

STM32 Quadrature
Encoder FOC of PMSM
永磁同步正交编码器速度闭环控制

硕历电子 USER

文档名称	STM32 Quadrature Encoder FOC of PMSM
文档版本	V17_3
制作日期	2017.2.5
项目名称	

文档历史管理：

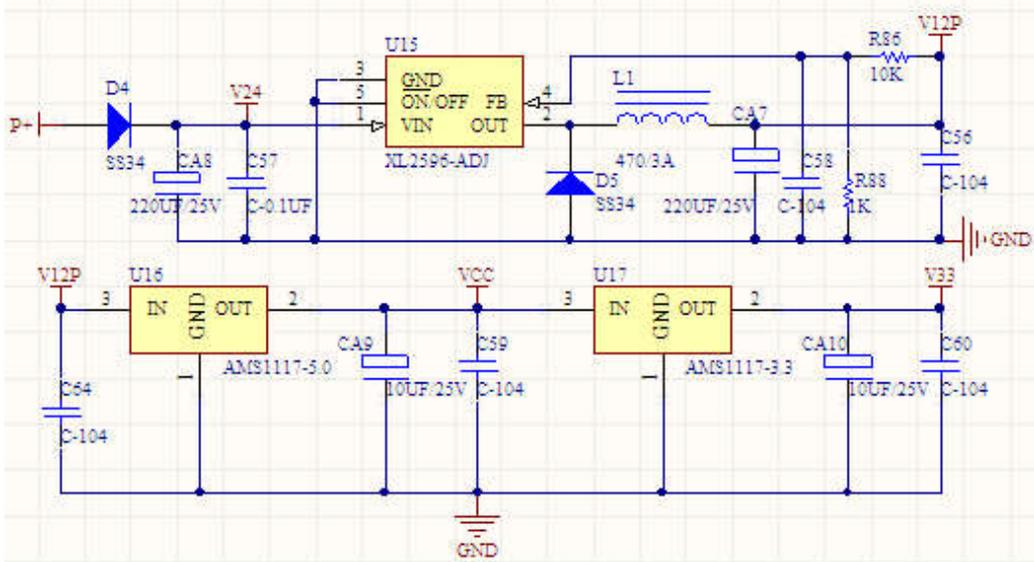
版本	日期	修改人	修改说明
V17_1	2017.2.5	徐影	First issued
V17_2	2017.4.7	徐影	Second issued
V17_3	2017.9.8	徐影	Third issued

硕历电子 FOR USER

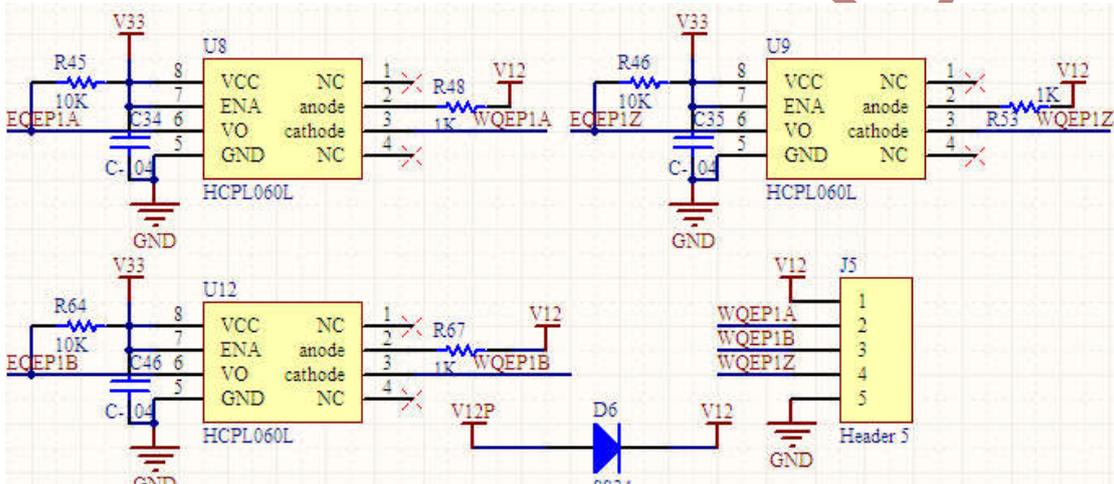
目 录

1. 永磁同步电机（正交编码器）控制原理图	- 1 -
1.1 三相电机主功率驱动电路	- 1 -
1.2 相电流和母线电流采样保护电路	- 1 -
1.3 电源电路	- 2 -
1.4 正交磁编码接口电路	- 2 -
1.5 速度控制接口电路	- 3 -
2. 永磁同步电机原理	- 3 -
3. 磁场定向控制技术原理	- 5 -
3.1 坐标变换	- 5 -
3.2 静止坐标系（A, B 坐标系）上的模型	- 6 -
3.3 旋转坐标系（D, Q 坐标系）上的模型	- 6 -
3.4 FOC 控制	- 7 -
4. 正交编码器与角度读取	- 7 -
5. STM32 的电机控制技术	- 9 -
5.1 基于 STM32 的电机控制技术	- 9 -
5.2 SVPWM 技术	- 10 -
5.2.1 SVPWM 基本原理	- 10 -
5.2.2 SVPWM 法则推导	- 12 -
5.2.3 SVPWM 控制算法	- 13 -
5.2.4 基本矢量作用时间计算与 SVPWM 波形的合成	- 17 -
6. STM32 的软件架构	- 22 -
6.1 STM32 电机控制软件系统	- 22 -
6.2 数字 PID 算法	- 24 -
6.3 PMSM 正交编码器控制程序函数说明	- 25 -
7. 重点核心程序解释	- 28 -
7.1 电机启动和停止	- 28 -
7.2 转子位置角度	- 28 -
7.3 PWM 输出	- 28 -
7.4 调试参数测试	- 29 -
7.5 母线和相电流偏执电压	- 29 -

1.3 电源电路



1.4 正交磁编码接口电路



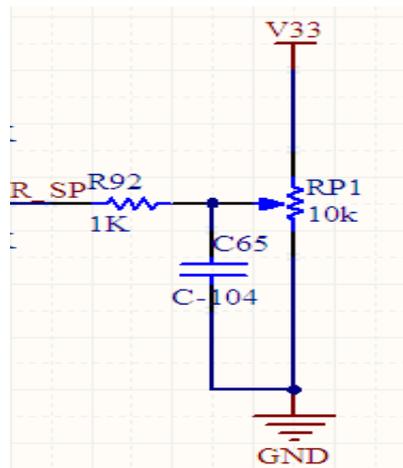
编码器线:电源 地 信号 (ABZ) 棕 (蓝和屏蔽层) 黑白 橙

注: 1.安装编码器和电机是相对方向.通过联轴器连接正交编码器;

2.安装后编码器固定下来,电机和编码器对应的初始位置就固定,正交编码器的 FOC 程序内固定初始位置,所以在调试此例程时,旋转电位器加速后 3 到 5 秒电机未启动,则安装的位置和初始位置不对应,可以逐渐调整编码器和电机的安装位置,便可以启动运行,同时用户可以自行实验做自适应启动控制。

3 由于通过联轴器把电机和编码器连接一起,同轴度不佳,旋转会有震动,安装时候位置偏差也会导致旋转后电流稍大。

1.5 速度控制接口电路



如实物所示电位器的旋转方向按照箭头所示增加转速：**RP1** 为速度输出给定接口，顺时针旋转速度增大，逆时针旋转到最右边则电机关闭，顺时针旋转电位器输出电压 **0.45V** 左右电机开始启动。

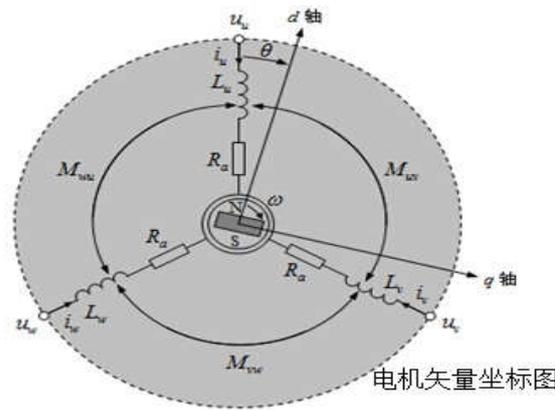
2. 永磁同步电机原理

随着永磁材料性能的大幅度提高和价格的降低，以永磁同步电动机(PMSM)为执行元件的交流伺服系统，逐渐成为伺服系统的主流，并且极其广泛地应用在工业自动化领域中。在本章中，首先了解永磁同步电动机的结构和类型。

永磁同步电动机 (Permanent Magnet Synchronous Motor PMSM) 是以永磁体来代替直流励磁作为恒定励磁的一种电机，它由定子、转子和端盖等部件组成。定子由定子铁心 (由冲槽孔的硅钢叠压而成)、定子绕组 (在铁心槽中嵌三相绕组) 构成，定子和普通感应电动机基本相同，也是采用叠片结构以减小电动机运行时的铁耗。转子通常由轴、永久磁钢及磁轭组成，其主要作用是在电机气隙内产生足够的场强，与通电后的定子绕组相互作用产生转矩以驱动自身的运转。转子铁心可做成实心的，也可做成叠片式。但并不是所有的永磁电机都可以直接在 50Hz 三相交流下启动，可以使用升频升压、异步启动、矢量控制等方法有效地解决该问题。根据永磁铁的形状的不同，可分为表面式和嵌入式；根据感应电动势的不同，将永磁同步电机分为正弦波永磁同步电机和梯形波永磁同步电机，我们习惯称正弦波永磁同步电机为永磁同步电机，而把梯形波永磁同步电机称为直流无刷电机，因为其在控制上更接近于直流电机的控制。

建立永磁同步电机数学模型。在不影响控制性能的情况下，为了简化分析的复杂性，结合所用电机的特点，我们给出以下假设：

- 1) 定子三相绕组对称，均匀，Y 型连接；
- 2) 反电动势为正弦；
- 3) 铁磁部分磁路线性，不计饱和、剩磁、涡流、磁滞损耗等影响；
- 4) 转子无阻尼绕组，永磁体无阻尼作用。



(1) 电压方程：

三相永磁同步电机的定子绕组呈空间分布，轴线互差 120 度电角度，每相绕组电压与电阻压降和磁链变化相平衡。永磁同步电机由定子三相绕组电流和转子永磁体产生。定子三相绕组电流产生的磁链与转子的位置角有关，其中，转子永磁磁链在每相绕组中产生反电动势。由此可得到定子电压方程为：

$$\begin{cases} U_A = R_s I_A + p\varphi_A \\ U_B = R_s I_B + p\varphi_B \\ U_C = R_s I_C + p\varphi_C \end{cases}$$

其中： $U_A U_B U_C$ 为三相绕组相电压；

R_s 为每相绕组电阻；

$I_A I_B I_C$ 为三相绕组相电流；

$\varphi_A \varphi_B \varphi_C$ 为三相绕组匝链的磁链；

$p = d/d_t$ 为微分算子。

(2) 磁链方程

定子每相绕组磁链不仅与三相绕组电流有关，而且与转子永磁极的励磁磁场和转子的位置角有关，因此磁链方程可以表示为：

$$\begin{cases} \varphi_A = L_{AA} I_A + M_{AB} I_B + M_{AC} I_C + \varphi_{fA} \\ \varphi_B = M_{BA} I_A + L_{BB} I_B + M_{BC} I_C + \varphi_{fB} \\ \varphi_C = M_{CA} I_A + M_{CB} I_B + L_{CC} I_C + \varphi_{fC} \end{cases}$$

其中： $L_{AA} L_{BB} L_{CC}$ 为每相绕组互感；

$M_{AB} = M_{BA}, M_{BC} = M_{CB}, M_{CA} = M_{AC}$ 为两相绕组互感；

$\varphi_{fA} \varphi_{fB} \varphi_{fC}$ 为三相绕组匝链的磁链的转子每极永磁磁链；

并且 φ_f ：定子电枢绕组最大可能匝链的转子每极永磁磁链

$$\begin{cases} \varphi_{fA} = \varphi_f \cos \theta \\ \varphi_{fB} = \varphi_f \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \varphi_{fC} = \varphi_f \cos(\theta + 2\pi/3) \end{cases}$$

(3) 转矩方程：

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} \approx \frac{mpUE_0}{\omega X_d} \sin \theta + \frac{mpU^2}{2\omega} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\theta$$

式中： ω 为电角速度， X_q, X_d 为交、直流同步电抗。

3. 磁场定向控制技术原理

3.1 坐标变换

电机控制中的坐标系有两种，一种是静止坐标系，一种是旋转坐标系。

(1) 三相定子坐标系 (A, B, C 坐标系)

如图所示，三相交流电机绕组轴线分别为 A, B, C，彼此之间互差 120 度空间电角度，构成了一个 A-B-C 三相坐标系。空间任意一矢量 V 在三个坐标上的投影代表了该矢量在三个绕组上的分量。

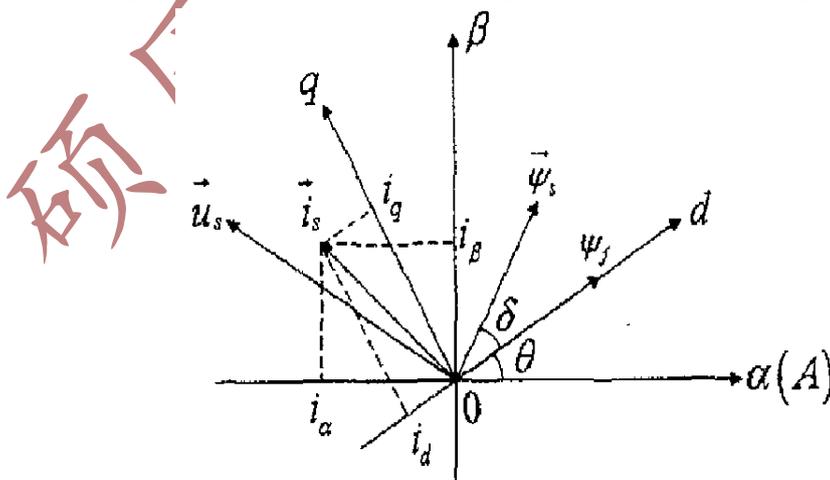
(2) 两相定子坐标系 (α - β 坐标系)

两相对称绕组通以两相对称电流也能产生旋转磁场。对于空间的任意一矢量，数学描述时习惯采用两相直角坐标系来描述，所以定义一个两相静止坐标系，即 α - β 坐标系，它的 α 轴和三相定子坐标系的 A 轴重合， β 轴逆时针超前 α 轴 90 度空间电角度。由于轴固定在定子 A 相绕组轴线上，所以 α - β 坐标系也是静止坐标系。

(3) 转子坐标系 (d-q 坐标系)

转子坐标系 d 轴位于转子磁链轴线上，q 轴逆时针超前 d 轴 90 度空间电角度，该坐标系和转子一起在空间上以转子角速度旋转，故为旋转坐标系。对于同步电动机，d 轴是转子磁极的轴线。永磁同步电机的空间矢量图如图所示。

图中 A、B、C 为定子三相静止坐标系，选定 α 轴方向与电机定子 A 相绕组轴线一致， α - β 为定子两相静止坐标系，转子坐标系 d-q 与转子同步旋转； θ 为转子磁极 d 轴相对定子 A 相绕组或 α 轴的转子空间位置角； δ 为定、转子磁链矢量 $\vec{\psi}_s$ 、 $\vec{\psi}_f$ 间夹角，即电机功角^[8, 9]。



坐标变换矢量图

从三相定子坐标系 (A, B, C 坐标系) 变换到静止坐标系 (α , β 坐标系) 的关系式为：

$$\begin{bmatrix} \varphi_\alpha \\ \varphi_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix}$$

从两相静止坐标系 (α , β 坐标系) 变换到两相旋转坐标系 (d , q 坐标系) 的关系式为 :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_\alpha \\ \varphi_\beta \end{bmatrix}$$

从两相旋转坐标系 (d , q 坐标系) 变换到两相静止坐标系 (α , β 坐标系) 的关系式为 :

$$\begin{bmatrix} \varphi_\alpha \\ \varphi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix}$$

3.2 静止坐标系 (α , β 坐标系) 上的模型

(1) 电压方程

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix}$$

(2) 磁链方程

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}$$

(3) 转矩方程

$$T_e = I_\beta \psi_{PM} \cos(\theta) - I_\alpha \psi_{PM} \sin(\theta)$$

3.3 旋转坐标系 (d, q 坐标系) 上的模型

永磁同步电机是由电磁式同步电动机发展而来 , 它用永磁体代替了电励磁 , 从而省去了励磁线圈、滑环和电刷 , 而定子与电磁式同步电机基本相同仍要求输入三相对称正弦电流。

现对其在 d, q 坐标系的数学模型描述如下 :

(1) 电压方程

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \psi_q$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \psi_d$$

其中 : U_d, U_q 为 d, q 轴上的电压分量 ;

i_d, i_q 为 d, q 轴上的电流分量 ;

ω_r 为 d, q 坐标系旋转角频率 ;

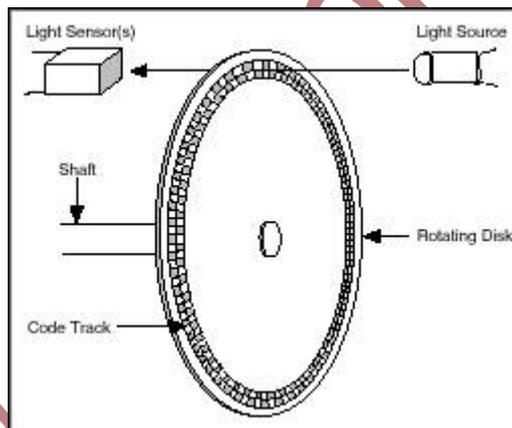
ψ_d, ψ_q 为永磁体在 d, q 轴上的磁链 ;

(2) 磁链方程

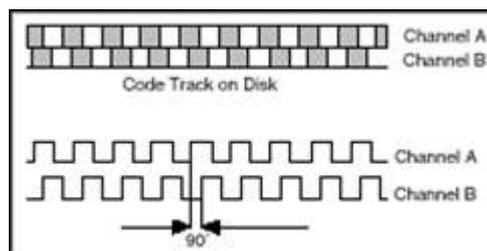
过“1”和“0”的二进制编码来将采集来的物理信号转换为机器码可读取的电信号用以通讯、传输和储存。

旋转编码器是用来测量转速的装置，光电式旋转编码器通过光电转换，可将输出轴的角位移、角速度等机械量转换成相应的电脉冲以数字量输出（REP）。它分为单路输出和双路输出两种。技术参数主要有每转脉冲数（几十个到几千个都有），和供电电压等。单路输出是指旋转编码器的输出是一组脉冲，而双路输出的旋转编码器输出两组 A/B 相位差 90 度的脉冲，通过这两组脉冲不仅可以测量转速，还可以判断旋转的方向。

线性编码器同样使用磁栅编码阵列和霍尔编码阵列协调工作，线性编码器的霍尔编码阵列叫作“阅读器”，磁栅编码阵列叫作“感应标尺”。但是线性编码器采用的霍尔元件是线性霍尔，当霍尔元件保持一定间隙沿磁栅轴线表面移动时，线性霍尔感测出类似正弦波信号的位移量信息。信号分割器重分正弦波微电流信号，可以得到精度非常高的位置信息。理论上讲，只要信号分割器分割的足够细，系统的分辨率可以非常高。在实际工况下，由于杂散磁场、电磁干扰等因素影响，系统分辨率只能达到 0.17 毫米的水平。由于霍尔编码阵列元件工作在线性状态，系统受外界温度、湿度、杂散磁场、电磁干扰等因素的影响比较大。



仅有一路脉冲输出的编码器不能确定旋转的角度，所以用处不大。如果使用两路码道，其扇区之间的相位差为 90 度（如图所示），那么通过该正交编码器的两路输出通道就可以确定位置和旋转的方向两个信息。例如，如果通道 A 相位超前，码盘就以顺时针旋转。如果通道 B 相位超前，那么码盘就是以逆时针旋转。因此，通过监控脉冲的数目和信号 A、B 之间的相对相位信息，就可以同时获得旋转的位置和方向信息。



STM32 的通用定时器可以作为脉冲计数模式，本算法使用 TIM4 的通道 1 和 2 作为正交编码器的 A 和 B 的脉冲输入口，将 Z 信号接到外部中断口，通过定时器计算累计转子角度，外部中断到来通过软件清零一个电周期。

5 STM32 的电机控制技术

5.1 基于 STM32 的电机控制技术

STM32F103 增强型系列由意法半导体集团设计，使用高性能的 ARMCortex-M332 位的 RISC 内核，工作频率为 72MHz，内置高速存储器(高达 128K 字节的闪存和 20K 字节的 SRAM)，丰富的增强 I/O 端口和联接到两条 APB 总线的外设。所有型号的器件都包含 2 个 12 位的 ADC、3 个通用 16 位定时器和一个 PWM 定时器，还包含标准和先进的通信接口：多达 2 个 I2C 和 SPI、3 个 USART、一个 USB 和一个 CAN。

STM32 作为电机控制，具有高级定时器 1 驱动三相电机，2 个 12 位高精度 AD 作为相电流采样，高达 72M 时钟可以为 FOC 提供高效运行速率。支持单周期乘法 and 高速硬件除法器，更好的是价格优势，STM32F103C8T6 以 1 美金内的价格优势。

资源如下表：

性能	内容	备注
CPU	32 位 ARM/M3 处理器	
系统频率	72MHz	
片内 FLASH	64KB	
系统外部接口 XNTRF	有	
通用 IO	37 个	
AD 转换	12 位 8 个通 1us	
电机控制外设	高级定时器 1：6 路对称互补 PWM，2 路独立 PWM QEP：组正交编码器通道（定时器）	
SPI	2 个	
USART	3 个	
CAN	1 个	
IIC	2 个	
外部中断	8 个	
USB2.0 全速接口	1 个	

DMA	7 通道	
-----	------	--

5.2 SVPWM 技术

SVPWM 是近年发展的一种比较新颖的控制方法，是由三相功率逆变器的六个功率开关元件组成的特定开关模式产生的脉宽调制波，能够使输出电流波形尽可能接近于理想的正弦波形。空间电压矢量 PWM 与传统的正弦 PWM 不同，它是从三相输出电压的整体效果出发，着眼于如何使电机获得理想圆形磁链轨迹。SVPWM 技术与 SPWM 相比较，绕组电流波形的谐波成分小，使得电机转矩脉动降低，旋转磁场更逼近圆形，而且使直流母线电压的利用率有了很大提高，且更易于实现数字化。下面将对该算法进行详细分析阐述。

5.2.1 SVPWM 基本原理

SVPWM 的理论基础是平均值等效原理，即在一个开关周期内通过对基本电压矢量加以组合，使其平均值与给定电压矢量相等。在某个时刻，电压矢量旋转到某个区域中，可由组成这个区域的两个相邻的非零矢量和零矢量在时间上的不同组合来得到。两个矢量的作用时间在一个采样周期内分多次施加，从而控制各个电压矢量的作用时间，使电压空间矢量接近按圆轨迹旋转，通过逆变器的不同开关状态所产生的实际磁通去逼近理想磁通圆，并由两者的比较结果来决定逆变器的开关状态，从而形成 PWM 波形。逆变电路如图示。

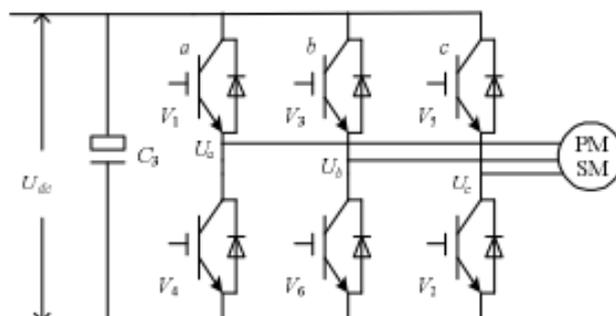
设直流母线侧电压为 U_{dc} ，逆变器输出的三相相电压为 U_A 、 U_B 、 U_C ，其分别加在空间上互差 120° 的三相平面静止坐标系上，可以定义三个电压空间矢量 $U_A(t)$ 、 $U_B(t)$ 、 $U_C(t)$ ，它们的方向始终在各相的轴线上，而大小则随时间按正弦规律做变化，时间相位互差 120° 。假设 U_m 为相电压有效值， f 为电源频率，则有：

$$\begin{cases} U_A(t) = U_m \cos(\theta) \\ U_B(t) = U_m \cos(\theta - 2\pi / 3) \\ U_C(t) = U_m \cos(\theta + 2\pi / 3) \end{cases}$$

其中， $\theta = 2\pi ft$ ，则三相电压空间矢量相加的合成空间矢量 $U(t)$ 就可以表示为：

$$U(t) = U_A(t) + U_B(t)e^{j2\pi/3} + U_C(t)e^{j4\pi/3} = \frac{3}{2}U_m e^{j\theta}$$

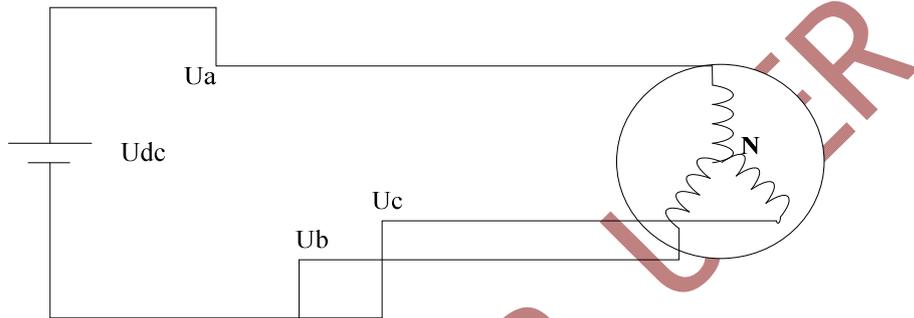
可见 $U(t)$ 是一个旋转的空间矢量，它的幅值为相电压峰值的 1.5 倍， U_m 为相电压峰值，且以角频率 $\omega = 2\pi f$ 按逆时针方向匀速旋转的空间矢量，而空间矢量 $U(t)$ 在三相坐标轴 (a, b, c) 上的投影就是对称的三相正弦量。



由于逆变器三相桥臂共有 6 个开关管，为了研究各相上下桥臂不同开关组合时逆变器输出的空间电压矢量，特定义开关函数 $S_x(x = a, b, c)$ 为：

$$s_x = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂导通} \\ 0 & \text{下桥臂导通} \end{cases}$$

(S_a, S_b, S_c) 的全部可能组合共有八个，包括 6 个非零矢量 $U_1(001)$ 、 $U_2(010)$ 、 $U_3(011)$ 、 $U_4(100)$ 、 $U_5(101)$ 、 $U_6(110)$ 、和两个零矢量 $U_0(000)$ 、 $U_7(111)$ ，下面以其中一种开关组合为例分析，假设 $S_x(x = a, b, c) = (100)$

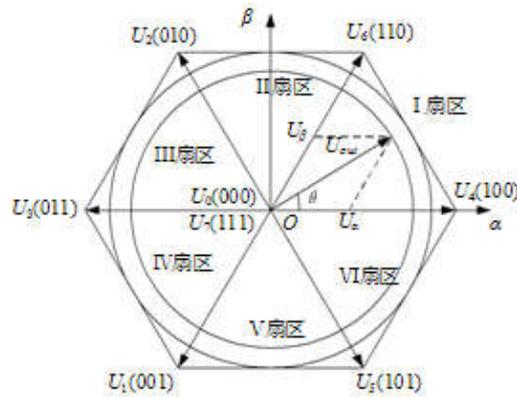


$$\begin{cases} U_{ab} = U_{dc}, U_{bc} = 0, U_{ca} = -U_{dc} \\ U_{aN} - U_{bN} = U_{dc}, U_{aN} - U_{cN} = U_{dc} \\ U_{aN} + U_{bN} + U_{cN} = 0 \end{cases}$$

求解上述方程可得： $U_{aN} = 2U_d/3$ 、 $U_{bN} = -U_d/3$ 、 $U_{cN} = -U_d/3$ 。同理可计算出其它各种组合下的空间电压矢量，列表如下：

表：开关状态与相电压和线电压的对应关系

S_a	S_b	S_c	矢量符号	线电压			相电压		
				U_{ab}	U_{bc}	U_{ca}	U_{aN}	U_{bN}	U_{cN}
0	0	0	U_0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	U_4	U_{dc}	0	0	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$
1	1	0	U_6	U_{dc}	U_{dc}	0	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$
0	1	0	U_2	0	U_{dc}	U_{dc}	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$
0	1	1	U_3	0	U_{dc}	U_{dc}	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
0	0	1	U_1	0	0	U_{dc}	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$
1	0	1	U_5	U_{dc}	0	U_{dc}	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
1	1	1	U_7	0	0	0	0	0	0



八个基本电压空间矢量的大小和位置

其中非零矢量的幅值相同(模长为 $2U_{dc}/3$)，相邻的矢量间隔 60° ，而两个零矢量幅值为零，位于中心。在每一个扇区，选择相邻的两个电压矢量以及零矢量，按照伏秒平衡的原则来合成每个扇区内的任意电压矢量，即：

$$\int_0^T U_{ref} dt = \int_0^{T_x} U_x dt + \int_{T_x}^{T_x+T_y} U_y dt + \int_{T_x+T_y}^T U_0^* dt$$

或者等效成下式：

$$U_{ref} * T = U_x * T_x + U_y * T_y + U_0 * T_0$$

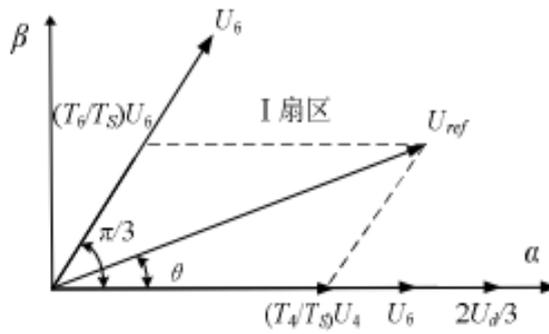
其中， U_{ref} 为期望电压矢量； T 为采样周期； T_x 、 T_y 、 T_0 分别为对应两个非零电压矢量 U_x 、 U_y 和零电压矢量 U_0 在一个采样周期的作用时间；其中 U_0 包括了 U_0 和 U_7 两个零矢量。公式的意义是，矢量 U_{ref} 在 T 时间内所产生的积分效果值和 U_x 、 U_y 、 U_0 分别在时间 T_x 、 T_y 、 T_0 内产生的积分效果相加总和值相同。

由于三相正弦波电压在电压空间向量中合成一个等效的旋转电压，其旋转速度是输入电源角频率，等效旋转电压的轨迹将是如图所示的圆形。所以要产生三相正弦波电压，可以利用以上电压向量合成的技术，在电压空间向量上，将设定的电压向量由 $U_4(100)$ 位置开始，每一次增加一个小增量，每一个小增量设定电压向量可以用该区中相邻的两个基本非零向量与零电压向量予以合成，如此所得到的设定电压向量就等效于一个在电压空间向量平面上平滑旋转的电压空间向量，从而达到电压空间向量脉宽调制的目的。

5.2.2 SVPWM 法则推导

三相电压给定所合成的电压向量旋转角速度为 $\omega = 2\pi f$ ，旋转一周所需的时间为 $T = 1/f$ ；若载波频率是 f_s ，则频率比为 $R = f_s / f$ 。这样将电压旋转平面等切割成 R 个小增量，亦即设定电压向量每次增量的角度是：

$$d\theta = 2\pi / R = 2\pi f / f_s = 2\pi T_s / T$$



在两相静止参考坐标系 (α, β) 中，令 U_{ref} 和 U_4 间的夹角是 θ ，由正弦定理，可得：

$$\begin{cases} |U_{ref}| \cos \theta = \frac{T_4}{T_s} |U_4| + \frac{T_6}{T_s} |U_6| \cos \frac{\pi}{3} & \alpha \text{轴} \\ |U_{ref}| \sin \theta = \frac{T_6}{T_s} |U_6| \sin \frac{\pi}{3} & \beta \text{轴} \end{cases}$$

因为 $|U_4|=|U_6|=2U_{dc}/3$ ，所以可以得到各矢量的状态保持时间为：

$$\begin{cases} T_4 = mT_s \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ T_6 = mT_s \sin \theta \end{cases}$$

式中 m 为 SVPWM 调制系数， $m = \sqrt{3}|U_{ref}|/U_{dc}$ 。（调制比=调制波基波峰值/载波基波峰值）

而零电压向量所分配的时间为：

$$T_7=T_0=(T_s-T_4-T_6)/2$$

或

$$T_7=(T_s-T_4-T_6)$$

得到以 U_4 、 U_6 、 U_7 及 U_0 合成的 U_{ref} 的时间后，接下来就是如何产生实际的脉宽调制波形。在 SVPWM 调制方案中，零矢量的选择是最具灵活性的，适当选择零矢量，可最大限度地减少开关次数，尽可能避免在负载电流较大的时刻的开关动作，最大限度地减少开关损耗。

一个开关周期中空间矢量按分时方式发生作用，在时间上构成一个空间矢量的序列，空间矢量的序列组织方式有多种，按照空间矢量的对称性分类，可分为两相开关换流与三相开关换流。下面对常用的序列做分别介绍。

5.2.3 SVPWM 控制算法

我们以减少开关次数为目标，将基本矢量作用顺序的分配原则选定为：在每次开关状态转换时，只改变其中一相的开关状态。并且对零矢量在时间上进行了平均分配，以使产生的 PWM 对称，从而有效地降低 PWM 的谐波分量。当 $U_4(100)$ 切换至 $U_0(000)$ 时，只需改变 A 相上下一对切换开关，若由 $U_4(100)$ 切换至 $U_7(111)$ 则需改变 B、C 相上下两对切换开关，

增加了一倍的切换损失。因此要改变电压向量 $U_4(100)$ 、 $U_2(010)$ 、 $U_1(001)$ 的大小，需配合零电压向量 $U_0(000)$ ，而要改变 $U_6(110)$ 、 $U_3(011)$ 、 $U_5(100)$ ，需配合零电压向量 $U_7(111)$ 。这样通过在不同区间内安排不同的开关切换顺序，就可以获得对称的输出波形，其它各扇区的开关切换顺序如表所示。

U_{REF} 所在的位置和开关切换顺序对照序

UREF 所在的位置	开关切换顺序	三相波形图
I 区 ($0^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$)	...0-4-6-7-7-6-4-0...	
II 区 ($60^\circ \leq \theta \leq 120^\circ$)	...0-2-6-7-7-6-2-0...	
III 区 ($120^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$)	...0-2-3-7-7-3-2-0...	
IV 区 ($180^\circ \leq \theta \leq 240^\circ$)	...0-1-3-7-7-3-1-0...	
V 区 ($240^\circ \leq \theta \leq 300^\circ$)	...0-1-5-7-7-5-1-0...	
VI 区 ($300^\circ \leq \theta \leq 360^\circ$)	...0-4-5-7-7-5-4-0...	

以第 I 扇区为例，其所产生的三相波调制波形在时间 T_S 时段中如图所示，图中电压向量出现的先后顺序为 U_0 、 U_4 、 U_6 、 U_7 、 U_6 、 U_4 、 U_0 ，各电压向量的三相波形则与下表中的开关表示符号相

对应。再下一个 TS 时段，Uref 的角度增加一个 $d\theta$ ，利用式可以重新计算新的 T0、T4、T6 及 T7 值，得到新的合成三相类似新的三相波形；这样每一个载波周期 TS 就会合成一个新的矢量，随着 θ 的逐渐增大，Uref 将依序进入第 I、II、III、IV、V、VI 区。在电压向量旋转一周期后，就会产生 R 个合成矢量。

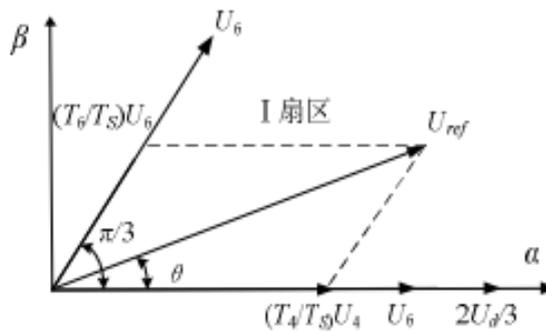
5 段式 SVPWM，对 7 段而言，发波对称，谐波含量较小，但是每个开关周期有 6 次开关切换，为了进一步减少开关次数，采用每相开关在每个扇区状态维持不变的序列安排，使得每个开关周期只有 3 次开关切换，但是会增大谐波含量。具体序列安排见下表。

U_{REF} 所在的位置和开关切换顺序对照序

UREF 所在的位置	开关切换顺序	三相波形图
I 区 ($0^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$)	...4-6-7-7-6-4...	
II 区 ($60^\circ \leq \theta \leq 120^\circ$)	...2-6-7-7-6-2...	
III 区 ($120^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$)	...2-3-7-7-3-2...	
IV 区 ($180^\circ \leq \theta \leq 240^\circ$)	...1-3-7-7-3-1...	

<p>V 区 ($240^\circ \leq \theta \leq 300^\circ$)</p>	<p>...1-5-7-7-5-1...</p>	
<p>VI 区 ($300^\circ \leq \theta \leq 360^\circ$)</p>	<p>...4-5-7-7-5-4...</p>	

通过以上 SVPWM 的法则推导分析可知要实现 SVPWM 信号的实时调制，首先需要知道参考电压矢量 U_{ref} (期望电压矢量) 所在的区



电压空间向量在第 I 区的合成与分解

间位置，然后利用所在扇区的相邻两电压矢量和适当的零矢量来合成参考电压矢量。图是在静止坐标系 (α, β) 中描述的电压空间矢量图，电压矢量调制的控制指令是矢量控制系统给出的矢量信号 U_{ref} ，它以某一角频率 ω 在空间逆时针旋转，当旋转到矢量图的某个 60° 扇区中时，系统计算该区间所需的基本电压空间矢量，并以此矢量所对应的状态去驱动功率开关元件动作。当控制矢量在空间旋转 360° 后，逆变器就能输出一个周期的正弦波电压。

合成矢量 U_{ref} 所处扇区 N 的判断。空间矢量调制的第一步是判断由 U_α 和 U_β 所决定的空间电压矢 (U_{ref}) 量所处的扇区。假定合成的电压矢量落在第 I 扇区，可知其等价条件如下： $0 < \arctan(U_\beta/U_\alpha) < 60^\circ$

以上等价条件再结合矢量图几何关系分析，可以判断出合成电压矢量。

表： U_{ref} 落在第 X 扇区的充分必要条件

扇区	落在此扇区的充要条件
I	$U_\alpha > 0, U_\beta > 0$ 且 $U_\beta / U_\alpha < \sqrt{3}$
II	$U_\alpha > 0$ ，且 $U_\beta / U_\alpha > \sqrt{3}$

III	$U_{\alpha} < 0, U_{\beta} > 0$ 且 $-U_{\beta}/U_{\alpha} < \sqrt{3}$
IV	$U_{\alpha} < 0, U_{\beta} < 0$ 且 $U_{\beta}/U_{\alpha} < \sqrt{3}$
V	$U_{\beta} < 0$ 且 $-U_{\beta}/ U_{\alpha} > \sqrt{3}$
VI	$U_{\alpha} > 0, U_{\beta} < 0$ 且 $-U_{\beta}/U_{\alpha} < \sqrt{3}$

若进一步分析以上的条件，有可看出参考电压矢量 U_{ref} 所在的扇区完全由 $U_{\beta}, \sqrt{3}U_{\alpha} - U_{\beta}, -\sqrt{3}U_{\alpha} - U_{\beta}$ 三式决定，因此令：

$$\begin{cases} U_1 = U_{\beta} \\ U_2 = \frac{\sqrt{3}}{2}U_{\alpha} - \frac{U_{\beta}}{2} \\ U_3 = -\frac{\sqrt{3}}{2}U_{\alpha} - \frac{U_{\beta}}{2} \end{cases}$$

再定义，若 $U_1 > 0$ ，则 $A=1$ ，否则 $A=0$ ；若 $U_2 > 0$ ，则 $B=1$ ，否则 $B=0$ ；若 $U_3 > 0$ ，则 $C=1$ ，否则 $C=0$ 。可以看出 A, B, C 之间共有八种组合，但由判断扇区的公式可知 A, B, C 不会同时为 1 或同时为 0，所以实际的组合是六种， A, B, C 组合取不同的值对应着不同的扇区，并且是一一对应的，因此完全可以由 A, B, C 的组合判断所在的扇区。为区别六种状态，令 $N=4*C+2*B+A$ ，则可以通过下表计算参考电压矢量 U_{ref} 所在的扇区。

表:N 值与扇区对应关系

N	3	1	5	4	6	2
扇区号	I	II	III	IV	V	VI

采用上述方法，只需经过简单的加减及逻辑运算即可确定所在的扇区，对于提高系统的响应速度和进行仿真都是很有意义的。

5.2.4 基本矢量作用时间计算与 SVPWM 波形的合成

在传统 SVPWM 算法如式中用到了空间角度及三角函数，使得直接计算基本电压矢量作用时间变得十分困难。实际上，只要充分利用 U_{α} 和 U_{β} 就可以使计算大为简化。以 U_{ref} 处在第 I 扇区时进行分析，根据图有：

$$\begin{bmatrix} U_{\alpha} \\ U_{\beta} \end{bmatrix} T_s = U_{ref} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} T_s = \frac{2}{3} U_{dc} \left(\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} T_4 + \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{3} \\ \sin \frac{\pi}{3} \end{bmatrix} T_6 \right)$$

经过整理后得出：

$$\begin{cases} U_{\alpha} T_s = \frac{2}{3} U_{dc} \left(T_4 + \frac{1}{2} T_6 \right) \\ U_{\beta} T_s = \frac{2}{3} U_{dc} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} T_6 \right) \end{cases}$$

$$\begin{cases} T_4 = \frac{3U_{\alpha}T_s}{2U_{dc}} - \frac{1}{2}T_6 = \frac{3U_{\alpha}T_s}{2U_{dc}} - \frac{1}{2} \frac{\sqrt{3}U_{\beta}T_s}{U_{dc}} = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}} \left(\frac{\sqrt{3}U_{\alpha}}{2} - \frac{U_{\beta}}{2} \right) = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}} U_2 \\ T_6 = \frac{\sqrt{3}U_{\beta}T_s}{U_{dc}} = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}} U_1 \\ T_7 = T_0 = \frac{T_s - T_4 - T_6}{2} \text{ (7段) 或 } T_7 = T_s - T_4 - T_6 \text{ (5段)} \end{cases}$$

同理可求得 U_{ref} 在其它扇区中各矢量的作用时间，结果如表所示。由此可根据式中的 U_1 、 U_2 、 U_3 判断合成矢量所在扇区，然后查表得出两非零矢量的作用时间，最后得出三相 PWM 波占空比，下表可以使 SVPWM 算法编程简易实现。

为了实现算法对各种电压等级适应，一般会对电压进行标么化处理，实际电压

$U = U' U_{base}$ ， U' 为标么值，在定点处理器中一般为 Q12 格式，即标么值为 1 时，等于

4096，假定电压基值为 $U_{base} = \frac{\sqrt{2}U_{nom}}{\sqrt{3}}$ ， U_{nom} 为系统额定电压，一般为线电压，这里看出基值为相电压的峰值。

以 STM32 的定时器 PWM 模块为例，假设开关频率为 f_s ，STM32 的时钟为 f_{stm32} ，根据 PWM 的设置要是想开关频率为 f_s 时，PWM 周期计数器的值为 $NT_{pwm} = f_{stm32}/f_s/2$ ，则对时间转换为计数值进行如下推导：

其中 U'_{α} 和 U'_{β} 为实际值的标么值，令发波系数，

$$K_{svpwm} = \frac{\sqrt{2} NT_{pwm} U_{nom}}{U_{dc}}$$

同理可以得到 $N_{T6} = K_{svpwm} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} U'_{\alpha} - \frac{U'_{\beta}}{2} \right) = K_{svpwm} U'_2$

$$\frac{N_{T6}}{NT_{pwm}} = \frac{T_6}{\frac{1}{fs}} \Rightarrow \frac{N_{T6}}{NT_{pwm}} = T_6 fs \Rightarrow N_{T6} = NT_{pwm} T_6 fs$$

$$\Rightarrow N_{T6} = NT_{pwm} T_4 fs = NT_{pwm} * \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}} U_1 fs =$$

$$= NT_{pwm} * \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} U_1 = NT_{pwm} * \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} U'_{\alpha} - \frac{U'_{\beta}}{2} \right) U_{base}$$

$$\Rightarrow N_{T4} = \frac{\sqrt{3} NT_{pwm} U_{base}}{U_{dc}} U'_{\beta} = \frac{\sqrt{2} NT_{pwm} U_{nom}}{U_{dc}} U'_1$$

$$\Rightarrow N_{T4} = K_{svpwm} U'_{\beta} = K_{svpwm} U'_1$$

表 :各扇区基本空间矢量的作用时间

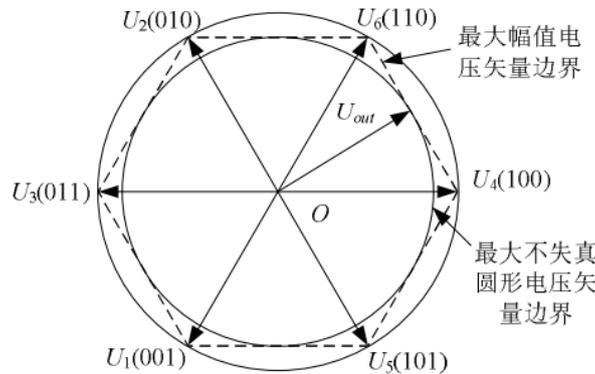
扇区	时间		
I	$T_4 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}U_2$ $T_6 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}U_1$	$T_{N4} = K_{svpwm} U'_2$ $T_{N6} = K_{svpwm} U'_1$	$T_{N4} = T_{Nx}$ $T_{N6} = T_{Ny}$
II	$T_2 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}U_2$ $T_6 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}U_3$	$T_{N2} = K_{svpwm} U'_2$ $T_{N6} = K_{svpwm} U'_3$	$T_{N2} = T_{Nx}$ $T_{N6} = T_{Ny}$
III	$T_2 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}U_1$ $T_3 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}U_3$	$T_{N2} = K_{svpwm} U'_1$ $T_{N3} = K_{svpwm} U'_3$	$T_{N2} = T_{Nx}$ $T_{N3} = T_{Ny}$
IV	$T_1 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}U_1$ $T_3 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}U_2$	$T_{N1} = K_{svpwm} U'_1$ $T_{N3} = K_{svpwm} U'_2$	$T_{N1} = T_{Nx}$ $T_{N3} = T_{Ny}$
V	$T_1 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}U_3$ $T_5 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}U_2$	$T_{N1} = K_{svpwm} U'_3$ $T_{N5} = K_{svpwm} U'_2$	$T_{N1} = T_{Nx}$ $T_{N5} = T_{Ny}$
VI	$T_4 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}U_3$ $T_5 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}U_1$	$T_{N4} = K_{svpwm} U'_3$ $T_{N5} = K_{svpwm} U'_1$	$T_{N4} = T_{Nx}$ $T_{N5} = T_{Ny}$

由公式可知，当两个零电压矢量作用时间为 0 时，一个 PWM 周期内非零电压矢量的作用时间最长，此时的合成空间电压矢量幅值最大，由图，可知其幅值最大不会超过图中所示的正六边形边界。而当合成矢量落在该边界之外时，将发生过调制，逆变器输出电压波形将发生失真。在 SVPWM 调制模式下，逆变器能够输出的最大不失真圆形旋转电压矢量为图所示虚

线正六边形的内切圆，其幅值为： $\frac{\sqrt{3}}{2} \times \frac{2}{3} U_{dc} = \frac{\sqrt{3}}{3} U_{dc}$ ，即逆变器输出的不失真最大正

弦相电压幅值为 $\frac{\sqrt{3}}{3} U_{dc}$ ，而若采用三相 SPWM 调制，逆变器能输出的不失真最大正弦相电压幅值为 $U_{dc} / 2$ 。显然 SVPWM 调制模式下对直流侧电压利用率更高，它们的直流利用率

之比为 $\frac{\sqrt{3}}{3}U_{dc} / \frac{1}{2}U_{dc} = 1.1547$, 即 SVPWM 法比 SPWM 法的直流电压利用率提高了 15.47%。



如图当合成电压矢量端点落在正六边形与外接圆之间时, 已发生过调制, 输出电压将发生失真, 必须采取过调制处理, 这里采用一种比例缩小算法。定义每个扇区中先发生的矢量作用为 T_{Nx} , 后发生的矢量作用时间为 T_{Ny} 。当 $T_x + T_y \leq T_{NPWM}$ 时, 矢量端点在正六边形之内, 不发生过调制; 当 $T_{Nx} + T_{Ny} > T_{NPWM}$ 时, 矢量端点超出正六边形, 发生过调制。输出的波形会出现严重的失真, 需采取以下措施:

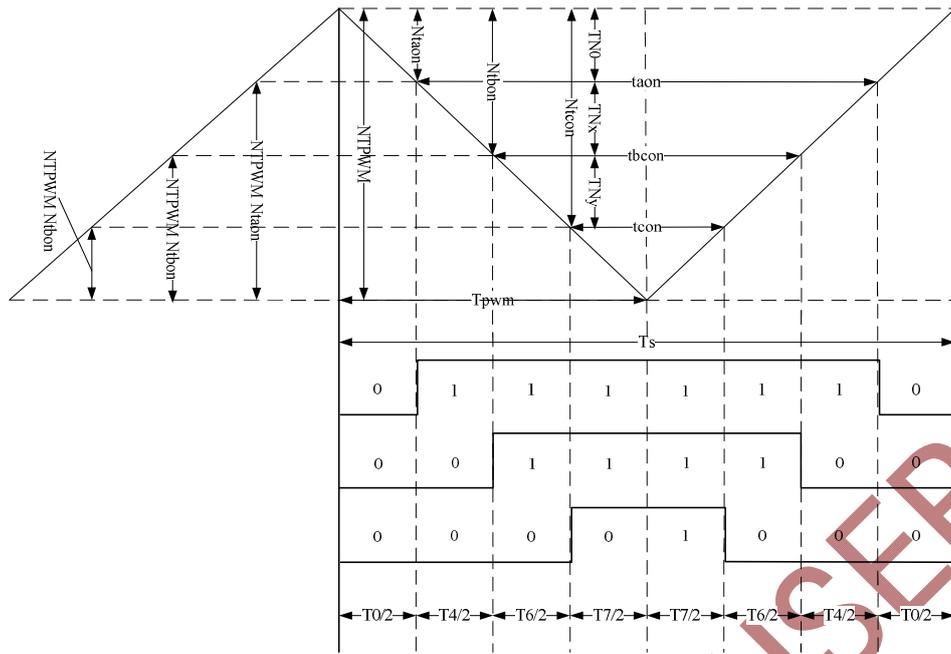
设将电压矢量端点轨迹端点拉回至正六边形内切圆内时两非零矢量作用时间分别为 T_{Nx}' , T_{Ny}' , 则有比例关系:

$$\frac{T_{Nx}'}{T_{Nx}} = \frac{T_{Ny}'}{T_{Ny}}$$

因此可用下式求得 T_{Nx}' , T_{Ny}' , T_{N0} , T_{N7} :

$$\begin{cases} T_{Nx}' = \frac{T_{Nx}}{T_{Nx} + T_{Ny}} T_{NPWM} \\ T_{Ny}' = \frac{T_{Ny}}{T_{Nx} + T_{Ny}} T_{NPWM} \\ T_0 = T_7 = 0 \end{cases}$$

按照上述过程, 就能得到每个扇区相邻两电压空间矢量和零电压矢量的作用时间。当 U_{ref} 所在扇区和对应有效电压矢量的作用时间确定后, 再根据 PWM 调制原理, 计算出每一相对应比较器的值, 其运算关系如下:



$$\begin{cases} t_{aon} = (T_s - T_x - T_y) / 2 \\ t_{bon} = t_{aon} + T_x \\ t_{con} = t_{bon} + T_y \end{cases} \quad \text{--- 7段}$$

同理可以推出 5 段时，在 I 扇区时如式，

$$\begin{cases} t_{aon} = 0 \\ t_{bon} = T_x \\ t_{con} = t_{bon} + T_y \end{cases} \quad \text{--- 5段}$$

不同 PWM 比较方式，计数值会完全不同，两者会差 180 度

段数	以倒三角计数，对应计数器的值	以正三角计数，对应计数器的值
7	$\begin{cases} N_{taon} = TNPWM - (NTPWM - T_{Nx} - T_{Ny}) / 2 \\ N_{tbon} = TNPWM - N_{taon} - T_{Nx} \\ N_{tcon} = TNPWM - N_{tbon} - T_{Ny} \end{cases}$	$\begin{cases} N_{taon} = (NTPWM - T_{Nx} - T_{Ny}) / 2 \\ N_{tbon} = N_{taon} + T_{Nx} \\ N_{tcon} = N_{tbon} + T_{Ny} \end{cases}$
5	$\begin{cases} N_{taon} = TNPWM \\ N_{tbon} = TNPWM - T_{Nx} \\ N_{tcon} = TNPWM - N_{tbon} - T_{Ny} \end{cases}$	$\begin{cases} N_{taon} = 0 \\ N_{tbon} = T_{Nx} \\ N_{tcon} = N_{tbon} + T_{Ny} \end{cases}$

其他扇区以此类推，可以得到表，式中 N_{taon} 、 N_{tbon} 和 N_{tcon} 分别是相应的比较器的计数器值，而不同扇区时间分配如表所示，并将这三个值写入相应的比较寄存器就完成了整个 SVPWM 的算法。

表：不同扇区比较器的计数值

扇区	1	2	3	4	5	6
T_a	N_{taon}	N_{tbon}	N_{tcon}	N_{tcon}	N_{tbon}	N_{taon}
T_b	N_{tbon}	N_{taon}	N_{taon}	N_{tbon}	N_{tcon}	N_{tcon}
T_c	N_{tcon}	N_{tcon}	N_{tbon}	N_{taon}	N_{taon}	N_{tbon}

程序如下：

```

pV->tmp1= pV->Ubeta;
pV->tmp2= _IQdiv2(pV->Ubeta) + (_IQmpy(_IQ(0.866),pV->Ualpha));
pV->tmp3= pV->tmp2 - pV->tmp1;
(根据 tmp1 2 3 的大小范围取得a b c 扇区N=a+2b+4c )
pV->VecSector=3;
pV->VecSector=(pV->tmp2> 0)?( pV->VecSector-1):pV->VecSector;
pV->VecSector=(pV->tmp3> 0)?( pV->VecSector-1):pV->VecSector;
pV->VecSector=(pV->tmp1< 0)?(7-pV->VecSector) :pV->VecSector;
if (pV->VecSector==1 || pV->VecSector==4)
{
    pV->Ta= pV->tmp2;
    pV->Tb= pV->tmp1-pV->tmp3;
    pV->Tc=-pV->tmp2;
}
else if(pV->VecSector==2 || pV->VecSector==5)
{
    pV->Ta= pV->tmp3+pV->tmp2;
    pV->Tb= pV->tmp1;
    pV->Tc=-pV->tmp1;
}
else
{
    pV->Ta= pV->tmp3;
    pV->Tb=-pV->tmp3;
    pV->Tc=-(pV->tmp1+pV->tmp2);
}

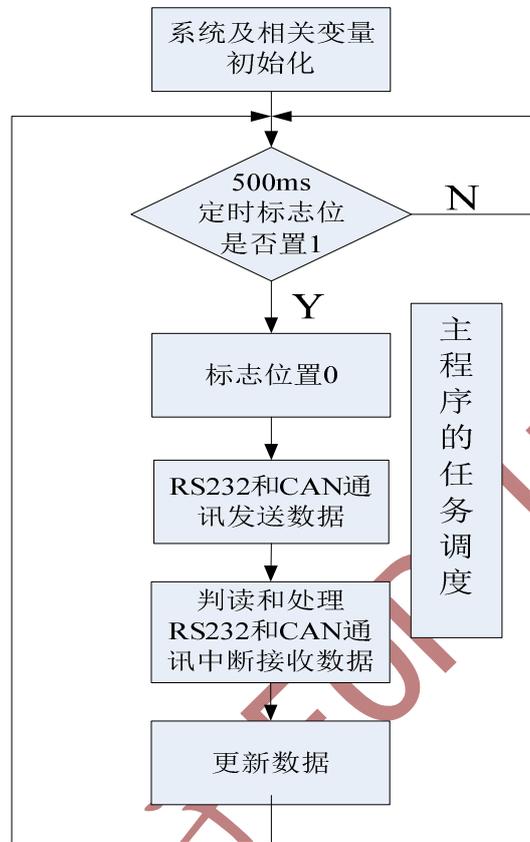
```

6 . STM32 的软件架构

6.1 STM32 电机控制软件系统

整个系统由软件、硬件两大部分组成。系统软件主要功能有：转速调节、电流调节、矢量变换、转子位置计算、电压空间矢量控制、与上位机通讯等。STM32它集成了相当多的电机控制外围电路，这使得系统硬件设计变得非常简单。硬件部分主要包括：DSP最小系统、人机

接口、整流逆变装置、电流检测和电平变换、光电码盘信号采集、系统保护等。如下图所示电机控制软件基本架构。程序采用的KEIL4，程序底层文件是ST的3.5.0的头文件，文件名字为STM32_PMSM_FOC_Hall_17xxxx,工程名字为STM32_PMSM_FOC_Hall1。



RS232 和 CAN 通讯接收和发送程序，500MS 循环发送和查询是否有中断接收数据，主程序还有与 PC 通讯的子程序，SCI_RS232TX_sen()，500ms 循环发送一次数据，主要发送，当前电压 (TestPare.fact_BUS_Voil)；

电流 (TestPare.fact_BUS_Curr)；

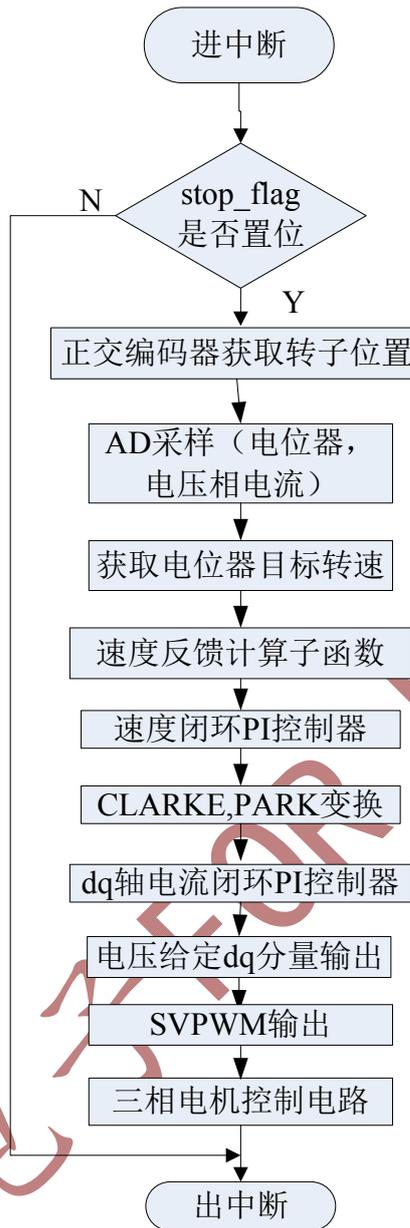
目标转速 (TestPare.Speed_target)；

当前实际转速 (TestPare.Speed_fact)；

旋转状态 (TestPare.Run_mode)；

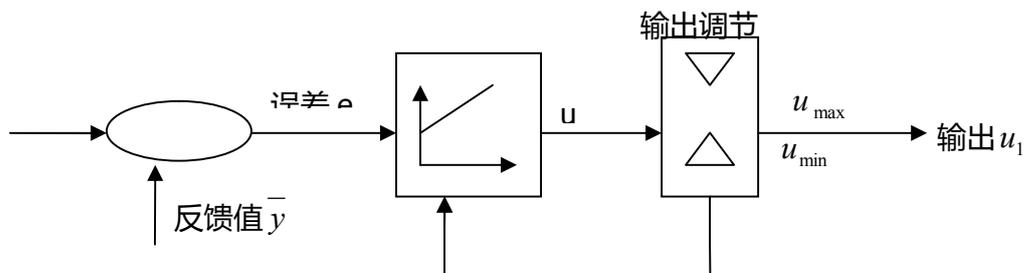
旋转方式 (TestPare.Start_order)；

电机控制主中断程序：



6.2 数字 PID 算法

对于调速系统，要求每个调节器的输出都应该加限幅。为避免突加给定和工况突然变化时调节器输出值变化过于剧烈导致系统定子过压、过流，本系统应用的数字PI调节器具有限幅功能，结构如图所示。



PI调节器工作原理如下：

$$\begin{aligned}
 e(K) &= y_r(K) - y(K) \\
 u(K) &= x_i(K-1) + k_p e(K) \\
 u_l(K) &= u(K) \\
 u(K) &\begin{cases} u_{\max}, u(K) > u_{\max} \\ u_l(K), u_{\min} < u(K) < u_{\max} \\ u_{\min}, u(K) < u_{\min} \end{cases} \\
 e_l(K) &= u(K) - u_l(K) \\
 x_i(K) &= x_i(K-1) + K_i e(K) + K_{cor} e_l(K)
 \end{aligned}$$

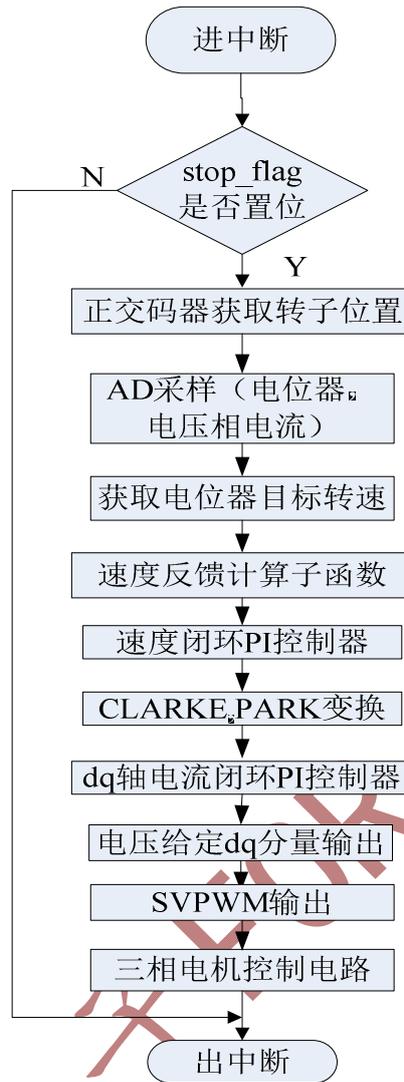
其中 K_p 是比例系数, K_i 是积分系数, e_l 是 PI 调节器的限幅误差, 在计算中反馈给控制调节器积分量 x_i , 使调节器及时退饱和, $K_{cor} = K_i / K_p$.

6.3 PMSM 正交编码器控制程序函数说明

函数名称	函数说明
SysTickConfig();	系统滴答时钟初始化函数
Delay(10000);	延时函数
GPIO_LED485RE_int();	RS485 的 IO 初始化
Init_Gpio_ADC();	ADC 采样的 IO 初始化函数
InitUSART3_Gpio();	串口 IO 的初始化
Init_Encoder_Gpio();	正交编码器 IO 的初始化函数
InitCAN_Gpio();	CAN 通讯 IO 的初始化
void Init_Encoder_Gpio (void)	TIM4 的作为编码器 IO 初始化
Init_Gpio_TIM1_PWM();	高级定时器的 PWM 输出的 IO 初始化
Usart3_RS232_init();	串口 3 的底层初始化
CAN_Config();	CAN 通讯的底层初始化
DMA_Configuration();	配置 DMA 通道 1 作为 ADC 数据的初始化
ADC1_Configuration();	配置 ADC1 初始化
Tim1_PWM_Init();	高级定时器的 PWM 输出的初始化
void TIM4_Encoder_Config(void)	TIM4 的作为正交编码器初始化
Offset_CurrentReading();	母线电流和相电流偏置读取和计算
VFAngle_init();	VF 自产生转子位置角度参数初始化
RunSystemer();	时间任务标志读取
CAN_Sendlen();	CAN 通讯发送函数
Uart3_RS232TX_sen();	串口 3 通讯发送函数
ReceiveData_chuli();	串口通讯接收处理函数 (1S 执行一次)
CAN_Receivechuli();	CAN 通讯接收处理函数
CLEAR_flag();	清除时间任务管理标志

EQEP_Pare_init();	正交编码器参数初始化
EXTIX_Init();	外部中断初始化
void EXTIX_5_IRQHandler(void)	外部中断函数, 清除计算寄存器
void QEP_Encoder_Cale(void)	正交编码器的角度读取计算函数
void QEP_Encoder_Speedcale(void)	正交编码器速度计算函数
ADC_Sample();	ADC 采样 (电压、电流和电位器)
PI_Controller((p_PI_Control) &pi_spd);	转速闭环 PID 控制
PI_Controller((p_PI_Control) &pi_id);	D 轴电流环闭环 PID 控制
PI_Controller((p_PI_Control) &pi_iq);	Q 轴电流环闭环 PID 控制
knob_control();	电位器作为电机控制输入函数
void CLARKE_Cale(p_CLARKE pV)	三相坐标变二相静止坐标函数
void PARK_Cale(p_PARK pV)	二相静止坐标变二相旋转坐标函数
void IPARK_Cale(p_IPARK pV)	二相旋转坐标变二相静止坐标函数
void SVPWM_Cale(p_SVPWM pV)	SVPWM 矢量控制函数
Svpwm_Outpwm();	SVPWM 的输出
Void TIM1_UP_IRQHandler(void)	电机控制主中断函数
void USART3_IRQHandler(void);	串口通讯的中断接收函数
uint32_t IQSqrt(uint32_t M);	IQ32 格式的开根号函数
int32_t IQsat(int32_t U, int32_t U_max, int32_t U_min);	限幅函数
void IQSin_Cos_Cale(p_IQSIn_Cos pV);	IQ16 格式的正余弦函数
void TIM1_BRK_IRQHandler(void);	过流保护中断函数
void USB_LP_CAN1_RX0_IRQHandler(void);	CAN 通讯的中断接收函数

电机控制主中断程序:



本程序是带磁编码 (A1334) 的PMSM程序，可以运行Vd和Vq直接给定的开环，1. 纯开环运行模式: if(logicContr.Run_mode==1)

```

{
  IparkU.Ds=0; // 采用速度闭环 id电流闭环
  IparkU.Qs= pi_spd.Ref; //
}

```

2. 速度和Id电流闭环正转运行模式 if(logicContr.Run_mode==2)

```

{
  IparkU.Ds= pi_id.OutF; // 采用速度闭环 id电流闭环
  IparkU.Qs= pi_spd.OutF; //
}

```

3. 速度和Id电流闭环反转运行模式 if(logicContr.Run_mode==3)

```

{
  IparkU.Ds= -pi_id.OutF; // 采用速度闭环 id电流闭环
  IparkU.Qs= -pi_spd.OutF; //
}

```

```

4. 速度id和iq电流闭环运行模式  if(logicContr.Run_mode==4)
    {
        IparkU.Ds= pi_id.OutF;    // 采用速度闭环 id电流闭环
        IparkU.Qs= pi_iq.OutF;    //
    }

```

7. 重点核心程序解释

STM32 在 Keil 开发环境下进行的电机控制软件调试，测试流程和步骤见《STM32 电机控制开发板测试步骤.pdf》

7.1 电机启动和停止

通过旋转电位器，当电位器的电压值 ADCSampPare.RP_speed_Voltage 大于 200，电压值约: 0.15V,在 Task_function.C 文件里，knob_control 函数根据电位器判断启动和停止。

```
if( ADCSampPare.RP3_Voltage<=200)
```

```
//电机启动的电位器信号
```

在电位器大于 200 时，第一个扫描循环 logicContr.olddrive_car==1，之后 logicContr.olddrive_car==1 然后开启 6 个 PWM，即执行 Start_Motor() 函数

在电位器小于 200，之后 logicContr.olddrive_car==0，或者

logicContr.olddrive_car==0，此时清零占空比，同时 Stop_Motor()，关闭 6 个 PWM

口，启动电机控制需要初始化参数，三个 PI 环路参数。

7.2 转子位置角度

正交编码芯片是通过定时器 4 的 CH3 和 CH4 接口作为 A 和 B 的接口读取电机的磁极位置，通过一个 IO 的外部中断读取 Z 信号的再计算转速参数。初始位置信号需要像旋转变压器类似校正。

```

EQEPPare.MechTheta = TIM_GetCounter(TIM4); //
EQEPPare.ElecThetaYS = EQEPPare.MechTheta %1000;
EQEPPare.ElecTheta = EQEPPare.ElecThetaYS<<6;
EQEPPare.JZElecTheta= EQEPPare.ElecTheta+ EQEPPare.initial_angle;
if( EQEPPare.JZElecTheta> 65536)
    EQEPPare.JZElecTheta-=65536;
else if( EQEPPare.JZElecTheta<0)
    EQEPPare.JZElecTheta+=65536;

```

速度计算在 Tim4_Encoder_PWMDAC.C 文件里的 QEPEncoder_Speedcale () 函数中，根据这个函数为 2ms 执行一次， $80\mu s * 25 = 2ms$ ，在 2ms 时间内的角度变化量乘以速度系数。速度系数= $(1/0.002)/P * 60$ 转换 RPM。

7.3 PWM 输出

在 SVPWM 调制的 PWM 后最终输出 PWM 驱动 MOS，控制电机。

Svpwmdq.Ta，Svpwmdq.Tb，Svpwmdq.Tc 的取值范围在在 -0.5 到 0.5 标么值之间 (2880)。函数 Svpwm_Outpwm () 函数，将 PWM 转换为 0---100% 的占空比，以 50% 位中点对称 PWM 矢量。

```
void Svpwm_Outpwm(void)
```

```

{
    PWM_DUTY[0]= _IQmpy(PWM_HalfPerMax,Svpwmdq.Ta)+ PWM_HalfPerMax;
    PWM_DUTY[1]= _IQmpy(PWM_HalfPerMax,Svpwmdq.Tb)+ PWM_HalfPerMax;
    PWM_DUTY[2]= _IQmpy(PWM_HalfPerMax,Svpwmdq.Tc)+ PWM_HalfPerMax;
    TIM1->CCR1 = PWM_DUTY[0]; //PWM_DUTY[0]
    TIM1->CCR2 = PWM_DUTY[1]; //PWM_DUTY[1]
    TIM1->CCR3 = PWM_DUTY[2] ; //PWM_DUTY[2]
}

```

7.4 调试参数测试

通过 PWM 输出通过 RC 滤波形成直流电压的 DAC（数字量转换模拟电压），用定时器 4 的第三路和第四路作为编码器接口，所以没有 DAC 接口输出。

在 Usart_RS232.C 的文件中 Uart3_RS232TX_sen 函数中 1S 的通讯发送一次，TestPare.Uart_txd[8]变量的内容，可以根据自行修改。同时客户可以根据自己需要可以连接上位机。

在电路板上丝印上部分测试点，IV_V 和 IV_U 的 VU 二相电流，I_DC 的母线电流。同时电路板上还有电源电压 V12P、V33 和 VCC 等测试点。

7.5 母线和相电流偏执电压

在主程序的 ADC 和 DMA 的初始化结束后，执行一段 ADC 程序（PWM 未法波前）采集 16 次母线电流和 UV 二相相电流，求平均作为电流的中点偏执电压。在初始化中执行 Offset_CurrentReading() 函数。

```

void Offset_CurrentReading(void)
{ static uint8_t i;
  /* ADC Channel used for current reading are read in order to get
zero currents ADC values*/
  for(i=16; i!=0; i--)
  { ADCSampPare.OffsetBUS_Curr += ADC_ConvertedValue[0];
    ADCSampPare.OffsetPhaseV_Curr += ADC_ConvertedValue[1];
    ADCSampPare.OffsetPhaseU_Curr += ADC_ConvertedValue[
    Delay(10000); Delay(10000);}
    ADCSampPare.OffsetBUS_Curr = ADCSampPare.OffsetBUS_Curr>>4;
//Çó16´ÎµçÑ¹ÐÀºÁÆ½¼üÖµ
    ADCSampPare.OffsetPhaseV_Curr= ADCSampPare.OffsetPhaseV_Curr>>4;
    ADCSampPare.OffsetPhaseU_Curr=ADCSampPare.OffsetPhaseU_Curr>>4;}

```

在电机控制运行中，相电流和母线电流采集需要将偏执电压去除，将电流变为交流量。

- ◆ 欢迎提出文档编写错误 , [投稿邮箱 616264123@qq.com](mailto:616264123@qq.com)
- ◆ 盗版举报电话 13816643017
- ◆ 电机控制交流 QQ 群 : 314306105
- ◆ 购买网址 :

购买网址 :

<https://item.taobao.com/item.htm?spm=2013.1.20141001.3.9b0e22bAUG3ML&id=558376790442&scm=1007.12144.81309.42296.42296&pvid=c593173d-b6dc-4476-80c7-7e80ae078e67>

<https://item.taobao.com/item.htm?spm=a1z0d.6639537.1997196601.16.f939a42LP5omf&id=557626592872>

