

一直以来对 SVPWM 原理和实现方法困惑颇多，无奈现有资料或是模糊不清，或是错误百出。经查阅众多书籍论文，长期积累总结，去伪存真，总算对其略窥门径。未敢私藏，故公之于众。其中难免有误，请大家指正，谢谢！

## 1 空间电压矢量调制 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。

### 1.1 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 2-8 示。

设直流母线侧电压为  $U_{dc}$ ，逆变器输出的三相相电压为  $U_{A0}$ 、 $U_{B0}$ 、 $U_{C0}$ ，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  $\mathbf{u}_{A0}$ 、 $\mathbf{u}_{B0}$ 、 $\mathbf{u}_{C0}$ ，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  $U_m$  为相电压基波峰值， $f$  为电源频率，则有：

$$\left. \begin{aligned} U_{A0}(t) &= U_m \cos \omega t = \frac{U_m}{2} (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) \\ U_{B0}(t) &= U_m \cos(\omega t - 2\pi/3) = \frac{U_m}{2} [e^{j(\omega t - 2\pi/3)} + e^{-j(\omega t - 2\pi/3)}] \\ U_{C0}(t) &= U_m \cos(\omega t + 2\pi/3) = \frac{U_m}{2} [e^{j(\omega t + 2\pi/3)} + e^{-j(\omega t + 2\pi/3)}] \end{aligned} \right\}$$

(2-27)

在三相静止坐标系下，

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{u}_{A0}(t) &= U_{A0}(t)e^{j0} \\ \mathbf{u}_{B0}(t) &= U_{B0}(t)e^{j2\pi/3} \\ \mathbf{u}_{C0}(t) &= U_{C0}(t)e^{-j2\pi/3} \end{aligned} \right\}$$

三相电压空间矢量相加的合成空间矢量  $\mathbf{u}_s(t)$  为

$$\mathbf{u}_s(t) = \mathbf{u}_{A0}(t) + \mathbf{u}_{B0}(t) + \mathbf{u}_{C0}(t) = U_{A0}(t)e^{j0} + U_{B0}(t)e^{j2\pi/3} + U_{C0}(t)e^{-j2\pi/3}$$

$$\mathbf{u}_s(t) = \frac{3}{2}U_m e^{j\omega t}$$

在  $\alpha \beta$  坐标系下（此处用到的派克变换功率不恒定，为等幅值变换）

$$\begin{bmatrix} u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_m \cos \omega t \\ U_m \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ U_m \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} = U_m \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \end{bmatrix}$$

故三相电压空间矢量相加的合成空间矢量  $\mathbf{u}_s(t)$  为

$$\mathbf{u}_s(t) = U_m e^{j\omega t} \quad (2-28)$$

可见  $\mathbf{u}_s(t)$  是一个旋转的空间矢量，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  $\mathbf{u}_s(t)$  在三相坐标轴（a，b，c）上的投影就是对称的三相正弦量。

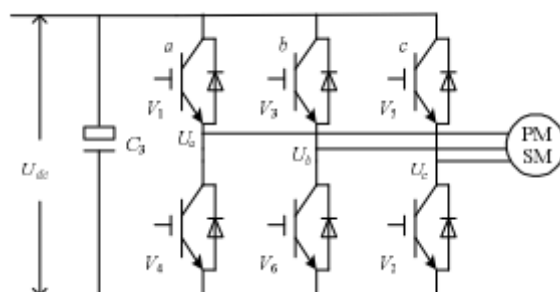
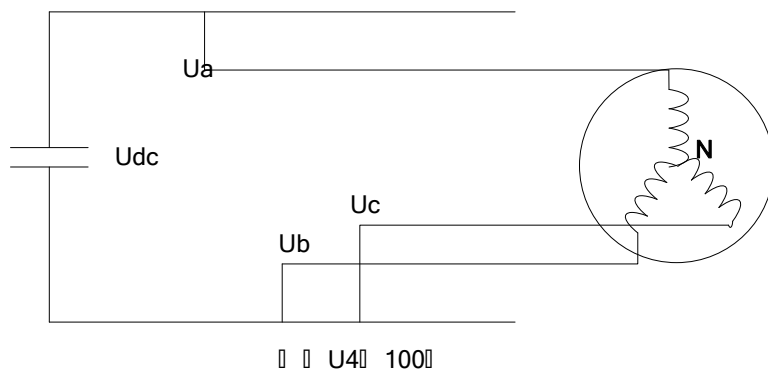


图 2-8 逆变电路

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：

$$S_x = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂导通} \\ 0 & \text{下桥臂导通} \end{cases} \quad (2-30)$$

(Sa、Sb、Sc)的全部可能组合共有八个，包括 6 个非零矢量 U1(001)、U2(010)、U3(011)、U4(100)、U5(101)、U6(110)、和两个零矢量 U0(000)、U7(111)，下面以其中一种开关组合为例分析，假设  $S_x(x=a、b、c)=(100)$ ，此时



$$\begin{cases} U_{ab} = U_{dc}, U_{bc} = 0, U_{ca} = -U_{dc} \\ U_{aN} - U_{bN} = U_{dc}, U_{aN} - U_{cN} = U_{dc} \\ U_{aN} + U_{bN} + U_{cN} = 0 \end{cases} \quad (2-30)$$

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 2-1 开关状态与相电压和线电压的对应关系

Sa	Sb	Sc	矢量符号	线电压			相电压		
				Uab	Ubc	Uca	UaN	UbN	UcN
0	0	0	U0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	U4	Udc	0	0	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$
1	1	0	U6	Udc	Udc	0	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$
0	1	0	U2	0	Udc	Udc	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$
0	1	1	U3	0	Udc	Udc	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
0	0	1	U1	0	0	Udc	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$
1	0	1	U5	Udc	0	Udc	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
1	1	1	U7	0	0	0	0	0	0

图 2-9 给出了八个基本电压空间矢量的大小和位置。

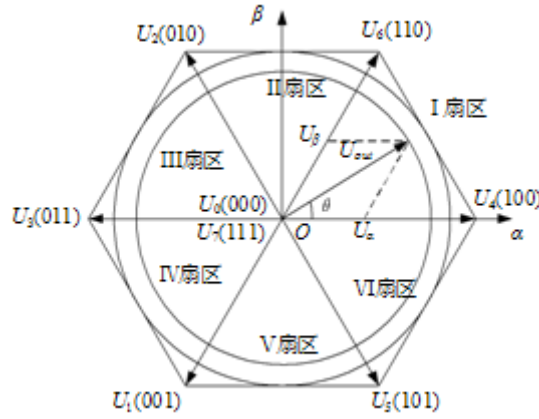


图 2-9 电压空间矢量图

其中非零矢量的幅值（指非零矢量代表的开关状态下三相合成矢量的幅值）相同（在  $\alpha\beta$  坐标系下，模长为  $2U_{dc}/3$ ；如果是在三相静止坐标系下，模长为  $U_{dc}$ ），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：

$$\int_0^{T_s} U_{ref} dt = \int_0^{T_x} U_x dt + \int_{T_x}^{T_x+T_y} U_y dt + \int_{T_x+T_y}^{T_s} U_0 dt \quad (2-31)$$

或者等效成下式：

$$U_{ref} * T_s = U_x * T_x + U_y * T_y + U_0 * T_0 \quad (2-32)$$

其中， $U_{ref}$  为期望电压矢量； $T_s$  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（2-32）的意义是，矢量  $U_{ref}$  在  $T_s$  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 2-9 所示的圆形。所以要产生三相正弦波电压，可以利用以上电压矢量合成的技术，在电压空间向量上，将设定的电压矢量由  $U_4(100)$  位置开始，每一次增加一个小增量，每一个小增量设定电压矢量可以用该区中相邻的两个基本非零向量与零电压矢量予以合成，如此所得到的设定电压矢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。

## 1.2 SVPWM 法则推导

三相电压给定所合成的电压矢量旋转角速度为  $\omega = 2\pi f$ ，旋转一周所需的时间（三相正

弦波周期) 为  $T=1/f$ ; 若载波频率是  $f_s$ , 则频率比为  $R=T/T_s=f_s/f$ 。这样将电压旋转平面等切割成  $R$  个小增量, 亦即设定电压矢量每次增量的角度是:

$$\gamma=2\pi/R=2\pi f/f_s=2\pi T_s/T。$$

今假设欲合成的电压矢量  $U_{ref}$  在第 I 区中第一个增量的位置, 如图 2-10 所示, 欲用  $U_4$ 、 $U_6$ 、 $U_0$  及  $U_7$  合成, 用平均值等效可得:  $U_{ref} \cdot T_s = U_4 \cdot T_4 + U_6 \cdot T_6$ 。

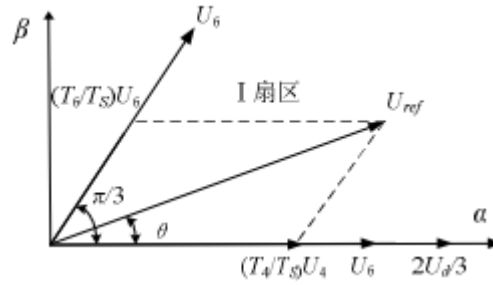


图 2-10 电压空间向量在第 I 区的合成与分解

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:

$$\begin{cases} |U_{ref}| \cos \theta = \frac{T_4}{T_s} |U_4| + \frac{T_6}{T_s} |U_6| \cos \frac{\pi}{3} & \text{--- } \alpha \text{ 轴} \\ |U_{ref}| \sin \theta = \frac{T_6}{T_s} |U_6| \sin \frac{\pi}{3} & \text{--- } \beta \text{ 轴} \end{cases} \quad (2-33)$$

因为  $|U_4|=|U_6|=2U_{dc}/3$  ( $\alpha \beta$  坐标系下),  $|U_4|=|U_6|=U_{dc}$  (三相静止坐标系下) 所以可以得到各矢量的状态保持时间为:

$$\begin{cases} T_4 = mT_s \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ T_6 = mT_s \sin \theta \end{cases} \quad (2-34)$$

式中  $m$  为 SVPWM 调制系数 (调制比), 其定义式为:  $m=U_{ph-ph-m}/U_{dc}$  ( $m$  的原始定义为调制波幅度/载波幅度, 在此处为线电压幅值与直流侧电压的比值, 可以发现 SVPWM 策略下并无显性的调制波)

$$m=\sqrt{3} |U_{ref}|/U_{dc} \text{ (} \alpha \beta \text{ 坐标系下), } m=2/\sqrt{3} * |U_{ref}|/U_{dc} \text{ (三相静止坐标系下)}。$$

注: 另一种调制系数的定义[1]为  $m=\pi * U_{ref}/2U_{dc}$ 。

#### ①代数法求 $m$ 范围:

若要保证输出波形不失真, 即要保证

$$T_s \geq T_4 + T_6 \text{ 恒成立}$$

---

即保证

$$m \leq \frac{1}{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) + \sin\theta} \quad (0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}) \text{ 恒成立}$$

因为

$$1 \leq \frac{1}{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) + \sin\theta} \leq \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3})$$

故当  $m \leq 1$  时能保证  $T_s \geq T_4 + T_6$

### ②几何法求 $m$ 范围:

若要求  $U_{ref}$  的模保持恒定, 则  $U_{ref}$  的轨迹为一圆形; 若要求三相电压波形不失真 (即不饱和), 则  $U_{ref}$  的轨迹应在正六边形内部; 结合此两点可知  $U_{ref}$  的模取最大值时的轨迹为正六边形的内切圆, 此时  $m=1$ , 故  $m \leq 1$ 。

而零电压矢量所分配的时间为:

$$T_7 = T_0 = (T_s - T_4 - T_6) / 2 \quad (2-35)$$

$$\text{或者 } T_7 = (T_s - T_4 - T_6) \quad (2-36)$$

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。

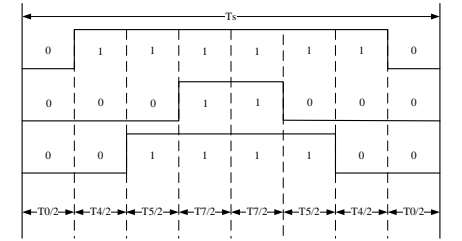
### 1.2.1 7 段式 SVPWM

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。因此要改变电压矢量  $U_4(100)$ 、 $U_2(010)$ 、 $U_1(001)$  的大小，需配合零电压矢量  $U_0(000)$ ，而要改变  $U_6(110)$ 、 $U_3(011)$ 、 $U_5(101)$ ，需配合零电压矢量  $U_7(111)$ 。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 2-2 所示。

表 2-2 UREF 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...	

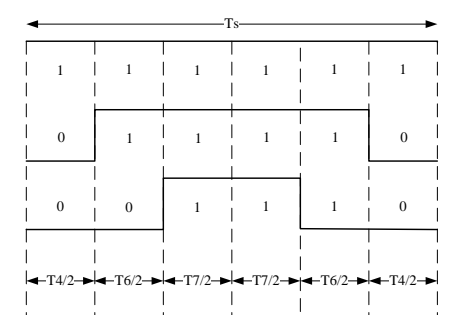
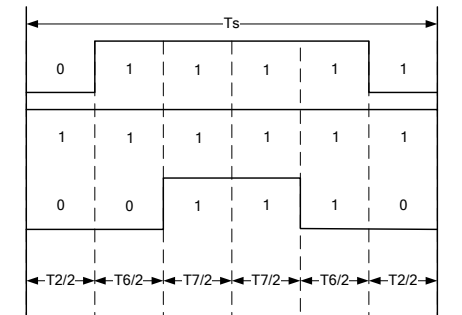
VI区 ( $300^{\circ} \leq \theta \leq 360^{\circ}$ )	...0-4-5-7-7-5-4-0...	
--	-----------------------	--

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，图中电压矢量出现的先后顺序为  $U_0$ 、 $U_4$ 、 $U_6$ 、 $U_7$ 、 $U_6$ 、 $U_4$ 、 $U_0$ ，各电压矢量的三相波形则与表 2-2 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  $\gamma$ ，利用式 (2-33) 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 (3-4) 所示的三相波形；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后，就会产生  $R$  个合成矢量。

### 1.2.2 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，采用某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。

表 2-3  $U_{REF}$  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...	

### 1.3 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  $U_{ref}$  所在的区间位置，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 2-10 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。

1.3.1 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：

$0^\circ < \arctan(U_\beta / U_\alpha) < 60^\circ$

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：

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：

$$\begin{cases} U_1 = U_\beta \\ U_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} U_\alpha - \frac{U_\beta}{2} \\ U_3 = -\frac{\sqrt{3}}{2} U_\alpha - \frac{U_\beta}{2} \end{cases} \tag{2-37}$$

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 2-3 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。

### 1.3.2 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 (2-34) 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 2-10 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：

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

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

为便于 DSP 处理，上面的式子还可以标么化如下：

$$\begin{cases} T_4 = T_s \left( \frac{\sqrt{3} \frac{\sqrt{3}U_\alpha}{U_{dc}}}{2} - \frac{\frac{\sqrt{3}U_\beta}{U_{dc}}}{2} \right) = T_s \left( \frac{\sqrt{3}U'_\alpha}{2} - \frac{U'_\beta}{2} \right) = T_s U'_2 \\ T_6 = T_s U'_\beta = T_s U'_1 \\ U'_\alpha = \frac{\sqrt{3}U_\alpha}{U_{dc}} \\ U'_\beta = \frac{\sqrt{3}U_\beta}{U_{dc}} \end{cases}$$

则

$$m = \frac{\sqrt{3}|U_{ref}|}{U_{dc}} = |U'_{ref}| = \sqrt{U'^2_\alpha + U'^2_\beta}$$

同理可求得 Uref 在其它扇区中各矢量的作用时间，结果如表 2-4 所示。由此可根据式 2-37 中的 U1、U2、U3 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 2-4 可以使 SVPWM 算法编程简易实现。

为了实现对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，在定点处理其中一般为 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 fs，DSP 的时钟为 fdsp，根据 PWM 的设置要是想开关频率为 fs 时，PWM 周期计数器的值-----为  $NT_{pwm} = fdsp/fs/2$ ，则对时间转换为计数值进行如下推导：

$$\begin{aligned} \frac{N_{T4}}{NT_{pwm}} &= \frac{T_4}{\frac{1}{fs}} \Rightarrow \frac{N_{T4}}{NT_{pwm}} = T_4 fs \Rightarrow N_{T4} = NT_{pwm} T_4 fs = NT_{pwm} * \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}} U'_2 fs \\ &= NT_{pwm} * \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} U'_2 = NT_{pwm} * \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} U'_\alpha - \frac{U'_\beta}{2} \right) U_{base} = \frac{\sqrt{2}NT_{pwm}U_{nom}}{U_{dc}} U'_2 \\ &\Rightarrow N_{T4} = K_{svpwm} U'_2 \end{aligned}$$

其中  $U'_\alpha$  和  $U'_\beta$  为实际值的标么值，令发波系数， $K_{svpwm} = \frac{\sqrt{2}NT_{pwm}U_{nom}}{U_{dc}}$

同理可以得到  $N_{T6} = K_{svpwm}U'_\beta = K_{svpwm}U'_1$

表 2-4 各扇区基本空间矢量的作用时间

扇区	时间		
I	$T_4 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}U_2$ $T_6 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}U_1$	$N_{T4} = K_{svpwm}U'_2$ $N_{T6} = K_{svpwm}U'_1$	TN4=TNx TN6=TNy
II	$T_2 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}U_2$ $T_6 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}U_3$	$N_{T2} = K_{svpwm}U'_2$ $N_{T6} = K_{svpwm}U'_3$	TN2=TNx TN6=TNy
III	$T_2 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}U_1$ $T_3 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}U_3$	$N_{T2} = K_{svpwm}U'_1$ $N_{T3} = K_{svpwm}U'_3$	TN2=TNx TN3=TNy
IV	$T_1 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}U_1$ $T_3 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}U_2$	$N_{T1} = K_{svpwm}U'_1$ $N_{T3} = K_{svpwm}U'_2$	TN1=TNx TN3=TNy
V	$T_1 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}U_3$ $T_5 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}U_2$	$N_{T1} = K_{svpwm}U'_3$ $N_{T5} = K_{svpwm}U'_2$	TN1=TNx TN5=TNy
VI	$T_4 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}U_3$ $T_5 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}U_1$	$N_{T4} = K_{svpwm}U'_3$ $N_{T5} = K_{svpwm}U'_1$	TN4=TNx TN5=TNy

由公式（2-38）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 2-12 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 2-12 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  $\frac{1}{2} U_{dc}$ （注：对于双极性的规则采样三相 SPWM 调制，占空比  $D = \frac{1+m \sin \omega t_D}{2}$ ，故载波周期内各相相对直流侧中点电压平均值为

$\frac{U_{dc}}{2} D - \frac{U_{dc}}{2} (1-D) = m \sin \omega t_D \frac{U_{dc}}{2}$ ，故线电压平均值  $m \sin \omega t_D \frac{U_{dc}}{2} - m \sin \omega(t_D - 120^\circ) \frac{U_{dc}}{2} = \sqrt{3} m \sin \omega(t_D + 30^\circ) \frac{U_{dc}}{2}$ ，因为  $0 < m \leq 1$ ，故线电

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

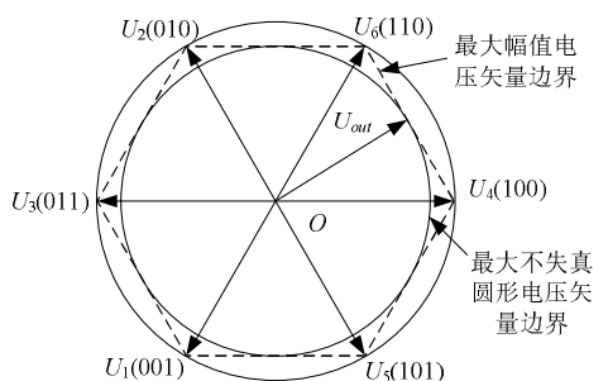


图 2-12 SVPWM 模式下电压矢量幅值边界

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为  $T_{Nx}$ ，后发生的矢量为  $T_{Ny}$ 。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：

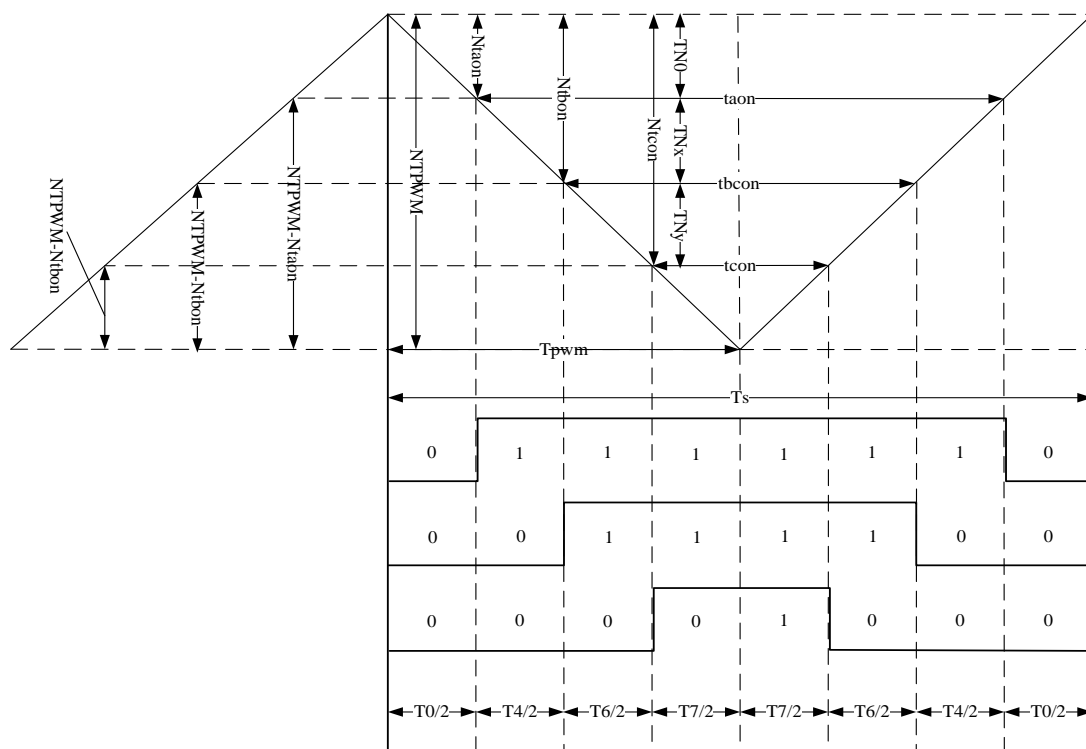
$$\frac{T'_{Nx}}{T_{Nx}} = \frac{T'_{Ny}}{T_{Ny}} \quad (2-39)$$

因此可用下式求得  $TN_x'$ ,  $TN_y'$ ,  $TN_0$ ,  $TN_7$ :

$$\left\{ \begin{array}{l} T'_{Nx} = \frac{T_{Nx}}{T_{Nx} + T_{Ny}} T_{NPWM} \\ T'_{Ny} = \frac{T_{Ny}}{T_{Nx} + T_{Ny}} T_{NPWM} \\ T_0 = T_7 = 0 \end{array} \right. \quad (2-40)$$

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

在 I 扇区时如下图,



$$\begin{cases} t_{aon} = (T_s - T_x - T_y) / 2 \\ t_{bon} = t_{aon} + T_x \\ t_{con} = t_{bon} + T_y \end{cases} \quad \text{---7段} \quad (2-41)$$

同理可以推出 5 段时, 在 I 扇区时如式,

$$\begin{cases} t_{aon} = 0 \\ t_{bon} = T_x \\ t_{con} = t_{bon} + T_y \end{cases} \quad \text{---5段} \quad (2-42)$$

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 2-5，式中 Ntaon 、Ntbon 和 Ntcon 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 2-5 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 2-5 不同扇区比较器的计数值

扇区	1	2	3	4	5	6
Ta	Ntaon	Ntbon	Ntcon	Ntcon	Ntbon	Ntaon
Tb	Ntbon	Ntaon	Ntaon	Ntbon	Ntcon	Ntcon
Tc	Ntcon	Ntcon	Ntbon	Ntaon	Ntaon	Ntbon

## 1.4 SVPWM 物理含义

SVPWM 实质是一种对在三相正弦波中注入了**零序分量**的调制波进行**规则采样**的一种变形 SPWM。但 SVPWM 的调制过程是在空间中实现的，而 SPWM 是在 ABC 坐标系下分相实现的；SPWM 的相电压调制波是正弦波，而 SVPWM 没有明确的相电压调制波，是隐含的。为了揭示 SVPWM 与 SPWM 的内在联系，需求出 SVPWM 在 ABC 坐标系上的等效调制波方程，也就是将 SVPWM 的隐含调制波显化。

为此，本文对其调制波函数进行了详细的推导。由表 3-2 我们知道了各扇区的矢量



发送顺序：

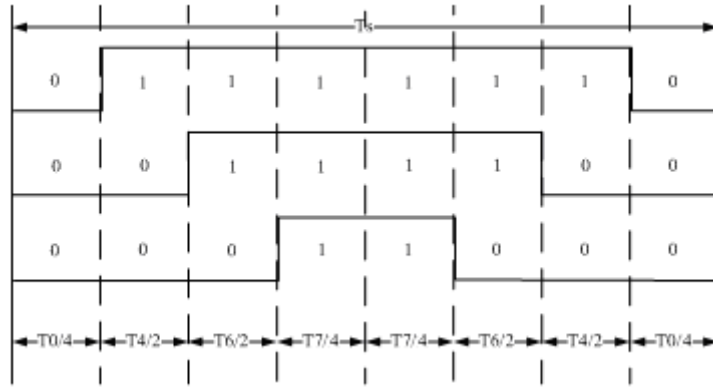
奇数区依次为：U<sub>0</sub>，U<sub>k</sub>，U<sub>k+1</sub>，U<sub>7</sub>，U<sub>k+1</sub>，U<sub>k</sub>，U<sub>0</sub>

偶数区依次为：U<sub>0</sub>，U<sub>k+1</sub>，U<sub>k</sub>，U<sub>7</sub>，U<sub>k</sub>，U<sub>k+1</sub>，U<sub>0</sub>

利用空间电压矢量近似原理，可总结出下式：

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = mT_s \begin{bmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{(k-1)\pi}{3} & -\cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix}$$

式中 m 仍为 SVPWM 调制系数，利用以上各式就可得到载波周期内在第 I 扇区逆变器输出端 A，B，C 相对直流端中点 N' 的电压平均值（不是相电压，由于 T<sub>s</sub> 非常小，也可以认为此平均值为瞬时值）（α β 坐标系下）：



$$\begin{cases} U_a(\theta) = \frac{U_{dc}}{2T_s} \left( -\frac{T_0}{4} + \frac{T_4}{2} + \frac{T_6}{2} + \frac{T_7}{4} + \frac{T_7}{4} + \frac{T_6}{2} + \frac{T_4}{2} - \frac{T_0}{4} \right) = \frac{\sqrt{3}}{2} |U_{ref}| \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \\ U_b(\theta) = \frac{U_{dc}}{2T_s} \left( -\frac{T_0}{4} - \frac{T_4}{2} + \frac{T_6}{2} + \frac{T_7}{4} + \frac{T_7}{4} + \frac{T_6}{2} - \frac{T_4}{2} - \frac{T_0}{4} \right) = \frac{3}{2} |U_{ref}| \sin\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \\ U_c(\theta) = \frac{U_{dc}}{2T_s} \left( -\frac{T_0}{4} - \frac{T_4}{2} - \frac{T_6}{2} + \frac{T_7}{4} + \frac{T_7}{4} - \frac{T_6}{2} - \frac{T_4}{2} - \frac{T_0}{4} \right) = -\frac{\sqrt{3}}{2} |U_{ref}| \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \end{cases}$$

同样可以推导出其它扇区的各相相对直流侧中点电压波形表达式，如下所示：

$$\left\{ \begin{aligned} U_a(\theta) &= \begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2} |U_{ref}| \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) & (0 \leq \theta < \frac{\pi}{3}, \pi \leq \theta < \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{3}{2} |U_{ref}| \cos \theta & (\frac{\pi}{3} \leq \theta < \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3} \leq \theta < \frac{5\pi}{3}) \\ \frac{\sqrt{3}}{2} |U_{ref}| \cos(\theta + \frac{\pi}{6}) & (\frac{2\pi}{3} \leq \theta < \pi, \frac{5\pi}{3} \leq \theta < 2\pi) \end{cases} \\ U_b(\theta) &= U_a(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ U_c(\theta) &= U_a(\theta - \frac{4}{3}\pi) \end{aligned} \right. \quad (2-44)$$

其线电压的波形表达式为：

$$\left\{ \begin{aligned} U_{ab}(\theta) &= U_a(\theta) - U_b(\theta) = \sqrt{3} |U_{ref}| \sin(\theta + \frac{\pi}{3}) \\ U_{bc}(\theta) &= U_{ab}(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ U_{ca}(\theta) &= U_{ab}(\theta - \frac{4}{3}\pi) \end{aligned} \right. \quad (2-45)$$

各相相对直流侧中点电压波形表达式与相电压调制波函数形式上类似，只是系数不同，从各相相对直流侧中点电压波形表达式（2-44）来看，输出的是不规则的分段函数，为**马鞍波形**。从线电压的波形表达式（2-45）来看其输出的则是正弦波形。

要注意到各相相对直流侧中点电压波形表达式是平均值，而用示波器测量的是瞬时值，所以示波器测量出来的电压波形是方波，根据此方波的傅里叶级数展开式可知，此方波经过低通滤波环节之后的效果即与马鞍波形一致。

零序分量概念：

当前世界上的交流电力系统一般都是 ABC 三相的，而电力系统的正序，负序，零序分量便是根据 ABC 三相的顺序来定的。

正序：A 相领先 B 相 120 度，B 相领先 C 相 120 度，C 相领先 A 相 120 度。

负序：A 相落后 B 相 120 度，B 相落后 C 相 120 度，C 相落后 A 相 120 度。

零序：ABC 三相相位相同，哪一相也不领先，也不落后。

---

设 A、B、C 相的调制波为  $f_a(\theta)$ 、 $f_b(\theta)$ 、 $f_c(\theta)$ ，对  $f_a(\theta)$  做傅里叶级数分解如下：

$$f_a(\theta) = m(\frac{2}{\sqrt{3}}\cos\theta - \frac{3}{4\pi}\cos 3\theta - \frac{3}{40\pi}\cos 9\theta - \frac{3}{112\pi}\cos 15\theta - \frac{3}{220\pi}\cos 21\theta - \dots)$$

可以看出  $f_a(\theta)$  由基波和  $3n$  次谐波构成。

$$f_b(\theta) = f_a(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$$f_c(\theta) = f_a(\theta - \frac{4\pi}{3})$$

可以看出  $f_b(\theta)$ 、 $f_c(\theta)$  的  $3n$  次谐波相位与  $f_a(\theta)$  的  $3n$  次谐波相位完全相同，故此谐波分量可称为零序分量，SVPWM 实际上是一种在 SPWM 中注入了零序分量的变型 SPWM。

参考文献：

[1] F. Blaschke "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating-field machines," Siemens Review, 1972, pp 217-220.

PS：原文写的很好，但依然有不详尽的地方，本人此次精心修改，希望能帮助到各位网友。

By oho77, oho77@163.com