



STM32 Sensorless FOC of PMSM

文档名称	Sensorless FOC of PMSM
文档版本	V17_1
制作日期	2017.2.5
项目名称	

文档历史管理:

[illegible]

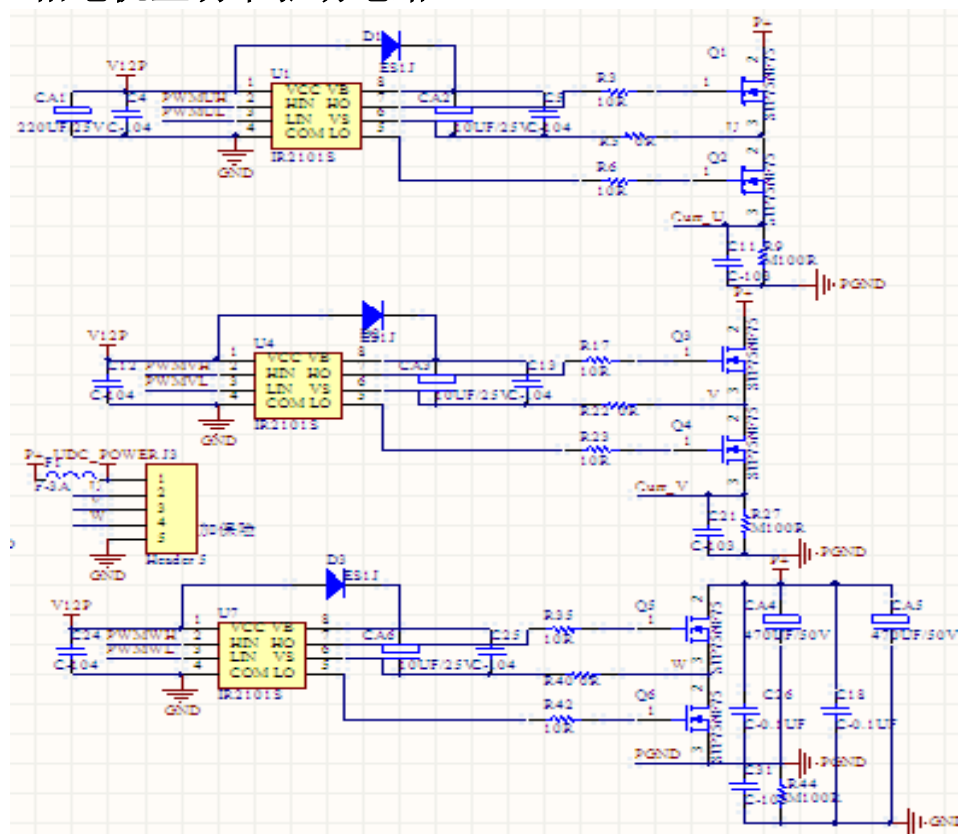
永磁同步无感正弦波速度闭环控制 STM32 FOC OF PMSM 目 录

1. 永磁同步电机（无感）控制原理图
2. 永磁同步电机（正弦波）原理
3. 磁场定向控制技术原理
4. 基于滑膜观测器的无感 FOC
5. STM32 电机数字控制技术
6. STM32 的软件架构

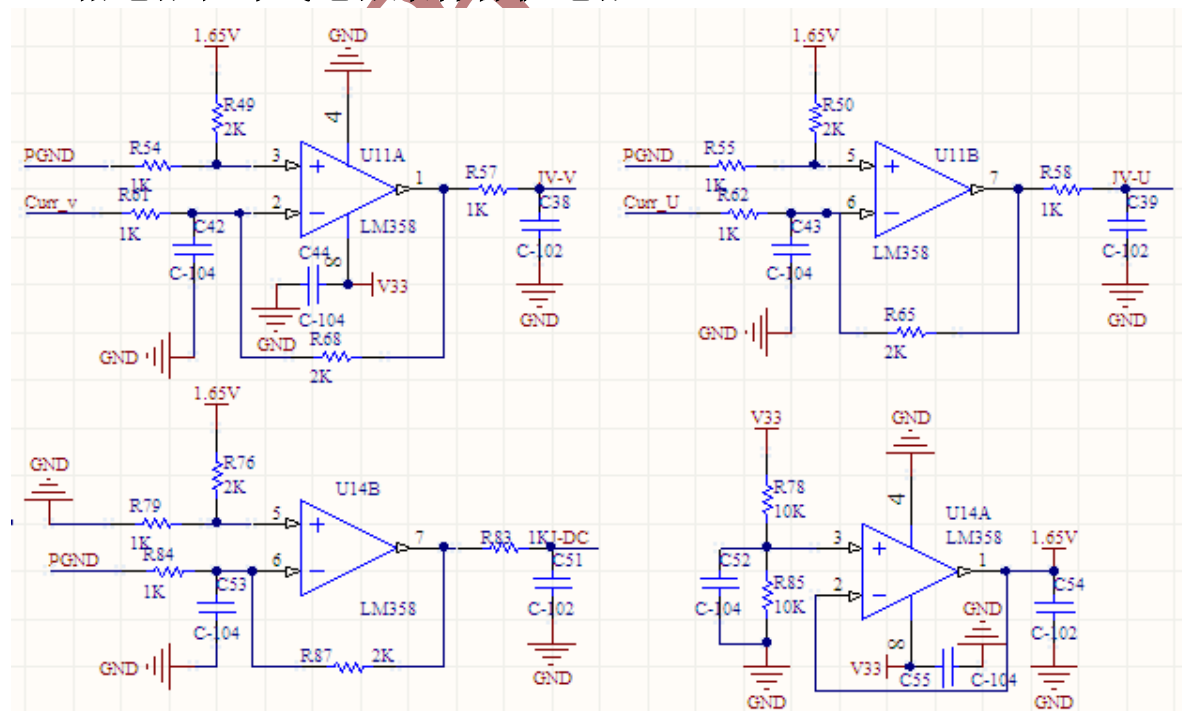
万
电
子
研
究

1. 永磁同步电机（无感）控制原理图

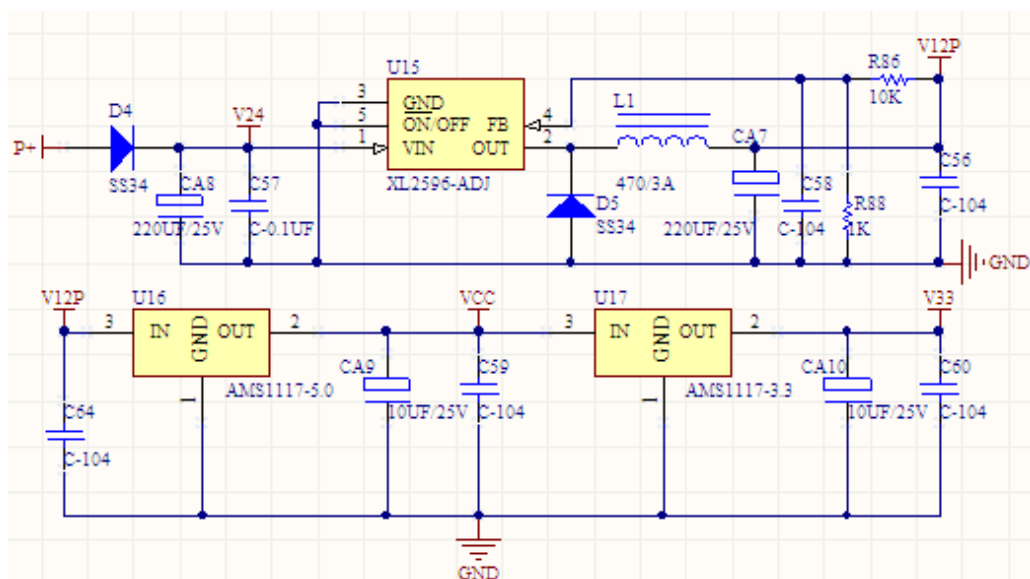
1.1 三相电机主功率驱动电路



1.2 相电流和母线电流采样保护电路



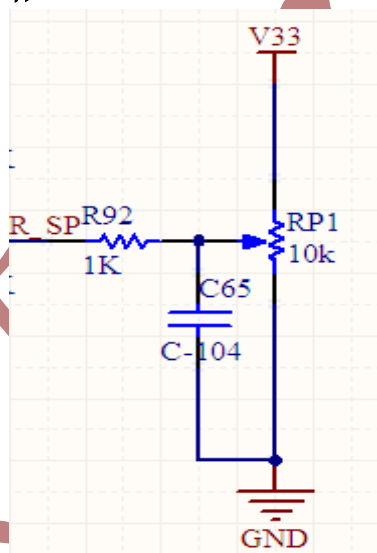
1.3 电源电路



1.4 电机接口

电机：U V W

1.5 速度控制接口电路



旋转电位器：RP1 为速度输出给定接口，向左旋转速度增大，旋转到最后右边则电机关闭，向左旋转电位器输出电压 0.45V 左右电机开启启动。

2. 永磁同步电机（正弦波）原理

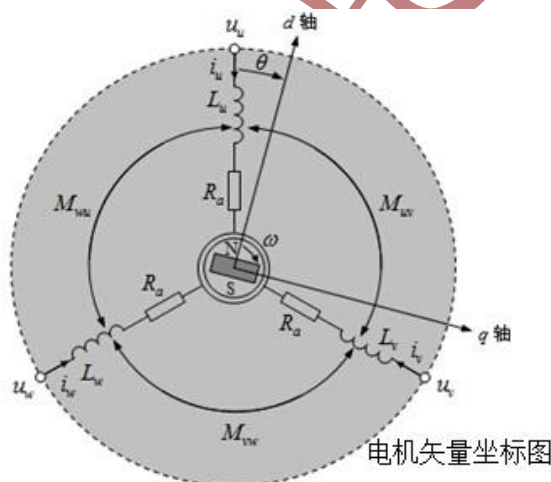
随着永磁材料性能的大幅度提高和价格的降低，以永磁同步电动机(PMSM)为执行元件的交流伺服系统，逐渐成为伺服系统的主流，并且极其广泛地应用在工业自动化领域中。在本章中，首先了解永磁同步电动机的结构和类型。

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:

$$\begin{cases} U_A = R_s I_A + p \phi_A \\ U_B = R_s I_B + p \phi_B \\ U_C = R_s I_C + p \phi_C \end{cases}$$

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；

$P = d/dt$ 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：

$$\begin{cases} \varphi_A = L_{AA} I_A + M_{AB} I_B + M_{AC} I_C + \varphi_{fA} \\ \varphi_B = M_{BA} I_A + L_{BB} I_B + M_{BC} I_C + \varphi_{fB} \\ \varphi_C = M_{CA} I_A + M_{CB} I_B + L_{CC} I_C + \varphi_{fC} \end{cases} \quad (2-5)$$

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

$$\begin{cases} \varphi_{fA} = \varphi_f \cos \theta \\ \varphi_{fB} = \varphi_f \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \varphi_{fC} = \varphi_f \cos(\theta + 2\pi/3) \end{cases} \quad (2-6)$$

(3) 转矩方程：

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} \approx \frac{mpUE_0}{\omega X_d} \sin \theta + \frac{mpU^2}{2\omega} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\theta \quad (2-7)$$

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 2-3 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 2-3 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]。

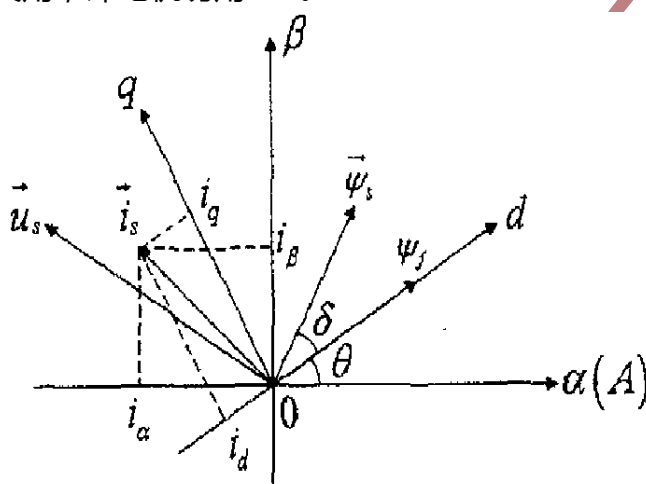


图 2-3 坐标变换矢量图

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，它用永磁体代替了励磁磁，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

$$\begin{cases} U_d = \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_r \psi_q + R_s I_d \\ U_q = \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_r \psi_d + R_s I_q \end{cases}$$

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

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix}$$

其中： ψ_f 为永磁体在 d, q 轴上的磁链；

L 为 d, q 坐标系上的等效电枢电感；

I_d, I_q 为 d, q 轴上的电流分量；

ψ_f 为永磁体产生的磁链；

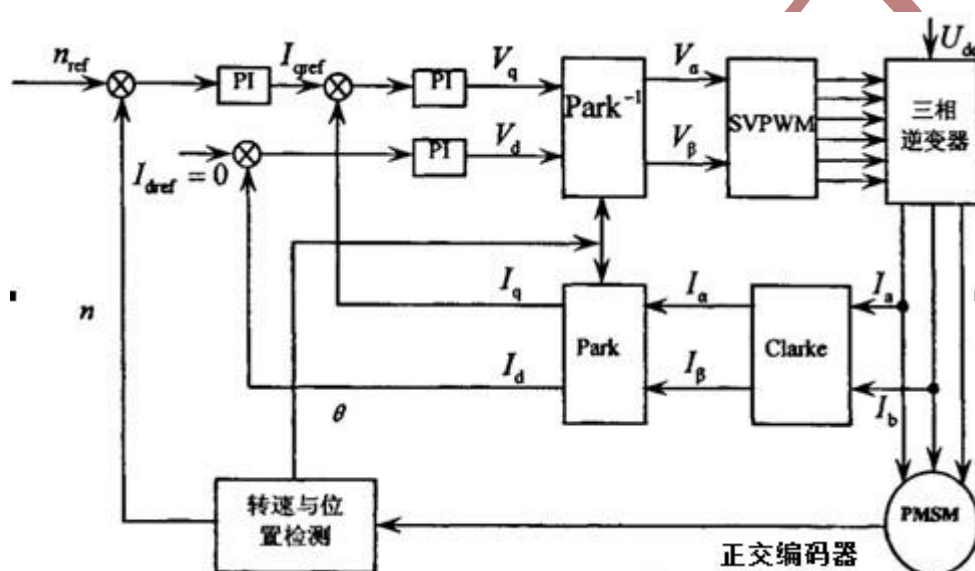
(3) 电磁转矩方程

$$T_{em} = p_n (\psi_f I_q - \psi_q I_d) = p_n [\psi_f I_q + (L_d - L_q) I_d I_q]$$

其中： T_{em} 为输出电磁转矩； p_n 为磁极对数；

3.4 FOC 控制

根据下图，可得永磁同步电机矢量控制的过程为：给定速度信号与检测到的速度信号相比较，经速度 PI 控制器的调节后，输出交轴电流分量作为电流 PI 调节器的给定信号 I_{qref} ，同时，经坐标变换后，定子反馈电流变为 I_d ， I_q ，控制直轴给定电流 $I_{dref}=0$ ，与变换后得到的直轴电流 I_d 相比较，经过 PI 调节器后输出直轴电压 V_d ，给定交轴电流 I_{qref} 与变换后的得到的交轴电流 I_q 比较，经过 PI 调节器后输出交轴电压 V_q ，然后经过 Park 逆变换得到 α ， β 轴电压。最后通过 SVPWM 模块输出六路控制信号驱动逆变器工作，输出可变幅值和频率的三相正弦电流输入电动机定子。



4. 基于滑膜观测器的无感 FOC

面装式永磁同步电机在 $\alpha - \beta$ 坐标系中的数学模型为[7]：

$$\frac{di_{\alpha}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{\alpha} + \frac{1}{L}v_{\alpha} - \frac{1}{L}e_{\alpha} \quad (1) \quad \frac{di_{\beta}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{\beta} + \frac{1}{L}v_{\beta} - \frac{1}{L}e_{\beta} \quad (2)$$

$$e_{\alpha} = -\lambda_0 \omega_e \sin(\theta_e) \quad (3) \quad e_{\beta} = \lambda_0 \omega_e \cos(\theta_e) \quad (4)$$

其中分别 i_α i_β 为 α 轴和 β 轴电流； u_α 和 u_β 分别为 α 轴和 β 轴电压； e_α 和 e_β 分别为 α 轴和 β 轴反电动势； R 定子电阻； L 定子电感； λ_0 转子磁极磁链。

1.2 滑模观测器方程

根据永磁同步电机在 $\alpha - \beta$ 坐标系上的数学模型，构造的观测器的状态方程如下所示：

$$\frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_\alpha + \frac{1}{L}v_\alpha - \frac{K_1}{L}\text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)$$

$$\frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_\beta + \frac{1}{L}v_\beta - \frac{K_1}{L}\text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta)$$

当滑模观测器参数满足条件 $K_1 > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|)$ 时，状态变量将在滑模面上进行滑模运动，这时有

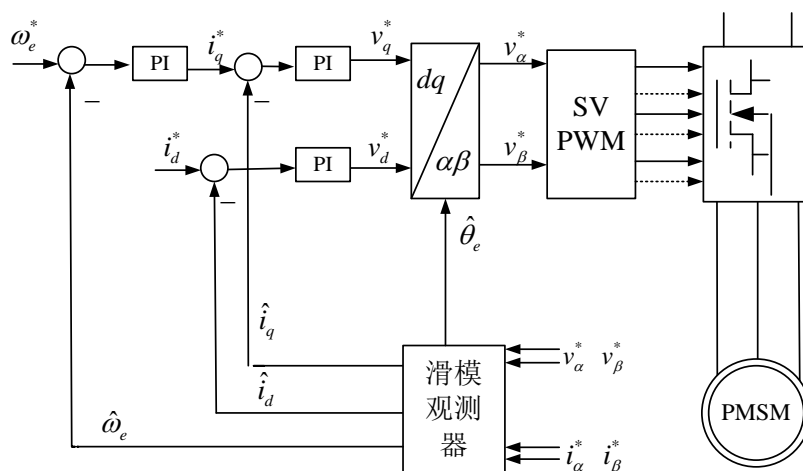
$$e_\alpha = K_1 \text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)$$

$$e_\beta = K_1 \text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta)$$

其中， K_1 为滑模观测器增益；

$$\bar{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha \quad \bar{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$$

根据矢量控制和 SVPWM 调制策略，建立了基于滑模观测器的 PMSM 无传感器矢量控制系统的原理框图，如图下图所示。



首先 采集电流 AB 相电流，进行校正： $\text{ADC1} * \text{CarrADC1} - \text{offset} = qI_a$ $\text{ADC2} * \text{CarrADC2} - \text{offset} = qI_b$

①计算估算电流 I：

$$---- I_{s\beta}(n+1) = G * (V_{\beta}(n) - E_{\beta}(n) - Z_{\beta}(n)) + F * I_{s\beta}(n)$$

②计算实测电流与估算电流的偏差：

$$\Delta I_{\alpha} = I_{s\alpha} - I_{\alpha} \quad \Delta I_{\beta} = I_{s\beta} - I_{\beta}$$

③计算 Z_{α} , Z_{β} ：

④按低通滤波器公式计算反电动势：

⑤反正切函数 atan2CORDIC 计算相角

5 . STM32 电机数字控制技术

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 FLSH	64KB	
系统外部接口 XNTE	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 基于 DSP 的 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 1-1 示。

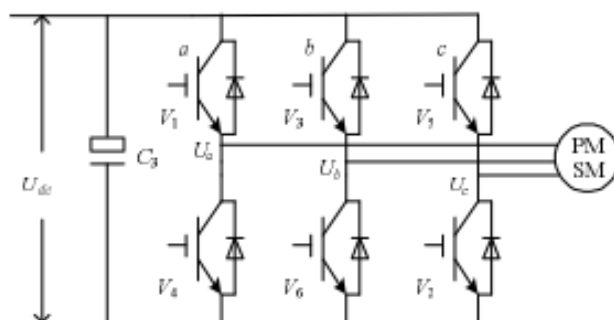
设直流母线侧电压为 U_{dc} ，逆变器输出的三相相电压为 U_A 、 U_B 、 U_C ，其分别加在空间上互差 120° 的三相平面静止坐标系上，可以定义三个电压空间矢量 $U_A(t)$ 、 $U_B(t)$ 、 $U_C(t)$ ，它们的方向始终在各相的轴线上，而大小则随时间按正弦规律做变化，时间相位互差 120° 。假设 U_m 为相电压有效值， f 为电源频率，则有：

$$\begin{cases} U_A(t) = U_m \cos(\theta) \\ U_B(t) = U_m \cos(\theta - 2\pi/3) \\ U_C(t) = U_m \cos(\theta + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1-1)$$

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：

$$U(t) = U_A(t) + U_B(t)e^{j2\pi/3} + U_C(t)e^{j4\pi/3} = \frac{3}{2}U_m e^{j\theta} \quad (1-2)$$

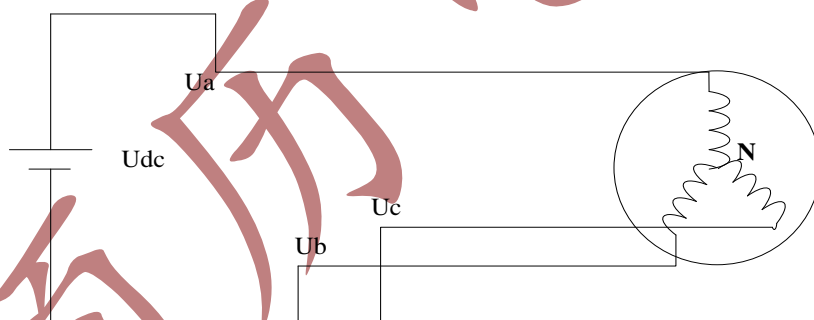
可见 $U(t)$ 是一个旋转的空间矢量，它的幅值为相电压峰值的 1.5 倍， U_m 为相电压峰值，且以角频率 $\omega = 2\pi f$ 按逆时针方向匀速旋转的空间矢量，而空间矢量 $U(t)$ 在三相坐标轴 (a, b, c) 上的投影就是对称的三相正弦量。



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：

$$s_x = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂导通} \\ 0 & \text{下桥臂导通} \end{cases} \quad (1-3)$$

(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 $S_x(x=a,b,c) = (100)$



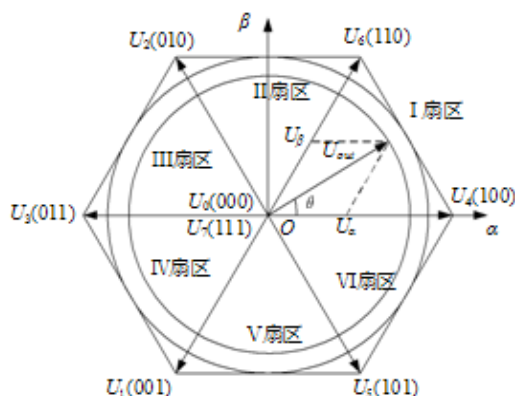
$$\begin{cases} U_{ab} = U_{dc}, U_{bc} = 0, U_{ca} = -U_{dc} \\ U_{aN} - U_{bN} = U_{dc}, U_{aN} - U_{cN} = U_{dc} \\ U_{aN} + U_{bN} + U_{cN} = 0 \end{cases} \quad (1-4)$$

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 1-1 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。式(1-6)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 1-3 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：

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

今假设欲合成的电压向量 U_{ref} 在第 I 区中第一个增量的位置，如图 1-4 所示，欲用 U_4 、 U_6 、 U_0 及 U_7 合成，用平均值等效可得：

$$U_{ref} * T_s = U_4 * T_4 + U_6 * T_6$$

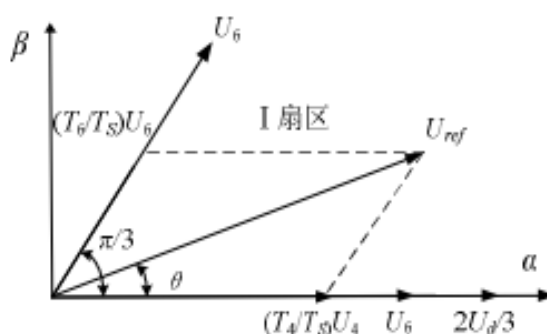


图 1-4 电压空间向量在第 I 区的合成与分解

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：

$$\begin{cases} |U_{ref}| \cos \theta = \frac{T_4}{T_s} |U_4| + \frac{T_6}{T_s} |U_6| \cos \frac{\pi}{3} & \alpha \text{轴} \\ |U_{ref}| \sin \theta = \frac{T_6}{T_s} |U_6| \sin \frac{\pi}{3} & \beta \text{轴} \end{cases} \quad (1-9)$$

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：

$$\begin{cases} T_4 = mT_s \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ T_6 = mT_s \sin \theta \end{cases} \quad (1-10)$$

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。

5.2.2 7 段式 SVPWM

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 1-2 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...	

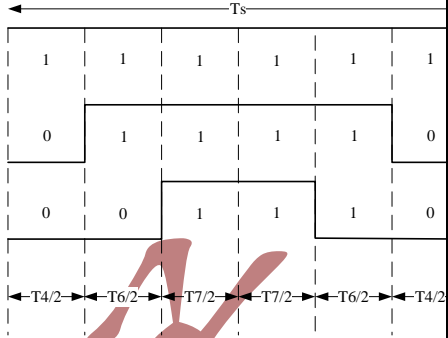
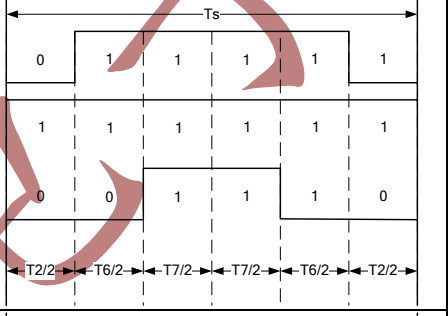
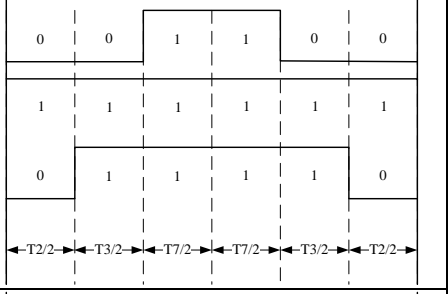
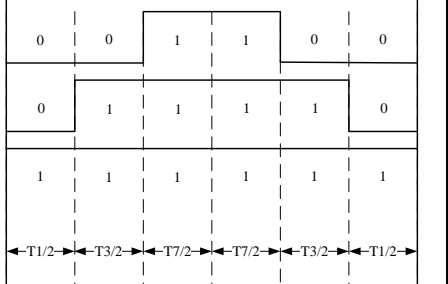
以第 I 扇区为例，其所产生的三相波调制波形在时间 T_S 时段中如图所示，图中电压向量出现的先后顺序为 U_0 、 U_4 、 U_6 、 U_7 、 U_6 、 U_4 、 U_0 ，各电压向量的三相波形则与表 1-2 中的开关表示符号相对应。再下一个 T_S 时段， U_{ref} 的角度增加一个 $d\theta$ ，利用式 (1-9) 可以重新计算新的 T_0 、 T_4 、 T_6 及 T_7 值，得到新的合成三相类似新的三相波形；这样每一个载波周期 T_S 就会合成一个新的矢量，随着 θ 的逐渐增大， U_{ref} 将依序进入第 I、II、III、IV、V、VI 区。在电压向量旋转一周期后，就会产生 R 个合成矢量。

5.2.4 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。

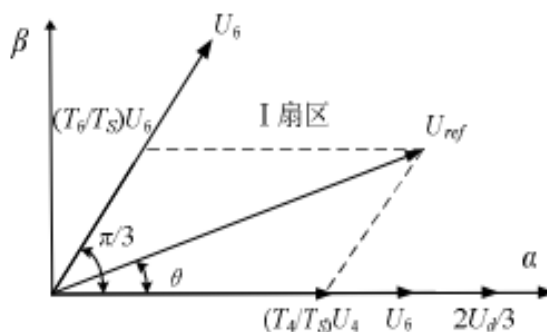
U_{REF} 所在的位置和开关切换顺序对照序

U _{REF} 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...	

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

5.2.5 SVPWM 控制算法

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 1-4 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。

U_{ref} 落在第 X 扇区的充分必要条件,得出下表 1-4：

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_{β} , $\sqrt{3} U_{\alpha} - U_{\beta}$, $-\sqrt{3} U_{\alpha} - U_{\beta}$ 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 1-5 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。

5.2.6 基本矢量作用时间计算与三相 PWM 波形的合成

在传统 SVPWM 算法如式(1-10)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：

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

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

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 1-6 所示。由此可根据式(1-13)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，表 1-6 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 DSP 的 PWM 模块为例，假设开关频率为 f_s ，DSP 的时钟为 f_{dsp} ，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 $NT_{pwm} = f_{dsp}/f_s/2$ ，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 $N_{T6} = K_{svpwm}(\frac{\sqrt{3}}{2}U'_\alpha - \frac{U'_\beta}{2}) = K_{svpwm}U'_2$

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

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

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

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

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

表 1-6 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 (1-16) 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 1-5, 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 1-5 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 $\frac{\frac{\sqrt{3}}{3} U_{dc}}{\frac{1}{2} U_{dc}} = 1.1547$, 即 SVPWM 法比 SPWM 法的直流电压利用率提高了 15.47%。

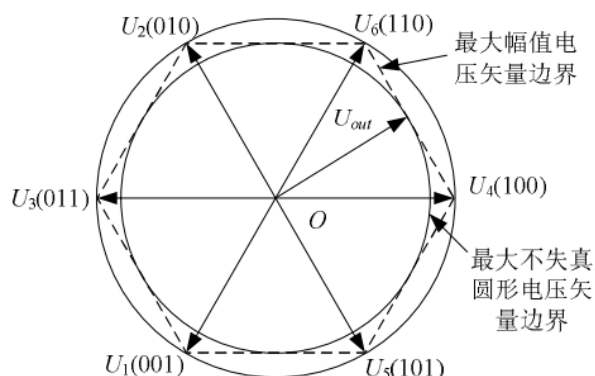


图 1-5 SVPWM 模式下电压矢量幅值边界

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:

$$\frac{T'_{Nx}}{T_{Nx}} = \frac{T'_{Ny}}{T_{Ny}} \quad (1-17)$$

因此可用下式求得 T'_{Nx} , T'_{Ny} , T_0 , T_7 :

$$\begin{cases} T'_{Nx} = \frac{T_{Nx}}{T_{Nx} + T_{Ny}} T_{NPWM} \\ T'_{Ny} = \frac{T_{Ny}}{T_{Nx} + T_{Ny}} T_{NPWM} \\ T_0 = T_7 = 0 \end{cases} \quad (1-18)$$

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：

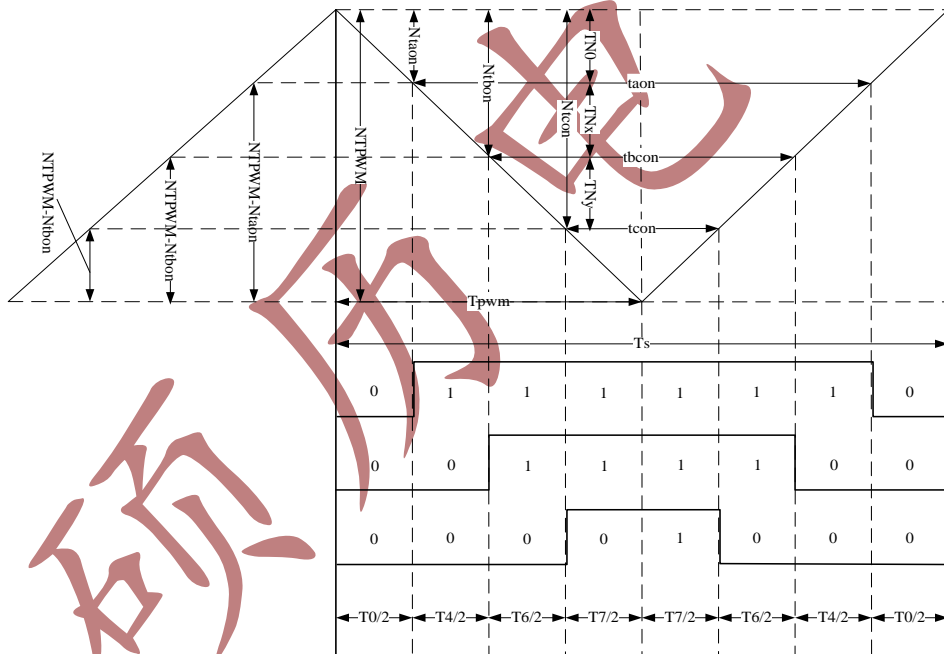


图 1-5 I 扇区时

$$\begin{cases} t_{aon} = (T_s - T_x - T_y) / 2 \\ t_{bon} = t_{aon} + T_x \\ t_{con} = t_{bon} + T_y \end{cases} \quad \text{--- 7段} \quad (1-19)$$

同理可以推出 5 段时，在 I 扇区时如式，

$$\begin{cases} t_{aon} = 0 \\ t_{bon} = T_x \\ t_{con} = t_{bon} + T_y \end{cases} \quad \text{---5段} \quad (1-20)$$

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 1-7，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 1-7 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 1-7 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 $N=a+2b+4c$)

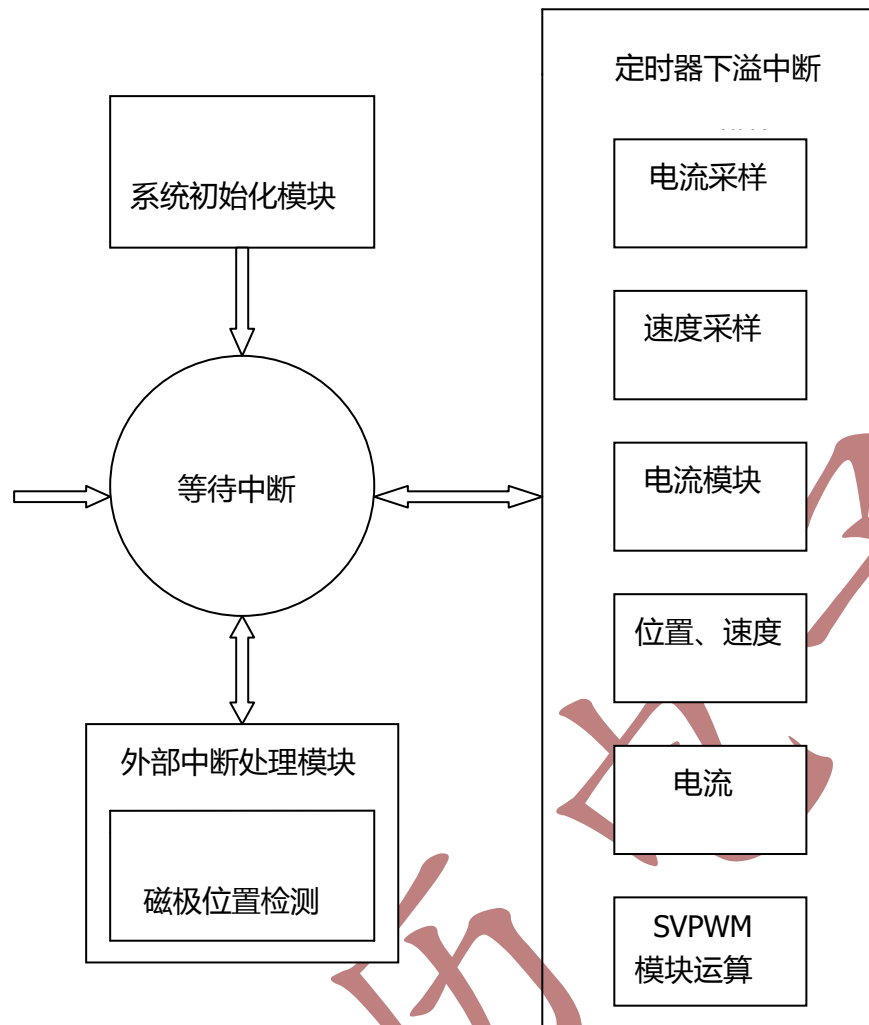
```
pV->VecSector=3;
pV->VecSector=(pV->tmp2> 0)?( pV->VecSector-1):pV->VecSector;
pV->VecSector=(pV->tmp3> 0)?( pV->VecSector-1):pV->VecSector;
pV->VecSector=(pV->tmp1< 0)?(7-pV->VecSector) :pV->VecSector;
if (pV->VecSector==1 || pV->VecSector==4)
{
    pV->Ta= pV->tmp2;
    pV->Tb= pV->tmp1-pV->tmp3;
```

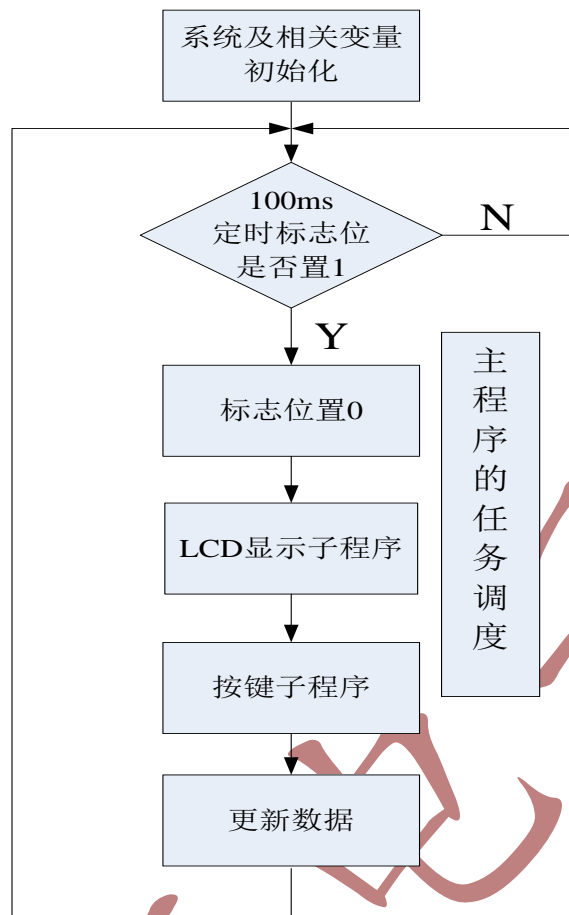
```
        pV->Tc=-pV->tmp2;
    }
    else if(pV->VecSector==2 || pV->VecSector==5)
    {
        pV->Ta= pV->tmp3+pV->tmp2;
        pV->Tb= pV->tmp1;
        pV->Tc=-pV->tmp1;
    }
    else
    {
        pV->Ta= pV->tmp3;
        pV->Tb=-pV->tmp3;
        pV->Tc=-(pV->tmp1+pV->tmp2);
    }
```

6 . DSP28335 的软件架构

6.1 DSP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、转速及转子位置计算(通过磁编码器A1334)、电压空间矢量控制、与上位机通讯等。TMS320F28335是电机专用控制DSP,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:





按键和显示屏程序，按键 50MS 循环查询，显示屏 100ms 更新一次。主程序还有与 PC 通讯的子程序，SCI_RS232TX_sen()，1S 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)；

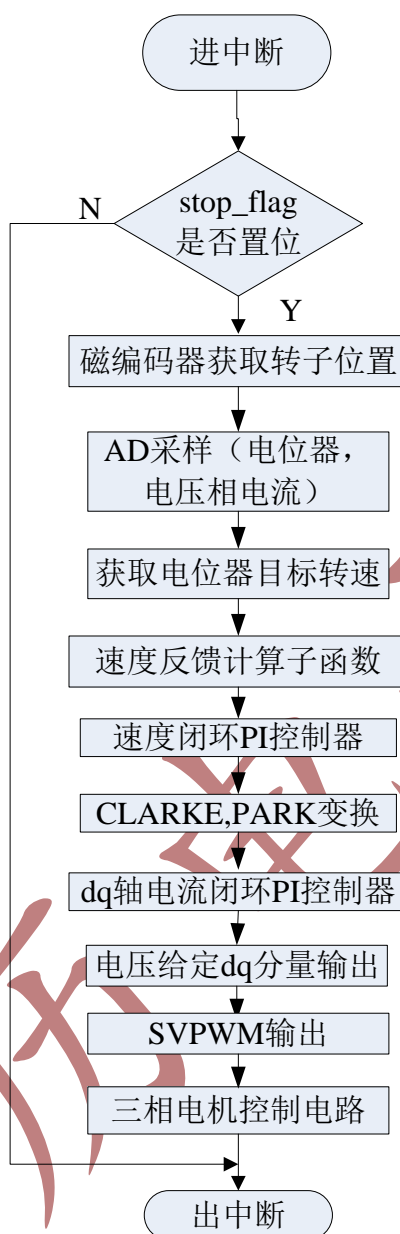
目标转速 (TestPare.Speed_target)；

当前实际转速 (TestPare.Speed_fact)；

旋转状态 (TestPare.Run_mode)；

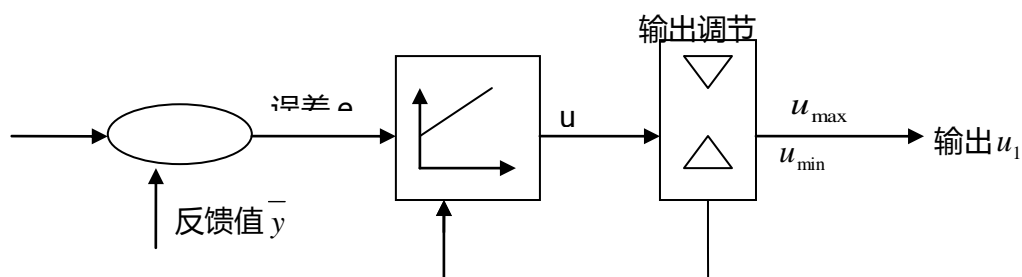
旋转方式 (TestPare.Start_order)；

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调节器具有输出限幅功能，结构如图5-1所示。



PI调节器工作原理如下：

$$e(K) = y_r(K) - y(K) \quad \text{式(5-1)}$$

$$u(K) = x_i(K-1) + k_p e(K) \quad \text{式(5-2)}$$

$$u_l(K) = u(K) \quad \text{式(5-3)}$$

$$u(K) \begin{cases} u_{\max}, u(K) > u_{\max} \\ u_l(K), u_{\min} < u(K) < u_{\max} \\ u_{\min}, u(K) < u_{\min} \end{cases} \quad \text{式(5-4)}$$

$$e_l(K) = u(K) - u_l(K) \quad \text{式(5-5)}$$

$$x_i(K) = x_i(K-1) + K_i e(K) + K_{cor} e_l(K) \quad \text{式(5-6)}$$

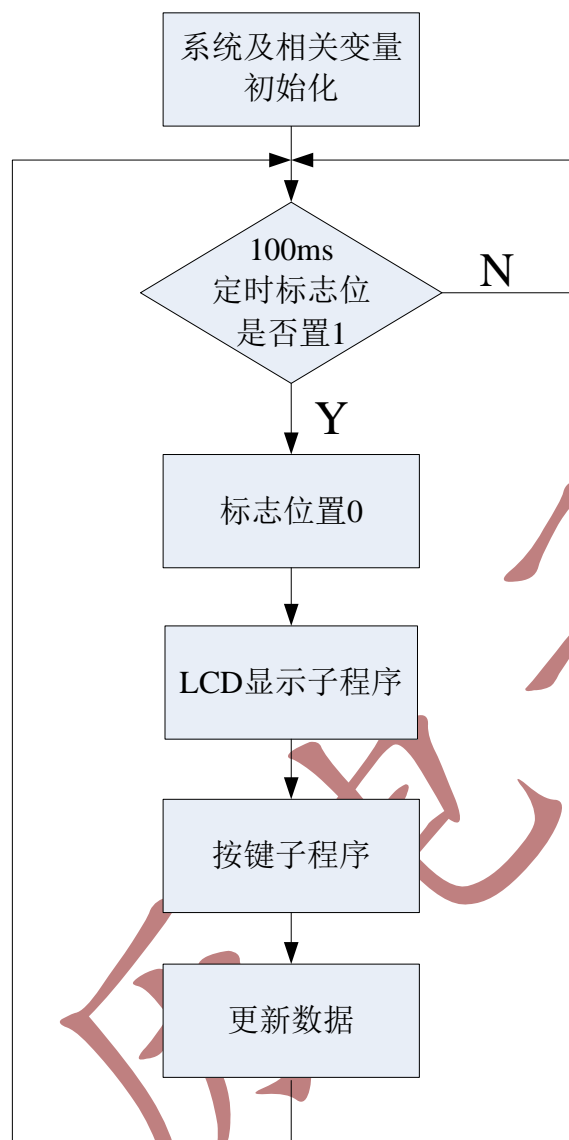
其中 K_p 是比例系数, K_i 是积分系数, e_l 是PI调节器的限幅误差, 在计算中反馈给控制调节器积分量 x_i , 使调节器及时退饱和, $K_{cor} = K_i / K_p$ 。

6.3 PMSM 磁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
InitCAN_Gpio();	CAN 通讯 IO 的初始化
Init_PWMDAC_Gpio();	TIM4 的 PWM 作为 DAC 输出的 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
TIM4PWMDAC_Config();	TIM4 的 PWM 作为 DAC 输出初始化
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
RunSysTimer();	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

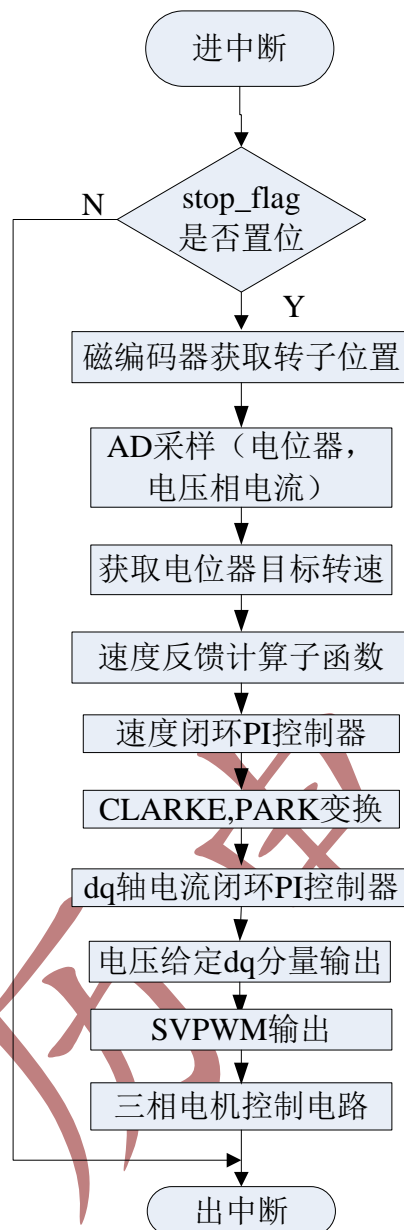
CLEAR_flag();	清除时间任务管理标志
void ThreeHallanglecale(void);	三霍尔的角度计算函数
void ThreeHallPara_init(void);	三霍尔角度计算的参数初始化
void Hall_Three_Speedcale(void);	霍尔转速计算函数
ADC_Sample();	ADC 采样 (电压、电流和电位器)
PI_Controller((p_PI_Control) &pi_spd);	转速闭环 PID 控制
PI_Controller((p_PI_Control) &pi_id);	D 轴电流环闭环 PID 控制
PI_Controller((p_PI_Control) &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
voidCLARKE_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
voidIPARK_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
VoidTIM1_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 Uin,int32_t U_max, int32_t U_min) ;	限幅函数
voidIQSin_Cos_Cale(p_IQSin_Co s pV) ;	IQ16 格式的正余弦函数
voidTIM1_BRK_IRQHandler(void) ;	过流保护中断函数
voidUSB_LP_CAN1_RX0_IRQHan dler(void) ;	CAN 通讯的中断接收函数

显示屏和按键程序流程图



电机控制主中断程序。

本主中断 12.5KHz 频率，在中断内电机环路控制，速度和电流闭环，速度换采用 $80\mu s * 25 = 2ms$ ，一个 PWM 周期进行一次 id 和 iq 环路运算。电机控制主中断环路控制流程图如下。



本程序是带磁编码 (A1334) 的PMSM程序，可以运行 V_d 和 V_q 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;    //
```

```
}
```

万
电
子
研
究

- ◆ 欢迎提出文档编写错误，[投稿邮箱 494236144@qq.com](mailto:494236144@qq.com)
- ◆ 盗版举报电话 18721000591
- ◆ 电机控制交流 QQ 群：314306105
- ◆ 购买网址：
<https://item.taobao.com/item.htm?spm=a1z0d.6639537.1997196601.22.UY8ug9&id=545752085093>

<https://item.taobao.com/item.htm?spm=a230r.1.14.83.kTtbAn&id=546160370061&ns=1&abbucket=18#detail>

