,否则就进入过调制区;输出频率越小,电压矢量的幅值也越大.总之,分区数、调制系数和输出频率都对电压空间矢量产生影响.

小功率异步电动机,通常指单相(两相)异步电动机,已广泛地应用于家用电器和工业的小功率驱动中.它具有结构简单,运行可靠,维护方便等优点,但其转速控制以及高性能的驱动存在很多问题.因此,研究单相(两相)异步电动机的变频调速技术,对提高其运行性能和节能具有重要意义.

### 参考文献:

- [1] 贺益康,潘再平. 电力电子技术[M]. 北京:科学出版社,2005.
- [2] 熊健,康勇,张凯,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,1992(2):10-12.
- [3] 李忠杰,战福忠. 两相逆变器—感应电动机系统的分析及动态性能模拟[J]. 电工技术学报,1992(3):12-15.
- [4] 王会刚. 采用单片机实现两相异步电动机的 SVPWM 控制[D]. 合肥:合肥工业大学,2003.

# SVPWM Control of the Two-phase Asynchronous Motors System

LIU Hai-peng<sup>1</sup>, WANG Hong-xi<sup>2</sup>

(1. School of Computer Science and Technology of Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China; 2. Electric Information Engineering College of Beihua University, Jilin 132021, China)

**Abstract:** A novelty space vector pulse width modulation(SVPWM) technique for the two-phase inverter-fed asynchronous motors system is proposed, which can be widely applied in the field of low or middle power level. Integrating mathematical model is set based on the whole system by Kron transform. The SVPWM technique by using four spaces voltage vectors is presented and eight sectors is advanced. The controller parameter and formulation are deduced. An optimized modulation index is proposed for the motor having rotary circle magnetic field. Meanwhile, the switching sequence is determined and the waveforms of the output voltage of the two-phase inverter are shown. This novelty technique can reduce the torque ripple and minimize the ripple content of the out currents. The system of experiment consists of 80C196KC controller, power drive device, inverter-fed device, and a low power tow-phase induction motor.

**Key words:** SVPWM; Two-phase inverter-fed asynchronous motors; Inverter-fed device; 80C196KC

【责任编辑:郭伟】