

# STM32 VF of ACIM

文档名称	STM32 VF of ACIM
文档版本	V17_1
制作日期	2017.02.07
项目名称	

## 文档历史管理:

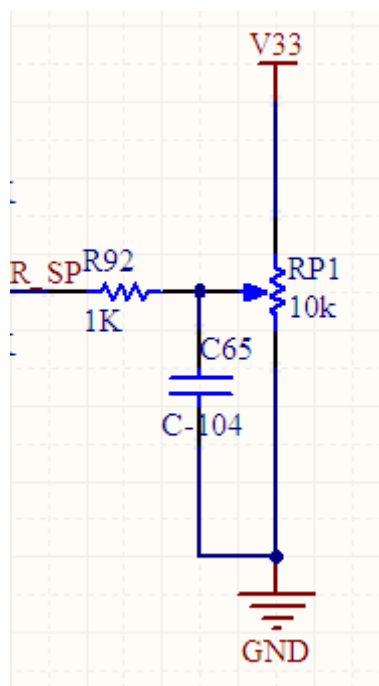
[illegible]

交流异步 VF 控制  
STM32 VF of ACIM  
目 录

1. 交流异步 VF 控制原理图
2. 交流异步 VF 控制原理
3. STM32 电机数字控制技术
4. STM32 的软件架构

万  
能  
电  
子

### 1.3 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. 交流异步 VF 控制原理

### 2.1 交流异步电动机原理

异步电动机的转子能量是通过电磁感应而得来的。定子和转子之间在电路没有任何联系，其电路可用图2.1来表示。

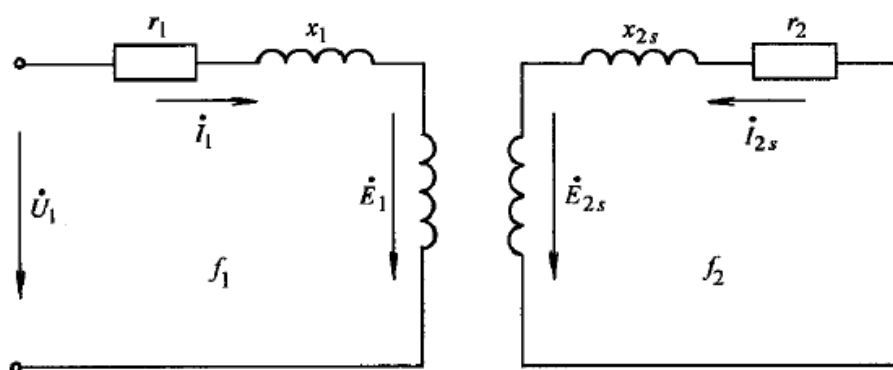


图2.1异步电动机的定、转子图

图 2.1 中：

$\dot{U}_1$ ——定子的相电压；

$\dot{I}_1$ ——定子的相电流；

$r_1$ 、 $x_1$  ——定子每相绕组的电阻和漏抗；

$E_{2s}$ 、 $I_{2s}$ 、 $X_{2s}$  分别是转子电路产生的电动势、电流、漏电抗；

$E_1$  ——每相定子绕组反电动势，它是定子绕组切割旋转磁场而产生的。其有效值可计算如下：

$$E_1 = 4.44 f_1 N_1 K_{N1} \Phi_m \quad (2-1)$$

式中：

$E_1$  ——气隙磁通在定子每相中感应电动势有效值；

$f_1$  ——定子频率；

$N_1$  ——定子每相绕组中串联匝数；

$K_{N1}$  ——基波绕组系数；

$\Phi_m$  ——极气隙磁通。

由电动机的基础知识可知：转子回路的频率  $f_2 = sf_1$ ，与转差率成正比，所以转子回路中的各电量也都与转差率成正比。

为了方便定量分析定、转子之间的各种数量关系，应将定子、转子放在一个电路中。由于定子、转子回路的频率、绕组、匝数不同，故必须进行折算。根据电机学原理，在下列假定条件下：

- 忽略空间和时间谐波，各绕组的自感和互感都是线性的；
- 忽略磁饱和；
- 忽略铁损。

可以得到电动机的T形等效电路图，由于交流异步电动机三相对称，所以现只取A相进行计算分析。A相的T形等效电路如图2.2所示。

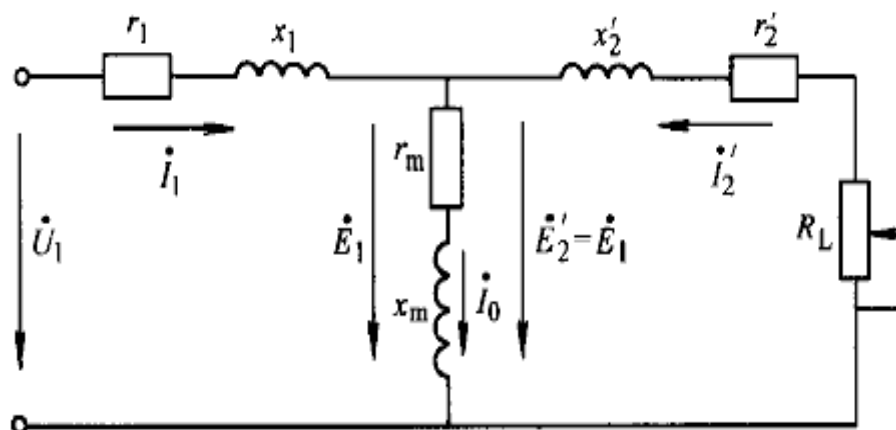


图2.2 电动机的T形等效电路图

图2.2中：

$r_m$ ——励磁电阻，是表征异步电动机铁心损耗的等效电阻；

$x_m$ ——励磁电抗，是表征铁心磁化能力的一个参数；

$I_0$ ——励磁电流；

$R_L$ ——机械负载的等效电阻，在  $\frac{1-s}{s} r_2'$  上消耗的功率就相当于异步电动机输出的机械功率；

$I_2'$ 、 $E_2'$ 、 $r_2'$ 、 $X_2'$ 等参数——经过折算后的转子参数。

### 2.1.1 异步电动机的转矩

(1) 电磁转矩的表达式

$$T = \frac{P_m}{\Omega} = \frac{9550 P_m}{n} \quad (2-2)$$

式中  $P_m$  的单位为 KW； $n$  的单位是 r/min； $T$  的单位是 V·M。

(2) 电磁转矩的物理表达式

$$T_e = C_T \Phi_M I_2' \cos \varphi_2 \quad (2-3)$$

3)

式中  $C_T$ ——转矩常数；

$\Phi_m$ ——主磁通。

(3) 电磁转矩的参数表达式

$$T_e = \frac{2psU_1^2 r_2'}{2\pi f_1 [(sr_1 + r_2')^2 + s^2(x_1 + x_2')^2]} \quad (2-4)$$

式中  $p$ ——磁极对数；

$U_1$ ——电源的相电压；

$f_1$ ——电源频率。

### 2.1.2 异步电动机的机械特性

机械特性是指电动机在运行时，其转速与电磁转矩之间的关系，即  $n = f(T)$ ，它可由 (2-3) 所决定的  $T = f(s)$  曲线变换而来。异步电动机工作在额定电压、额定频率下，由电动机本身固有的参数所决定的  $n = f(T)$  曲线，叫做电动机的自然机械特性。

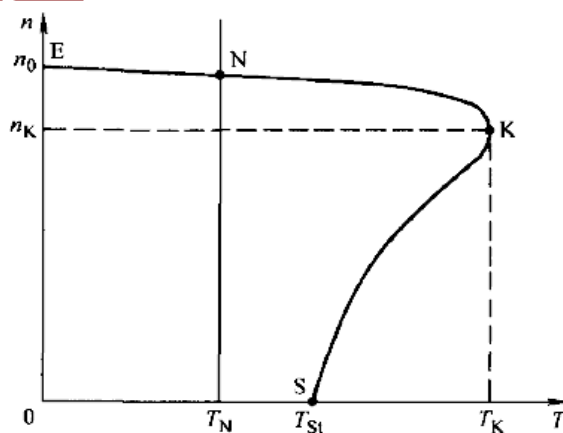


图2.3 异步电动机机械特性曲线



只要确定曲线上的几个特殊点，就能画出电动机的机械特性。

### 1. 理想空载点

图2.3中的E点，在这点上，电动机以同步转速 $n_0$ 运行（ $s=0$ ），其电磁转矩 $T=0$ 。

### 2. 起动点

图2.3中的S点，在起动点上，电动机已接通电源，但尚未起动。对应这一点的转速 $n=0$ （ $s=1$ ），电磁转矩称起动转矩 $T_{st}$ ，起动是带负载的能力一般用起动倍数来表示，即 $\sigma_{st} = T_{st}/T_N$  式中， $T_N$ 为额定转矩。

### 3. 临界点

临界点K是一个非常重要的点，它是机械特性稳定运行区和非稳定区的分界点。电动机运行在K点时，电磁转矩为临界转矩 $T_K$ ，它表示了电动机所有能产生的最大转矩，此时的转差率叫临界转差率，用 $s_K$ 表示。 $T_K$ 、 $s_K$ 根据式（2-3）用求极值的办法求出，即：由 $dT/ds=0$ ，可得：

$$s_K = \frac{r'_2}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + x'_2)^2}} \approx \frac{r'_2}{x_1 + x'_2} \quad (2-4)$$

$$T_K = \frac{3pU_1^2}{4\pi f_1 [r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_1 + x'_2)^2}]} \approx \frac{3pU_1^2}{4\pi f_1 (x_1 + x'_2)} \quad (2-5)$$

电动机正常运行时，需要有一定的过载能力，一般用 $\beta_m$ 表示，即

$$\beta_m = \frac{T_K}{T_N} \quad (2-6)$$

普通电动机的 $\beta_m = 2.0 \sim 2.2$ 之间，而对某些特殊用电动机，其过负载能力可以更高一些。

上述分析说明： $T_K$  的大小影响着电动机的过载能力， $T_K$  越小，为了保证过载能力不变，电动机所带的负载就越小。由  $n_K = n_0(1 - s_K)$  知： $s_K$  越小， $n_K$  越大，机械特性就越硬。因此在调速过程中， $T_K$ 、 $s_K$  的变化规律常常是关注的重点。特别是研究变频后的电动机机械特性， $T_K$ 、 $s_K$  就显得尤其重要。变频后的机械特性将会在下一小节中介绍。

### 2.1.3 异步电动机的调速方法：

#### (1) 绕线式电动机转子串电阻调速方法

绕线式异步电动机转子串入附加电阻，使电动机的转差率加大，电动机在较低的转速下运行。串入的电阻越大，电动机的转速越低。此方法设备简单，控制方便，但转差功率以发热的形式消耗在电阻上。属有级调速，机械特性较软。

#### (2) 变极对数调速方法

这种调速方法是用改变定子绕组的接线方式来改变笼型电动机定子极对数达到调速目的，本方法适用于不需要无级调速的生产机械，如金属切削机床、升降机、起重设备、风机、水泵等。

#### (3) 定子调压调速方法

当改变电动机的定子电压时，可以得到一组不同的机械特性曲线，从而获得不同转速。由于电动机的转矩与电压平方成正比，因此最大转矩下降很多，其调速范围较小，使一般笼型电动机难以应用。为了扩大调速范围，调压调速应采用转子电阻值大的笼型电动机，如专供调压调速用的力矩电动机，或者在绕线式电动机上串联频敏电阻。为了扩大稳定运行范围，当调速在 2:1 以上的场合应采用反馈控制以达到自动调节转速目的。调压调速的主要装置是一个能提供电压变化的电源，目前常用的调压方式有串联饱和电抗器、自耦变压器以及晶闸管调压等几种。晶闸管调压方式为最佳。调压调速一般适用于 100KW 以下的生产机械。

#### (4) 串级调速方法

串级调速是指绕线式电动机转子回路中串入可调节的附加电势来改变电动机的转差，达到调速的目的。大部分转差功率被串入的附加电势所吸收，再利用产生附加的装置，把吸收的转差功率返回电网或转换能量加以利用。根据转差功率吸收利用方式，串级调速可分为电机串级调速、机械串级调速及晶闸管

串级调速形式，多采用晶闸管串级调速，本方法适合于风机、水泵及轧钢机、矿井提升机、挤压机上使用。

### (5) 变频调速方法

变频调速是改变电动机定子电源的频率，从而改变其同步转速的调速方法。变频调速系统主要设备是提供变频电源的变频器，变频器可分成交流 - 直流 - 交流变频器和交流 - 交流变频器两大类，目前国内大都使用交 - 直 - 交变频器。本方法适用于要求精度高、调速性能较好场合。

## 2.2 VF 控制原理(定子调压调速)

在感应电机额定频率（如通常的 50hz、60hz）以下，变频器输出电压随输出频率的增大而增大,这是为了保证电机内部磁通近似恒定，这就是变压变频（Variable Voltage Variable Frequency -- VVVF）控制的基本点。

通常额定频率对应的输出电压就是电机的额定电压。在额定频率以内区域可以实现电机的恒转矩控制。注意通过输出电压和频率的比值（ $V/f$ ）来判断电机气隙磁通大小，近似条件是忽略定子电阻、定子漏感上的压降。为补偿定子电阻等非理想近似的影响，在低频下常须对输出电压进行补偿，补偿的方式有多种。

变频器输出电压随输出频率变化的曲线就是  $V/f$  曲线。关于  $V/f$  曲线的选择方法，可以结合应用选取，参见以前的文章《变频器的  $V/f$  曲线选择以及节能运行》。

变频器也可以输出频率超过电机额定频率的电压，但此时输出电压大小一般不会超过电机额定电压（如额定频率以上可保持变频器输出电压恒等于电机额定电压），因为往往逆变器达到满调制的同时输出电压也达到电机能承受的最大电压。

随着输出频率增大、输出电压不变，电机内部磁通减小，电机进入弱磁区域。在这个区域近似为恒功率控制。随着频率变化，电机内部磁通（可以是定子磁通、转子磁通或是气隙磁通）变化的目标就是变频器的弱磁控制规律，在

更高级的控制策略（如矢量控制）中，如何确定弱磁的规律并使得磁链可控是重要的技术点。

理论上变频器能够输出非常高频率（超过 400Hz）的电压，这个极限取决于微处理器的内核（PWM 发生单元等决定分辨率）以及功率开关器件（如 IGBT）的开关特性。但实际应用中由于弱磁扩速范围的限制，一般不会输出那么高频率，因为按普通设计的电机此时已经不能正常运行。

若变频器网侧采用不控整流器，网侧电压一定，直流母线电压也就确定了，那么在固定的 PWM 调制方式下，变频器能输出的最大正弦电压幅值就已经被决定了，超过该幅值的输出电压会有较大的低次谐波（对应逆变器过调制区域）。

加零序三次谐波的 PWM（如 SVPWM）方式的母线电压利用率是最高的，比 SPWM 方式高出 15%。如果有优化的需要（如降低逆变器开关损耗、电压 THD 等等），可以通过调整零序三次谐波的形状继而改变调制波波形（如不同种类的 DPWM）来完成。

当变频器网侧电压很高（假定功率器件允许），变频器的确可以产生大于电机额定电压的正弦输出，但考虑到电机允许的电压要求，变频器内核控制算法不会这么做。

为保证输出电压、电流的品质，需要对死区时间、逆变器非理想特性（功率器件导通、关断时间不一致）进行补偿。死区补偿值的极性与电机线电流的极性有关。在 PWM 频率变低时，同样死区时间产生的死区电压变小。死区补偿可以基于硬件或微处理器软件进行。

### 3 . STM32 的电机数字控制技术

#### 3.1 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 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	

## 3.2 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。

### 3.2.1 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。

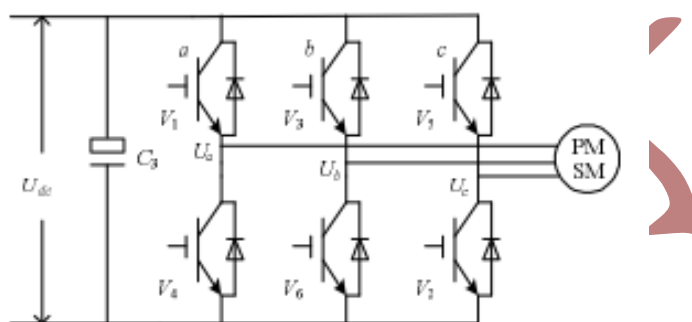
设直流母线侧电压为  $U_{dc}$ ，逆变器输出的三相相电压为  $U_A$ 、 $U_B$ 、 $U_C$ ，其分别加在空间上互差  $120^\circ$  的三相平面静止坐标系上，可以定义三个电压空间矢量  $U_A(t)$ 、 $U_B(t)$ 、 $U_C(t)$ ，它们的方向始终在各相的轴线上，而大小则随时间按正弦规律做变化，时间相位互差  $120^\circ$ 。假设  $U_m$  为相电压有效值， $f$  为电源频率，则有：

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

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：

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

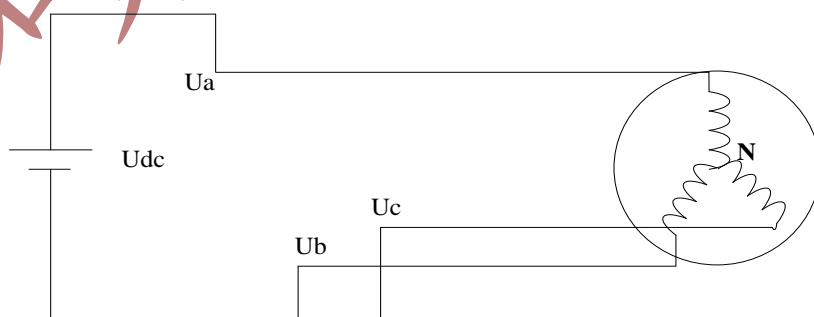
可见  $U(t)$  是一个旋转的空间矢量，它的幅值为相电压峰值的 1.5 倍， $U_m$  为相电压峰值，且以角频率  $\omega = 2\pi f$  按逆时针方向匀速旋转的空间矢量，而空间矢量  $U(t)$  在三相坐标轴  $(a, b, c)$  上的投影就是对称的三相正弦量。



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



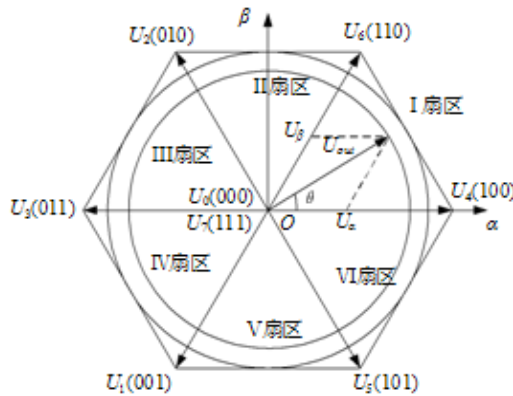


$$\begin{cases} U_{ab} = U_{dc}, U_{bc} = 0, U_{ca} = -U_{dc} \\ U_{aN} - U_{bN} = U_{dc}, U_{aN} - U_{cN} = U_{dc} \\ U_{aN} + U_{bN} + U_{cN} = 0 \end{cases} \quad (1-4)$$

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 <sub>a</sub>	S <sub>b</sub>	S <sub>c</sub>	矢量符号	线电压			相电压		
				U <sub>ab</sub>	U <sub>bc</sub>	U <sub>ca</sub>	U <sub>aN</sub>	U <sub>bN</sub>	U <sub>cN</sub>
0	0	0	U <sub>0</sub>	0	0	0	0	0	0
1	0	0	U <sub>4</sub>	U <sub>dc</sub>	0	0	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$
1	1	0	U <sub>6</sub>	U <sub>dc</sub>	U <sub>dc</sub>	0	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$
0	1	0	U <sub>2</sub>	0	U <sub>dc</sub>	U <sub>dc</sub>	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$
0	1	1	U <sub>3</sub>	0	U <sub>dc</sub>	U <sub>dc</sub>	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
0	0	1	U <sub>1</sub>	0	0	U <sub>dc</sub>	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$
1	0	1	U <sub>5</sub>	U <sub>dc</sub>	0	U <sub>dc</sub>	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
1	1	1	U <sub>7</sub>	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  $60^\circ$ ，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：

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

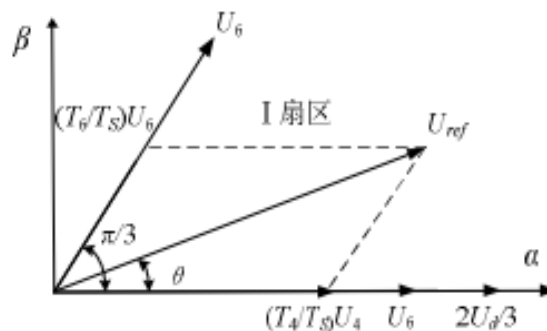


图 1-4 电压空间向量在第 I 区的合成与分解

在两相静止参考坐标系( $\alpha, \beta$ )中, 令  $U_{ref}$  和  $U_4$  间的夹角是 $\theta$ , 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。

### 3.2.3 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

U7(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<sub>REF</sub> 所在的位置和开关切换顺序对照序

U <sub>REF</sub> 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  $\theta$  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。

### 3.2.4 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。

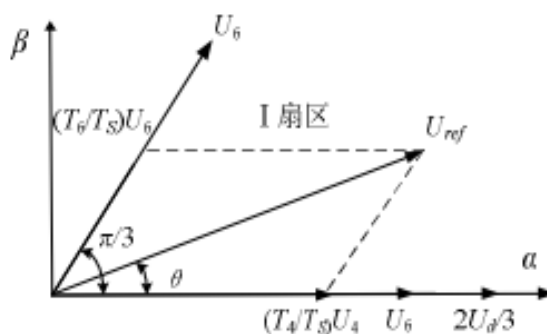
$U_{REF}$  所在的位置和开关切换顺序对照序

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...	
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...	

### 3.2.5 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  $(\alpha, \beta)$  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  $\omega$  在空间逆时针旋转，当旋转到矢量图的某个  $60^\circ$  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  $360^\circ$  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  $U_\alpha$  和  $U_\beta$  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  $U_\beta, \sqrt{3} U_\alpha - U_\beta, -\sqrt{3} U_\alpha - U_\beta$  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 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。

### 3.2.6 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  $U_\alpha$  和  $U_\beta$  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  $U'_\alpha$  和  $U'_\beta$  为实际值的标么值，令发波系数，

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

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

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

$$\Rightarrow N_{T6} = NT_{pwm} T_6 f_s = NT_{pwm} * \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}} U_1 f_s =$$

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

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

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

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

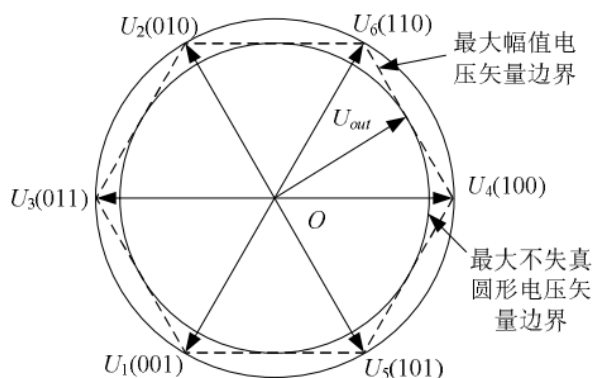


图 1-5 SVPWM 模式下电压矢量幅值边界

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  $T_{Nx} + T_{Ny} >$

TNPWM 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  $T_{Nx}'$ ， $T_{Ny}'$ ， $T_{N0}$ ， $T_{N7}$ ：

$$\begin{cases} T_{Nx}' = \frac{T_{Nx}}{T_{Nx} + T_{Ny}} T_{NPWM} \\ T_{Ny}' = \frac{T_{Ny}}{T_{Nx} + T_{Ny}} T_{NPWM} \\ T_0 = T_7 = 0 \end{cases} \quad (1-18)$$

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：

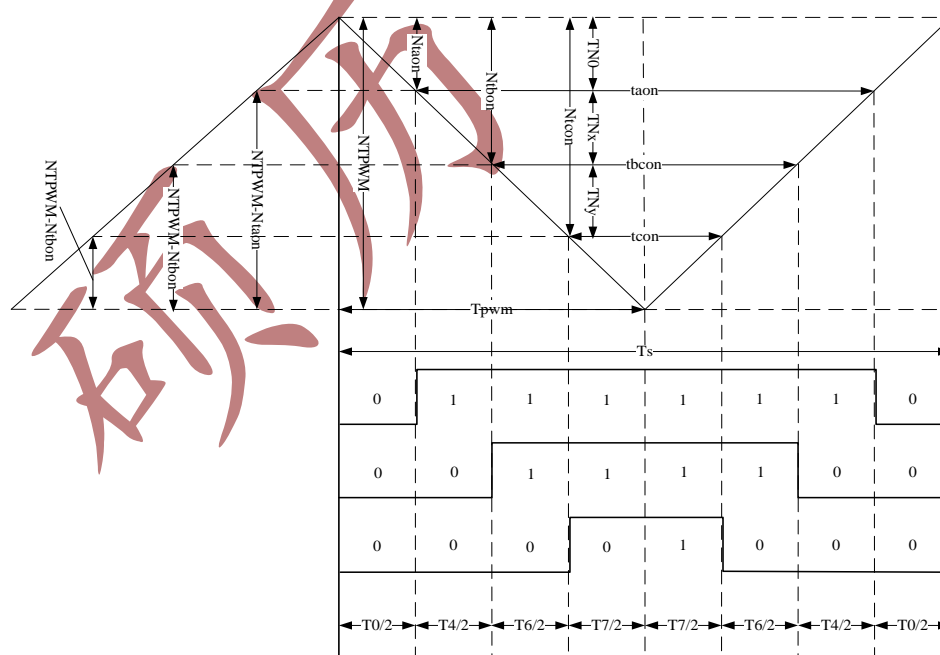


图 1-5 I 扇区时

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

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：

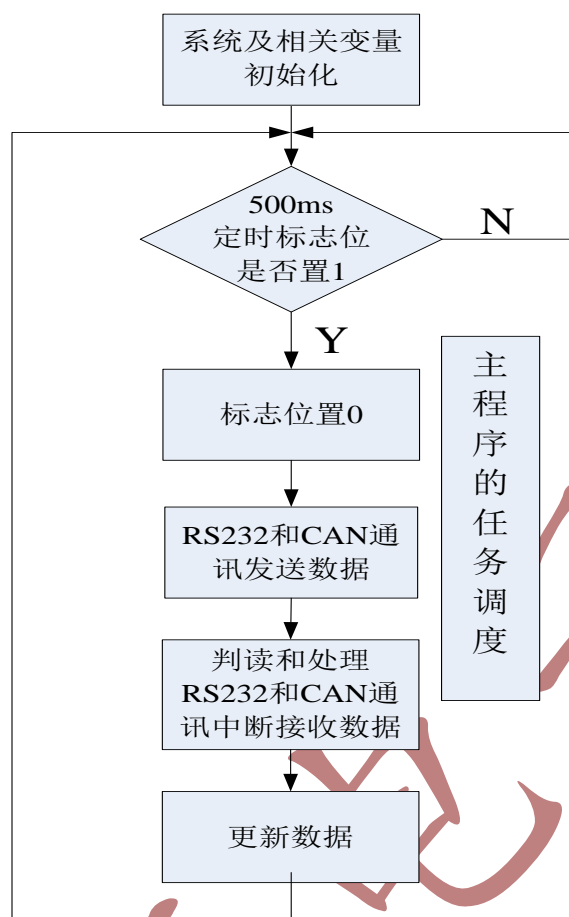
```
pV->tmp1= pV->Ubeta;
pV->tmp2= _IQdiv2(pV->Ubeta) + (_IQmpy(_IQ(0.866),pV->Ualpha));
pV->tmp3= pV->tmp2 - pV->tmp1;
(根据 tmp1 2 3 的大小范围取得a b c 扇区N=a+2b+4c )
pV->VecSector=3;
```

```
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);  
}
```

## 4 . STM32 的软件架构

### 4.1 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、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\_ACIM\_VF\_17xxxx,工程名字为STM32\_ACIM\_VF。



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)；

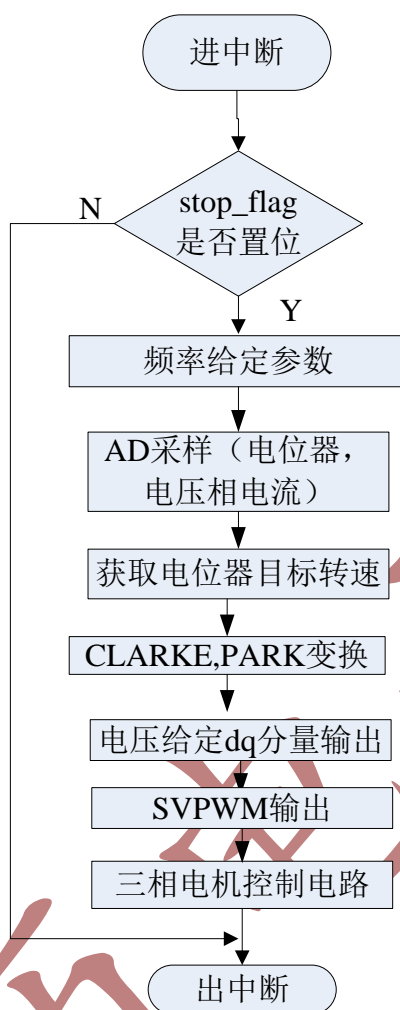
目标转速 (TestPare.Speed\_target)；

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 交流异步电机 VF 控制程序函数说明

函数名称	函数说明
<b>SysTickConfig();</b>	系统滴答时钟初始化函数
<b>Delay(10000);</b>	延时函数
<b>GPIO_LED485RE_int( );</b>	RS485 的 IO 初始化
<b>Init_Gpio_ADC( );</b>	ADC 采样的 IO 初始化函数
<b>InitUSART3_Gpio( );</b>	串口 IO 的初始化
<b>InitCAN_Gpio( );</b>	CAN 通讯 IO 的初始化
<b>Init_PWMDAC_Gpio( );</b>	TIM4 的 PWM 作为 DAC 输出的 IO 初始化
<b>Init_Gpio_TIM1_PWM( );</b>	高级定时器的 PWM 输出的 IO 初始化
<b>Usart3_RS232_init( );</b>	串口 3 的底层初始化
<b>CAN_Config( );</b>	CAN 通讯的底层初始化
<b>DMA_Configuration( );</b>	配置 DMA 通道 1 作为 ADC 数据的初始化

<b>ADC1_Configuration( );</b>	配置 ADC1 初始化
<b>Tim1_PWM_Init( );</b>	高级定时器的 PWM 输出的初始化
<b>TIM4PWMDAC_Config( );</b>	TIM4 的 PWM 作为 DAC 输出初始化
<b>Offset_CurrentReading( );</b>	母线电流和相电流偏置读取和计算
<b>VFAngle_init( );</b>	VF 自产生转子位置角度参数初始化
<b>RunSysTimer( );</b>	时间任务标志读取
<b>CAN_Sendlen( );</b>	CAN 通讯发送函数
<b>Uart3_RS232TX_sen( );</b>	串口 3 通讯发送函数
<b>ReceiveData_chuli( );</b>	串口通讯接收处理函数 (1S 执行一次)
<b>CAN_Receivechuli( );</b>	CAN 通讯接收处理函数
<b>CLEAR_flag();</b>	清除时间任务管理标志
<b>VFAngle_cale( );</b>	VF 开环的角度计算函数
<b>ADC_Sample( );</b>	ADC 采样 (电压、电流和电位器)
<b>VF_start_control( );</b>	VF 的速度控制函数
<b>knob_control( );</b>	电位器作为电机控制输入函数
<b>voidCLARKE_Cale (p_CLARKE pV)</b>	三相坐标变二相静止坐标函数
<b>void PARK_Cale(p_PARK pV)</b>	二相静止坐标变二相旋转坐标函数
<b>voidIPARK_Cale (p_IPARK pV)</b>	二相旋转坐标变二相静止坐标函数
<b>void SVPWM_Cale (p_SVPWM pV)</b>	SVPWM 矢量控制函数
<b>Svpwm_Outpwm();</b>	SVPWM 的输出
<b>VoidTIM1_UP_IRQHandler(void)</b>	电机控制主中断函数
<b>void USART3_IRQHandler(void);</b>	串口通讯的中断接收函数
<b>uint32_t IQSqrt(uint32_t M) ;</b>	IQ32 格式的开根号函数
<b>int32_t IQsat( int32_t Uin,int32_t U_max, int32_t U_min) ;</b>	限幅函数
<b>voidIQSin_Cos_Cale(p_IQSin_Co s pV) ;</b>	IQ16 格式的正余弦函数
<b>voidTIM1_BRK_IRQHandler(void ) ;</b>	过流保护中断函数
<b>voidUSB_LP_CAN1_RX0_IRQHan dler(void) ;</b>	CAN 通讯的中断接收函数



◆ 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 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&abucket=18#detail>

