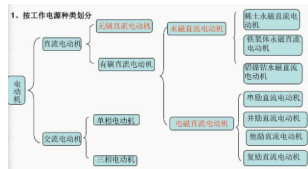
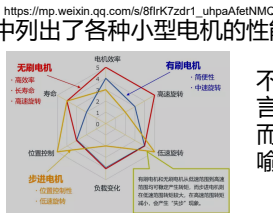


## 电机分类



雷达图中列出了各种小型电机的性能比较：

一目了然



不言而喻

查阅  $n^2$  个资料，几页纸讲清楚 BLDC 和 FOC 基本原理，阳谋予尔！

下文多图源自网络，侵删。

## 直流无刷电机驱动的架构选择

成本高但灵活性强，可加智能控制功能

MCU软件  
控制器

方波  
BLDC (六步换向法)

无刷直流电机 (BLDC)  
至少需要获取总电流来防烧

有传感器  
(有感)

位置传感器，如  
三路霍尔元件 或 磁编码器

小功率/100W上下  
目标尺寸：1cmx2cm

= ? 目标方案

成本低，灵活性强，单纯让电机转起来

纯数字电路  
控制器

正弦波  
PMSM (FOC 法)

永磁同步电机 (PMSM)  
至少需要获取总三相电流 (通过测一路或两路)

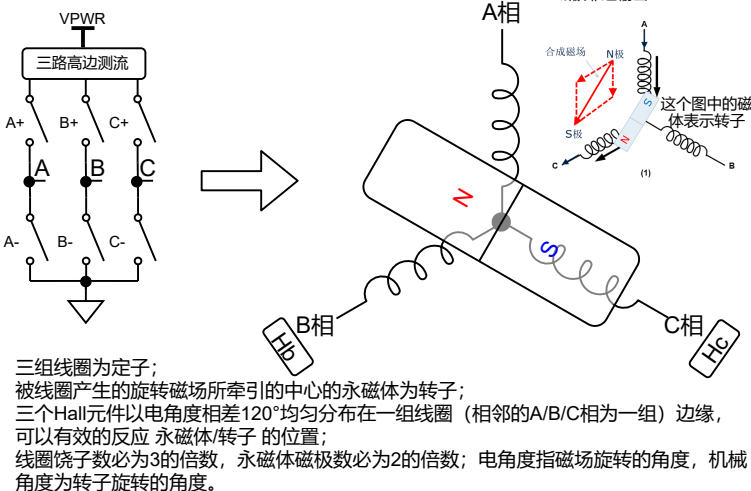
无传感器  
(无感)

需要软件算法进行估启动 (先自锁再启动)、估计电角度和转速

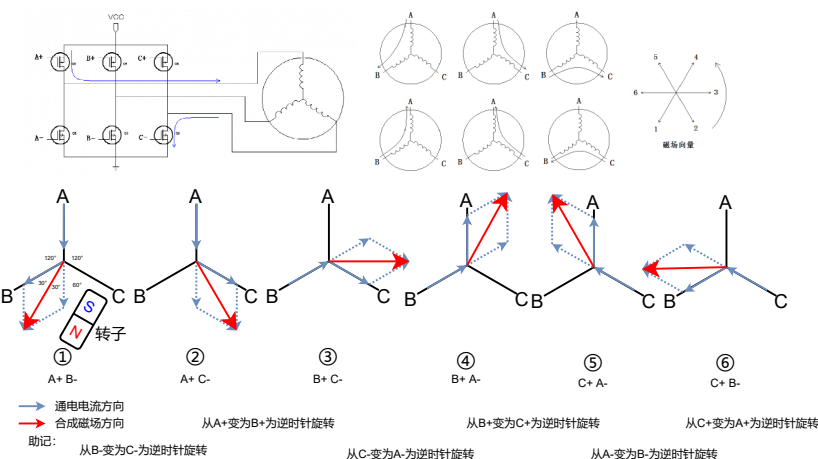
中功率/300W~1kW左右  
目标尺寸：3cmx5cm

**六步换向法**——反电动势为方波/梯形波，适用于 BLDC (直流无刷电机)，六步换向法 同一时刻只有两个开关管工作，只对高边进行PWM调制

一、基本结构 (确定好的不动)：

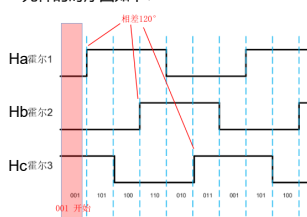


二、线圈磁场的六种情况 (按照①~⑥控制就形成所谓旋转的磁场)：

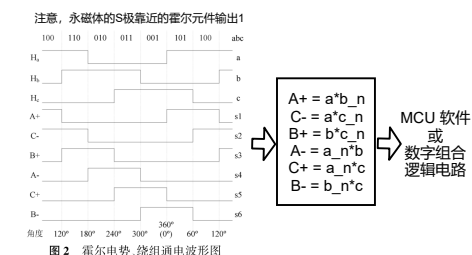


三、根据霍尔元件测得当前永磁体位置 (电角度) 而建立出旋转的下一步的磁场指向从而牵引永磁体转向下一步位置：

当永磁体 (逆时针) 旋转起来后，三路霍尔元件的时序图如下：



比如，当前三路霍尔元件 (Ha/Hb/Hc) 为001，则给线圈绕组通电的情况应该选择⑥，以此类推，构造出 Ha/Hb/Hc 和 A+/A-/B+/B-/C+/C- 的真值表/时序图 (如下图)，再根据该真值表做出相应的 MCU 软件 或 数字组合逻辑电路，便可转起来。



四、反电动势 BEMF 法 检测/估计 永磁体/转子 位置 (无感方式)，低速场景不可用：

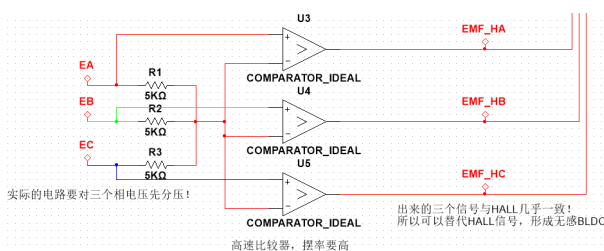
反电动势法实现无感方波BLDC，省传感器成本、省安装传感器、减少接线、减少传感器等的检修、让电机可以在浸没环境里运行等等优点。

星型接法 (Y形) 在每一时刻会有一相线圈悬空，该线圈上产生反电动势，该电动势会从上次通电的电平逐渐减小然后反向继续增大到某值，而当反电动势过零点的时候，磁体/转子 也转到了目标位置 (估计)，然后即可在这一时刻换下一步；反电动势幅度与转速呈正相关。

如右图所示，黑色虚线为反电动势波形，红线为霍尔元件输出波形，紫色小竖线为反电动势的过零点；反电动势的过零点比霍尔元件输出波形滞后约30°；反电动势的测量是在电机的三相线上。

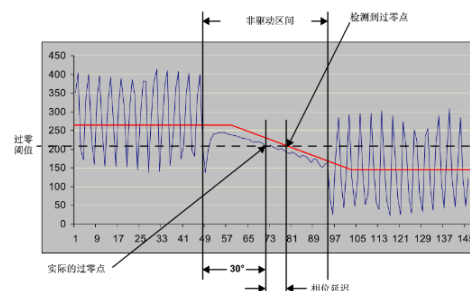
右图为将反电动势转换为霍尔元件输出波形的仿真图，EA/EB/EC为电机的三相线，三路EMF\_HA/HB/HC 信号可以直接替换 原来有感方波 BLDC 的霍尔信号，实现无感，减少电机引出的信号线，只三根三相电机线。

也可以通过MCU和ADC采集三相电压取平均得到中点电压，然后再与三路相电压比较得到磁估计位置。



反电动势法仅适合非位置控制、非低速、无较大负载突变场景

- 大纹波，需要滤波 (硬件或软件)。
- 过零点检测可能比理想点提前或延迟 (如下图)，高要求场景 可以/需要 进行补偿，来更精确的调整换向时刻。一般来说，高速时检测更精准，低速时延迟较大。
- 自启动问题需要对待；有最小速度限制。
- 大的负载突变可能会失锁。



方波 BLDC 的问题：磁场方向只有六个方向，切换磁场方向时不连续，硬切 (所以是方波/梯形波)，换向时电流突变、转矩脉动较大，铁损较高，电机旋转的抖动、转速稳定性、噪声等性能欠佳。



方波 BLDC 控制器、双环控制框图

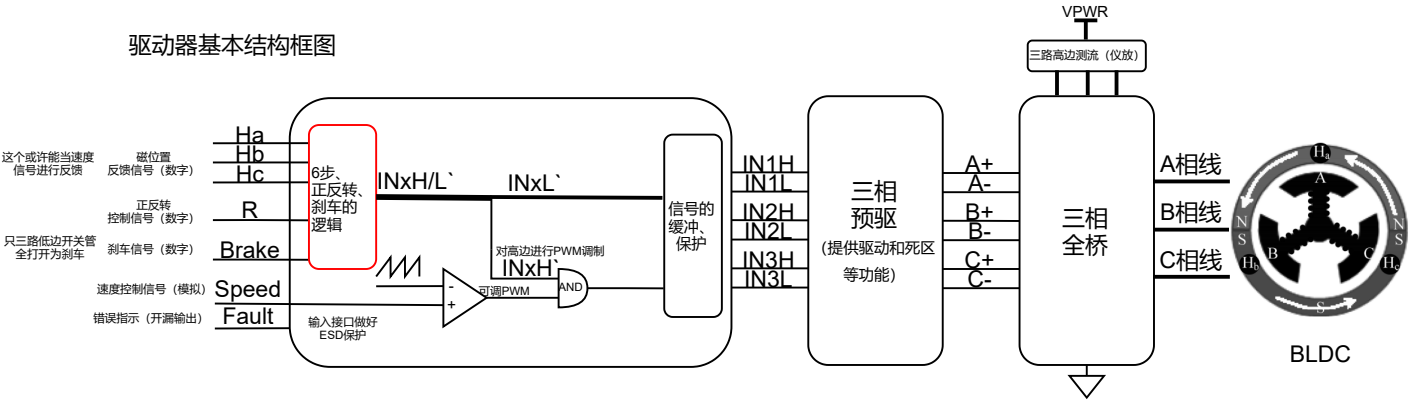
一个完整的真值表，填好该表，简易的方波 BLDC 也就相当于完成了

注：具体逻辑和仿真见“【方波BLDC-6步法-有、无感 Multisim 仿真】”文件夹里

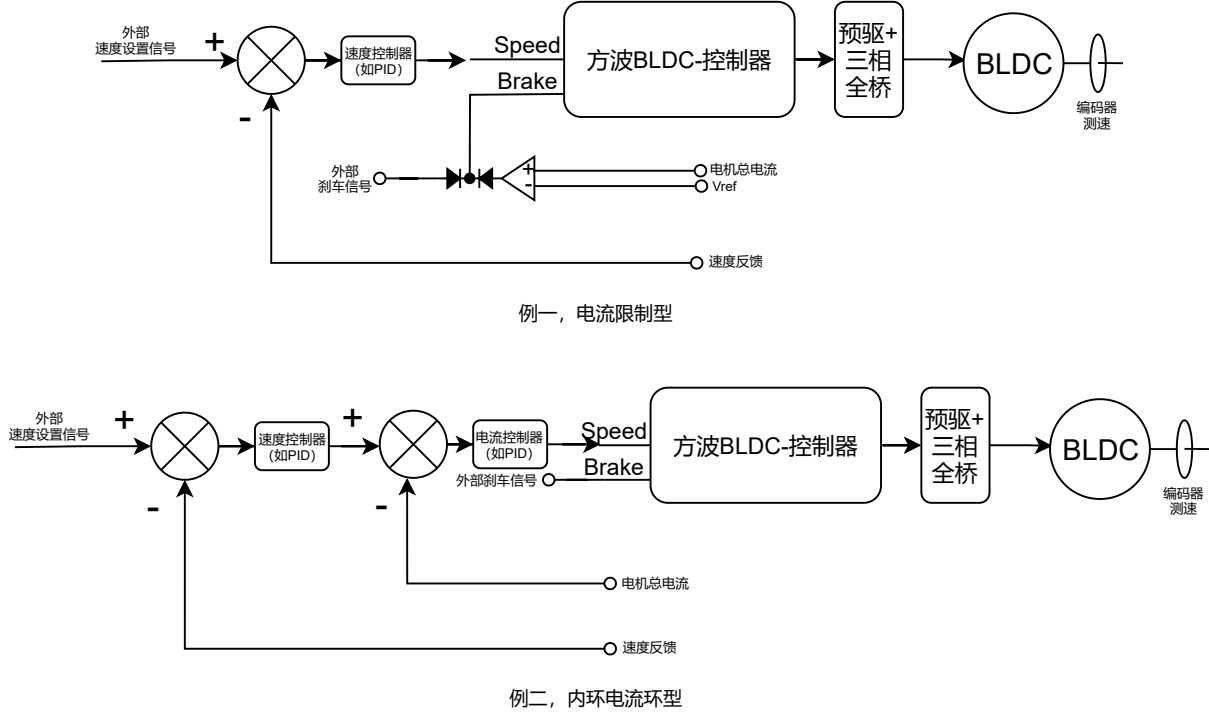
BLDC的6步逻辑控制器真值表框架									
输入			输出						
Brake-刹车	R-正反转	Hall/EMF 信号 (A/B/C)	A+	A-	B+	B-	C+	C-	Fault 错误指示
0	1	001							0
		101							
		100							
		110							
		010							
		011							
	0	011							
		010							
		110							
		100							
		101							
		001							
	x	其它所有情况	0	1	0	1	0	1	1
1	x	xxx	0	1	0	1	0	1	1

注：低边开关管全导通，高边开关管全关

驱动器基本结构框图



双环结构示例-内环电流环、外环速度环

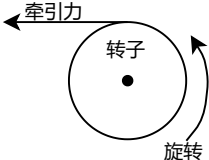


可以看出，无感 方波 BLDC 是硬件最精简、软件较复杂的。



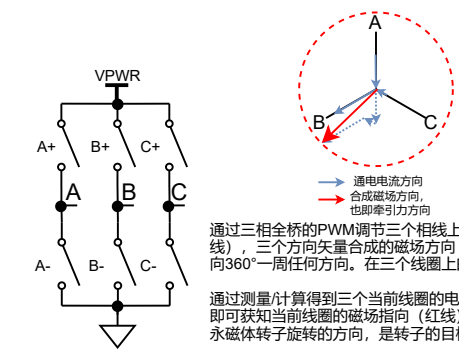
对于用于 PMSM 的 FOC 法，FOC 旨在通过精确地控制磁场大小与方向，使得电机的运动转矩平稳、噪声小、效率高，并且具有高速的动态响应。

FOC法-正弦波——反电动势为正弦波，适用于 PMSM（永磁同步电机），可磁方向全向矢量合成（磁场导向控制 FOC）

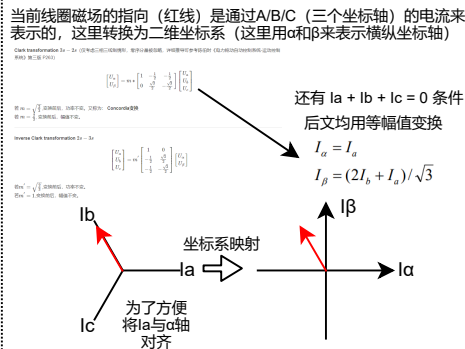


为实现磁场指向的全向矢量合成，磁场指向可连续、均匀的旋转，从而牵引永磁体也更均匀连续的旋转；  
尽量保证线圈磁场指向 一直 与永磁体磁场垂直，保证转矩最大且恒定，很小的转矩脉动。

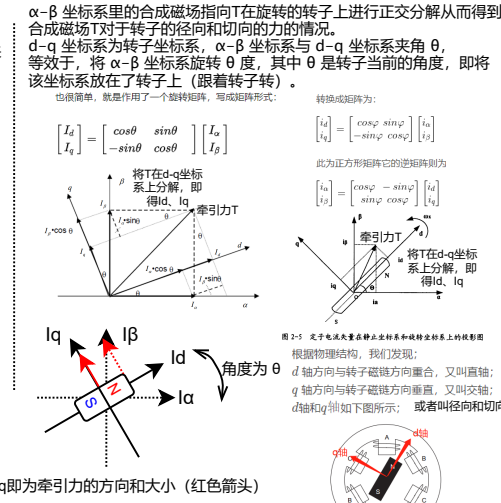
一、任意方向磁场合成原理



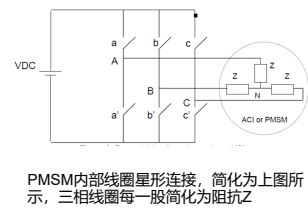
二、转换为人熟悉的二维坐标系 (Clark变换)



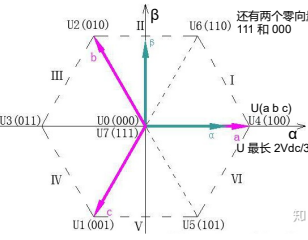
三、将这个牵引力向量在转子坐标系上矢量分解，从而知道这个牵引力对转子上的作用情况(Iq Id) (Park变换)



四、用三相全桥合成全向磁场 (SVPWM 技术)



根据上表，可以构出非PWM调制时候的6个基本合成磁场方向，如下图，并划分出6个分区。  
注意图中标出 001 的矢量方向与实际相反，这样的规定更直观一些，实际转个180°就行了。



即电机任意一相到电机中性点之间电压范围为-2/3Udc~2/3Udc

Table 1. Device on/off patterns and resulting instantaneous voltages of a 3-phase power inverter

c	b	a	V <sub>AN</sub>	V <sub>BN</sub>	V <sub>CN</sub>	V <sub>AB</sub>	V <sub>BC</sub>	V <sub>CA</sub>
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	2V <sub>dc</sub> /3	-V <sub>dc</sub> /3	-V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub>	0	-V <sub>dc</sub>
0	1	0	-V <sub>dc</sub> /3	2V <sub>dc</sub> /3	-V <sub>dc</sub> /3	-V <sub>dc</sub>	V <sub>dc</sub>	0
0	1	1	V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub> /3	-2V <sub>dc</sub> /3	0	V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>
1	0	0	-V <sub>dc</sub> /3	-V <sub>dc</sub> /3	2V <sub>dc</sub> /3	0	-V <sub>dc</sub>	V <sub>dc</sub>
1	0	1	V <sub>dc</sub> /3	-2V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>	0
1	1	0	-2V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub> /3	-V <sub>dc</sub>	0	V <sub>dc</sub>
1	1	1	0	0	0	0	0	0

Table 1. Device on/off patterns and resulting instantaneous voltages of a 3-phase power inverter

在三相全桥的开关状态共8种（先不考虑PWM调制），每一种情况如下表（V<sub>AN</sub>表示 A 点到 N（线圈中心连接点）之间的电压，即相电压）

Table 1. Device on/off patterns and resulting instantaneous voltages of a 3-phase power inverter

c	b	a	V <sub>AN</sub>	V <sub>BN</sub>	V <sub>CN</sub>	V <sub>AB</sub>	V <sub>BC</sub>	V <sub>CA</sub>
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	2V <sub>dc</sub> /3	-V <sub>dc</sub> /3	-V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub>	0	-V <sub>dc</sub>
0	1	0	-V <sub>dc</sub> /3	2V <sub>dc</sub> /3	-V <sub>dc</sub> /3	-V <sub>dc</sub>	V <sub>dc</sub>	0
0	1	1	V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub> /3	-2V <sub>dc</sub> /3	0	V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>
1	0	0	-V <sub>dc</sub> /3	-V <sub>dc</sub> /3	2V <sub>dc</sub> /3	0	-V <sub>dc</sub>	V <sub>dc</sub>
1	0	1	V <sub>dc</sub> /3	-2V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>	0
1	1	0	-2V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub> /3	-V <sub>dc</sub>	0	V <sub>dc</sub>
1	1	1	0	0	0	0	0	0

Table 1. Device on/off patterns and resulting instantaneous voltages of a 3-phase power inverter

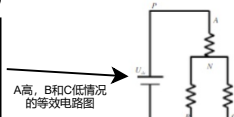
在 A/B/C 三相坐标系下的三个相电压与 α-β 二维坐标系之间有关系（就是Clark变换）  
 $V_{\alpha\beta} = V_{AB}$   
 $V_{\alpha\beta} = (2V_{dc}/3) \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix}$   
关系表如下图，可知矢量最长为 2V<sub>dc</sub>/3

Table 1. Device on/off patterns and resulting instantaneous voltages of a 3-phase power inverter

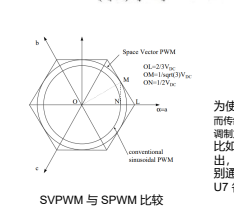
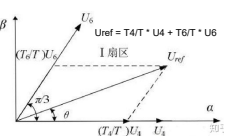
c	b	a	V <sub>AN</sub>	V <sub>BN</sub>	V <sub>CN</sub>	V <sub>AB</sub>	V <sub>BC</sub>	V <sub>CA</sub>
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	2V <sub>dc</sub> /3	-V <sub>dc</sub> /3	-V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub>	0	-V <sub>dc</sub>
0	1	0	-V <sub>dc</sub> /3	2V <sub>dc</sub> /3	-V <sub>dc</sub> /3	-V <sub>dc</sub>	V <sub>dc</sub>	0
0	1	1	V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub> /3	-2V <sub>dc</sub> /3	0	V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>
1	0	0	-V <sub>dc</sub> /3	-V <sub>dc</sub> /3	2V <sub>dc</sub> /3	0	-V <sub>dc</sub>	V <sub>dc</sub>
1	0	1	V <sub>dc</sub> /3	-2V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>	0
1	1	0	-2V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub> /3	-V <sub>dc</sub>	0	V <sub>dc</sub>
1	1	1	0	0	0	0	0	0

Table 1. Device on/off patterns and resulting instantaneous voltages of a 3-phase power inverter

即电机任意一相到电机中性点之间电压范围为-2/3Udc~2/3Udc



这6个方向，每两个之间的部分，通过调节该区间的两端的指向各自在一个周期内占用的时间实现。



开始合成，比如左图，先知道目标指向 U<sub>ref</sub> 在区间 1，然后将其在 U<sub>4</sub> 和 U<sub>6</sub> 两轴上做矢量分解，即向两个轴投影，两个投影长度即一个周期内两个方向所占用的百分比，一个周期内还剩下的时间让两个零向量 U<sub>0</sub> 和 U<sub>7</sub> 各取一半，计算如下。

为减少开关频次，一半采用7段式SVPWM切换顺序表，PWM均为中心对齐

U <sub>ref</sub> 所在的位置	开关切换顺序	三相续流图
1区 (0°~60°)	U4-U6-U7-U0-U4	
2区 (60°~120°)	U6-U7-U0-U4-U6	

这里只说最简单的原理  
U<sub>4</sub> 为 100，取反 011 占 1/2，  
U<sub>6</sub> 为 110，取反 001 占 1/2，  
U<sub>0</sub> 为 000 占 0，U<sub>7</sub> 为 111 占 0  
合起来就是：  
A 相线上占空比为 0  
B 相线上占空比为 1/2  
C 相线上占空比为 1  
三相信上就这么给 PWM 即可  
而且 PWM 都要中心对齐  
实际上，得出只调制两路，而有一路为 0（即不用 U<sub>7</sub> 向量），为五段式 SVPWM，一般都采用七段式（使用全部八个向量），二者比较可另查

为使用 T<sub>4</sub>+T<sub>6</sub>≤T，有ms1，则 |U<sub>ref</sub>| ≤ 1/3 U<sub>dc</sub>，即其不超过 0.577倍 U<sub>dc</sub>。而传统的 PWM/SPWM 方法可以输出的相电压峰值为 U<sub>dc</sub>/2，从而可以得出空间矢量脉宽调制方法输出的相电压高于传统方法所得到的（高出 (1/3)/(1/2) - 1 = 15%）。  
比如 U<sub>ref</sub> 为 U<sub>dc</sub>/3 且与 α 轴为 30°（在区间 1 的二分线上），可以算出，T<sub>4</sub> 和 T<sub>6</sub> 均为 1/2，如果周期为 T，那么在一个周期内，两个方向分别通电 T\*(1/2)，该周期内还剩下的时间为 T - T，则让两个零向量 U<sub>0</sub> 和 U<sub>7</sub> 各取其一（没有），右边继续计算三个相线上的占空比

自然在电流反馈过程中m位置增大m内附了附能大附能大。

而等量分配的时间为：T<sub>4</sub> = T<sub>6</sub> = (T - T<sub>4</sub> - T<sub>6</sub>)

为使用 T<sub>4</sub>+T<sub>6</sub>≤T，有ms1，则 |U<sub>ref</sub>| ≤ 1/3 U<sub>dc</sub>，即其不超过 0.577倍 U<sub>dc</sub>。而传统的 PWM/SPWM 方法可以输出的相电压峰值为 U<sub>dc</sub>/2，从而可以得出空间矢量脉宽调制方法输出的相电压高于传统方法所得到的（高出 (1/3)/(1/2) - 1 = 15%）。  
比如 U<sub>ref</sub> 为 U<sub>dc</sub>/3 且与 α 轴为 30°（在区间 1 的二分线上），可以算出，T<sub>4</sub> 和 T<sub>6</sub> 均为 1/2，如果周期为 T，那么在一个周期内，两个方向分别通电 T\*(1/2)，该周期内还剩下的时间为 T - T，则让两个零向量 U<sub>0</sub> 和 U<sub>7</sub> 各取其一（没有），右边继续计算三个相线上的占空比

自然在电流反馈过程中m位置增大m内附了附能大附能大。

而等量分配的时间为：T<sub>4</sub> = T<sub>6</sub> = (T - T<sub>4</sub> - T<sub>6</sub>)

为使用 T<sub>4</sub>+T<sub>6</sub>≤T，有ms1，则 |U<sub>ref</sub>| ≤ 1/3 U<sub>dc</sub>，即其不超过 0.577倍 U<sub>dc</sub>。而传统的 PWM/SPWM 方法可以输出的相电压峰值为 U<sub>dc</sub>/2，从而可以得出空间矢量脉宽调制方法输出的相电压高于传统方法所得到的（高出 (1/3)/(1/2) - 1 = 15%）。  
比如 U<sub>ref</sub> 为 U<sub>dc</sub>/3 且与 α 轴为 30°（在区间 1 的二分线上），可以算出，T<sub>4</sub> 和 T<sub>6</sub> 均为 1/2，如果周期为 T，那么在一个周期内，两个方向分别通电 T\*(1/2)，该周期内还剩下的时间为 T - T，则让两个零向量 U<sub>0</sub> 和 U<sub>7</sub> 各取其一（没有），右边继续计算三个相线上的占空比

自然在电流反馈过程中m位置增大m内附了附能大附能大。

而等量分配的时间为：T<sub>4</sub> = T<sub>6</sub> = (T - T<sub>4</sub> - T<sub>6</sub>)

为使用 T<sub>4</sub>+T<sub>6</sub>≤T，有ms1，则 |U<sub>ref</sub>| ≤ 1/3 U<sub>dc</sub>，即其不超过 0.577倍 U<sub>dc</sub>。而传统的 PWM/SPWM 方法可以输出的相电压峰值为 U<sub>dc</sub>/2，从而可以得出空间矢量脉宽调制方法输出的相电压高于传统方法所得到的（高出 (1/3)/(1/2) - 1 = 15%）。  
比如 U<sub>ref</sub> 为 U<sub>dc</sub>/3 且与 α 轴为 30°（在区间 1 的二分线上），可以算出，T<sub>4</sub> 和 T<sub>6</sub> 均为 1/2，如果周期为 T，那么在一个周期内，两个方向分别通电 T\*(1/2)，该周期内还剩下的时间为 T - T，则让两个零向量 U<sub>0</sub> 和 U<sub>7</sub> 各取其一（没有），右边继续计算三个相线上的占空比

自然在电流反馈过程中m位置增大m内附了附能大附能大。

而等量分配的时间为：T<sub>4</sub> = T<sub>6</sub> = (T - T<sub>4</sub> - T<sub>6</sub>)

为使用 T<sub>4</sub>+T<sub>6</sub>≤T，有ms1，则 |U<sub>ref</sub>| ≤ 1/3 U<sub>dc</sub>，即其不超过 0.577倍 U<sub>dc</sub>。而传统的 PWM/SPWM 方法可以输出的相电压峰值为 U<sub>dc</sub>/2，从而可以得出空间矢量脉宽调制方法输出的相电压高于传统方法所得到的（高出 (1/3)/(1/2) - 1 = 15%）。  
比如 U<sub>ref</sub> 为 U<sub>dc</sub>/3 且与 α 轴为 30°（在区间 1 的二分线上），可以算出，T<sub>4</sub> 和 T<sub>6</sub> 均为 1/2，如果周期为 T，那么在一个周期内，两个方向分别通电 T\*(1/2)，该周期内还剩下的时间为 T - T，则让两个零向量 U<sub>0</sub> 和 U<sub>7</sub> 各取其一（没有），右边继续计算三个相线上的占空比

自然在电流反馈过程中m位置增大m内附了附能大附能大。

而等量分配的时间为：T<sub>4</sub> = T<sub>6</sub> = (T - T<sub>4</sub> - T<sub>6</sub>)

为使用 T<sub>4</sub>+T<sub>6</sub>≤T，有ms1，则 |U<sub>ref</sub>| ≤ 1/3 U<sub>dc</sub>，即其不超过 0.577倍 U<sub>dc</sub>。而传统的 PWM/SPWM 方法可以输出的相电压峰值为 U<sub>dc</sub>/2，从而可以得出空间矢量脉宽调制方法输出的相电压高于传统方法所得到的（高出 (1/3)/(1/2) - 1 = 15%）。  
比如 U<sub>ref</sub> 为 U<sub>dc</sub>/3 且与 α 轴为 30°（在区间 1 的二分线上），可以算出，T<sub>4</sub> 和 T<sub>6</sub> 均为 1/2，如果周期为 T，那么在一个周期内，两个方向分别通电 T\*(1/2)，该周期内还剩下的时间为 T - T，则让两个零向量 U<sub>0</sub> 和 U<sub>7</sub> 各取其一（没有），右边继续计算三个相线上的占空比

自然在电流反馈过程中m位置增大m内附了附能大附能大。

而等量分配的时间为：T<sub>4</sub> = T<sub>6</sub> = (T - T<sub>4</sub> - T<sub>6</sub>)

为使用 T<sub>4</sub>+T<sub>6</sub>≤T，有ms1，则 |U<sub>ref</sub>| ≤ 1/3 U<sub>dc</sub>，即其不超过 0.577倍 U<sub>dc</sub>。而传统的 PWM/SPWM 方法可以输出的相电压峰值为 U<sub>dc</sub>/2，从而可以得出空间矢量脉宽调制方法输出的相电压高于传统方法所得到的（高出 (1/3)/(1/2) - 1 = 15%）。  
比如 U<sub>ref</sub> 为 U<sub>dc</sub>/3 且与 α 轴为 30°（在区间 1 的二分线上），可以算出，T<sub>4</sub> 和 T<sub>6</sub> 均为 1/2，如果周期为 T，那么在一个周期内，两个方向分别通电 T\*(1/2)，该周期内还剩下的时间为 T - T，则让两个零向量 U<sub>0</sub> 和 U<sub>7</sub> 各取其一（没有），右边继续计算三个相线上的占空比

自然在电流反馈过程中m位置增大m内附了附能大附能大。

而等量分配的时间为：T<sub>4</sub> = T<sub>6</sub> = (T - T<sub>4</sub> - T<sub>6</sub>)

为使用 T<sub>4</sub>+T<sub>6</sub>≤T，有ms1，则 |U<sub>ref</sub>| ≤ 1/3 U<sub>dc</sub>，即其不超过 0.577倍 U<sub>dc</sub>。而传统的 PWM/SPWM 方法可以输出的相电压峰值为 U<sub>dc</sub>/2，从而可以得出空间矢量脉宽调制方法输出的相电压高于传统方法所得到的（高出 (1/3)/(1/2) - 1 = 15%）。  
比如 U<sub>ref</sub> 为 U<sub>dc</sub>/3 且与 α 轴为 30°（在区间 1 的二分线上），可以算出，T<sub>4</sub> 和 T<sub>6</sub> 均为 1/2，如果周期为 T，那么在一个周期内，两个方向分别通电 T\*(1/2)，该周期内还剩下的时间为 T - T，则让两个零向量 U<sub>0</sub> 和 U<sub>7</sub> 各取其一（没有），右边继续计算三个相线上的占空比

自然在电流反馈过程中m位置增大m内附了附能大附能大。

而等量分配的时间为：T<sub>4</sub> = T<sub>6</sub> = (T - T<sub>4</sub> - T<sub>6</sub>)

为使用 T<sub>4</sub>+T<sub>6</sub>≤T，有ms1，则 |U<sub>ref</sub>| ≤ 1/3 U<sub>dc</sub>，即其不超过 0.577倍 U<sub>dc</sub>。而传统的 PWM/SPWM 方法可以输出的相电压峰值为 U<sub>dc</sub>/2，从而可以得出空间矢量脉宽调制方法输出的相电压高于传统方法所得到的（高出 (1/3)/(1/2) - 1 = 15%）。  
比如 U<sub>ref</sub> 为 U<sub>dc</sub>/3 且与 α 轴为 30°（在区间 1 的二分线上），可以算出，T<sub>4</sub> 和 T<sub>6</sub> 均为 1/2，如果周期为 T，那么在一个周期内，两个方向分别通电 T\*(1/2)，该周期内还剩下的时间为 T - T，则让两个零向量 U<sub>0</sub> 和 U<sub>7</sub> 各取其一（没有），右边继续计算三个相线上的占空比

自然在电流反馈过程中m位置增大m内附了附能大附能大。

而等量分配的时间为：T<sub>4</sub> = T<sub>6</sub> = (T - T<sub>4</sub> - T<sub>6</sub>)

为使用 T<sub>4</sub>+T<sub>6</sub>≤T，有ms1，则 |U<sub>ref</sub>| ≤ 1/3 U<sub>dc</sub>，即其不超过 0.577倍 U<sub>dc</sub>。而传统的 PWM/SPWM 方法可以输出的相电压峰值为 U<sub>dc</sub>/2，从而可以得出空间矢量脉宽调制方法输出的相电压高于传统方法所得到的（高出 (1/3)/(1/2) - 1 = 15%）。  
比如 U<sub>ref</sub> 为 U<sub>dc</sub>/3 且与 α 轴为 30°（在区间 1 的二分线上），可以算出，T<sub>4</sub> 和 T<sub>6</sub> 均为 1/2，如果周期为 T，那么在一个周期内，两个方向分别通电 T\*(1/2)，该周期内还剩下的时间为 T - T，则让两个零向量 U<sub>0</sub> 和 U<sub>7</sub> 各取其一（没有），右边继续计算三个相线上的占空比

自然在电流反馈过程中m位置增大m内附了附能大附能大。

而等量分配的时间为：T<sub>4</sub> = T<sub>6</sub> = (T - T<sub>4</sub> - T<sub>6</sub>)

为使用 T<sub>4</sub>+T<sub>6</sub>≤T，有ms1，则 |U<sub>ref</sub>| ≤ 1/3 U<sub>dc</sub>，即其不超过 0.577倍 U<sub>dc</sub>。而传统的 PWM/SPWM 方法可以输出的相电压峰值为 U<sub>dc</sub>/2，从而可以得出空间矢量脉宽调制方法输出的相电压高于传统方法所得到的（高出 (1/3)/(1/2) - 1 = 15%）。  
比如 U<sub>ref</sub> 为 U<sub>dc</sub>/3 且与 α 轴为 30°（在区间 1 的二分线上），可以算出，T<sub>4</sub> 和 T<sub>6</sub> 均为 1/2，如果周期为 T，那么在一个周期内，两个方向分别通电 T\*(1/2)，该周期内还剩下的时间为 T - T，则让两个零向量 U<sub>0</sub> 和 U<sub>7</sub> 各取其一（没有），右边继续计算三个相线上的占空比

自然在电流反馈过程中m位置增大m内附了附能大附能大。

而等量分配的时间为：T<sub>4</sub> = T<sub>6</sub> = (T - T<sub>4</sub> - T<sub>6</sub>)

为使用 T<sub>4</sub>+T<sub>6</sub>≤T，有ms1，则 |U<sub>ref</sub>| ≤ 1/3 U<sub>dc</sub>，即其不超过 0.577倍 U<sub>dc</sub>。而传统的 PWM/SPWM 方法可以输出的相电压峰值为 U<sub>dc</sub>/2，从而可以得出空间矢量脉宽调制方法输出的相电压高于传统方法所得到的（高出 (1/3)/(1/2) - 1 = 15%）。  
比如 U<sub>ref</sub> 为 U<sub>dc</sub>/3 且与 α 轴为 30°（在区间 1 的二分线上），可以算出，T<sub>4</sub> 和 T<sub>6</sub> 均为 1/2，如果周期为 T，那么在一个周期内，两个方向分别通电 T\*(1/2)，该周期内还剩下的时间为 T - T，则让两个零向量 U<sub>0</sub> 和 U<sub>7</sub> 各取其一（没有），右边继续计算三个相线上的占空比

自然在电流反馈过程中m位置增大m内附了附能大附能大。

而等量分配的时间为：T<sub>4</sub> = T<sub>6</sub> = (T - T<sub>4</sub> - T<sub>6</sub>)

为使用 T<sub>4</sub>+T<sub>6</sub>≤T，有ms1，则 |U<sub>ref</sub>| ≤ 1/3 U<sub>dc</sub>，即其不超过 0.577倍 U<sub>dc</sub>。而传统的 PWM/SPWM 方法可以输出的相电压峰值为 U<sub>dc</sub>/2，从而可以得出空间矢量脉宽调制方法输出的相电压高于传统方法所得到的（高出 (1/3)/(1/2) - 1 = 15%）。  
比如 U<sub>ref</sub> 为 U<sub>dc</sub>/3 且与 α 轴为 30°（在区间 1 的二分线上），可以算出，T<sub>4</sub> 和 T<sub>6</sub> 均为 1/2，如果周期为 T，那么在一个周期内，两个方向分别通电 T\*(1/2)，该周期内还剩下的时间为 T - T，则让两个零向量 U<sub>0</sub> 和 U<sub>7</sub> 各取其一（没有），右边继续计算三个相线上的占空比

自然在电流反馈过程中m位置增大m内附了附能大附能大。

而等量分配的时间为：T<sub>4</sub> = T<sub>6</sub> = (T - T<sub>4</sub> - T<sub>6</sub>)

为使用 T<sub>4</sub>+T<sub>6</sub>≤T，有ms1，则 |U<sub>ref</sub>| ≤ 1/3 U<sub>dc</sub>，即其不超过 0.577倍 U<sub>dc</sub>。而传统的 PWM/SPWM 方法可以输出的相电压峰值为 U<sub>dc</sub>/2，从而可以得出空间矢量脉宽调制方法输出的相电压高于传统方法所得到的（高出 (1/3)/(1/2) - 1 = 15%）。  
比如 U<sub>ref</sub> 为 U<sub>dc</sub>/3 且与 α 轴为 30°（在区间 1 的二分线上），可以算出，T<sub>4</sub> 和 T<sub>6</sub> 均为 1/2，如果周期为 T，那么在一个周期内，两个方向分别通电 T\*(1/2)，该周期内还剩下的时间为 T - T，则让两个零向量 U<sub>0</sub> 和 U<sub>7</sub> 各取其一（没有），右边继续计算三个相线上的占空比

自然在电流反馈过程中m位置增大m内附了附能大附能大。

而等量分配的时间为：T<sub>4</sub> = T<sub>6</sub> = (T - T<sub>4</sub> - T<sub>6</sub>)

为使用 T<sub>4</sub>+T<sub>6</sub>≤T，有ms1，则 |U<sub>ref</sub>| ≤ 1/3 U<sub>dc</sub>，即其不超过 0.577倍 U<sub>dc</sub>。而传统的 PWM/SPWM 方法可以输出的相电压峰值为 U<sub>dc</sub>/2，从而可以得出空间矢量脉宽调制方法输出的相电压高于传统方法所得到的（高出 (1/3)/(1/2) - 1 = 15%）。  
比如 U<sub>ref</sub> 为 U<sub>dc</sub>/3 且与 α 轴为 30°（在区间 1 的二分线上），可以算出，T<sub>4</sub> 和 T<sub>6</sub> 均为 1/2，如果周期为 T，那么在一个周期内，两个方向分别通电 T\*(1/2)，该周期内还剩下的时间为 T - T，则让两个零向量 U<sub>0</sub> 和 U<sub>7</sub> 各取其一（没有），右边继续计算三个相线上的占空比

自然在电流反馈过程中m位置增大m内附了附能大附能大。

而等量分配的时间为：T<sub>4</sub> = T<sub>6</sub> = (T - T<sub>4</sub> - T<sub>6</sub>)

为使用 T<sub>4</sub>+T<sub>6</sub>≤T，有ms1，则 |U<sub>ref</sub>| ≤ 1/3 U<sub>dc</sub>，即其不超过 0.577倍 U<sub>dc</sub>。而传统的 PWM/SPWM 方法可以输出的相电压峰值为 U<sub>dc</sub>/2，从而可以得出空间矢量脉宽调制方法输出的相电压高于传统方法所得到的（高出 (1/3)/(1/2) - 1 = 15%）。  
比如 U<sub>ref</sub> 为 U<sub>dc</sub>/3 且与 α 轴为 30°（在区间 1 的二分线上），可以算出，T<sub>4</sub> 和 T<sub>6</sub> 均为 1/2，如果周期为 T，那么在一个周期内，两个方向分别通电 T\*(1/2)，该周期内还剩下的时间为 T - T，则让两个零向量 U<sub>0</sub> 和 U<sub>7</sub> 各取其一（没有），右边继续计算三个相线上的占空比

自然在电流反馈过程中m位置增大m内附了附能大附能大。

而等量分配的时间为：T<sub>4</sub> = T<sub>6</sub> = (T - T<sub>4</sub> - T<sub>6</sub>)

为使用 T<sub>4</sub>+T<sub>6</sub>≤T，有ms1，则 |U<sub>ref</sub>| ≤ 1/3 U<sub>dc</sub>，即其不超过 0.577倍 U<sub>dc</sub>。而传统的 PWM/SPWM 方法可以输出的相电压峰值为 U<sub>dc</sub>/2，从而可以得出空间矢量脉宽调制方法输出的相电压高于传统方法所得到的（高出 (1/3)/(1/2) - 1 = 15%）。  
比如 U<sub>ref</sub> 为 U<sub>dc</sub>/3 且与 α 轴为 30°（在区间 1 的二分线上），可以算出，T<sub>4</sub> 和 T<sub>6</sub> 均为 1/2，如果周期为 T，那么在一个周期内，两个方向分别通电 T\*(1/2)，该周期内还剩下的时间为 T - T，则让两个零向量 U<sub>0</sub> 和 U<sub>7</sub> 各取其一（没有），右边继续计算三个相线上的占空比

自然在电流反馈过程中m位置增大m内附了附能大附能大。

而等量分配的时间为：T<sub>4</sub> = T<sub>6</sub> = (T - T<sub>4</sub> - T<sub>6</sub>)

为使用 T<sub>4</sub>+T<sub>6</sub>≤T，有ms1，则 |U<sub>ref</sub>| ≤ 1/3 U<sub>dc</sub>，即其不超过 0.577倍 U<sub>dc</sub>。而传统的 PWM/SPWM 方法可以输出的相电压峰值为 U<sub>dc</sub>/2，从而可以得出空间矢量脉宽调制方法输出的相电压高于传统方法所得到的（高出 (1/3)/(1/2) - 1 = 15%）。  
比如 U<sub>ref</sub> 为 U<sub>dc</sub>/3 且与 α 轴为 30°（在区间 1 的二分线上），可以算出，T<sub>4</sub> 和 T<sub>6</sub> 均为 1/2，如果周期为 T，那么在一个周期内，两个方向分别通电 T\*(1/2)，该周期内还剩下的时间为 T - T，则让两个零向量 U<sub>0</sub> 和 U<sub>7</sub> 各取其一（没有），右边继续计算三个相线上的占空比

自然在电流反馈过程中m位置增大m内附了附能大附能大。

对于 FOC 算法的 详细实操说明

Clark 变换 和 Park 变换 合起来：

Ia/Ib/Ic 变换到 Id/Iq

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ U_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} * \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix}$$

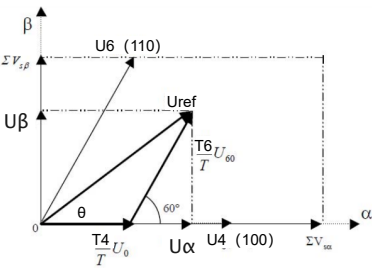
$$\begin{pmatrix} f_{\alpha} \\ f_{\beta} \\ f_0 \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{pmatrix}$$

Id/Iq 变换到 Ia/Ib/Ic

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ U_0 \end{bmatrix}$$

输入：Uα、Uβ，输出：三相线上 PWM 占比 Ta、Tb、Tc

SVPWM 算法实施：SVPWM 算法 也有叫 SVM，有不同的实现方法，可以经过仔细优化和合并精简，这里说明广为流传的、从基本原理理解的一种  
先在 区间 1 上打样



欲用 Uα 和 Uβ 来表示 T4 和 T6（而不是角度θ）

$$T4 = \sqrt{3} * (|Uref|/Udc) * \sin(\pi/3 - \theta) * T$$

$$T6 = \sqrt{3} * (|Uref|/Udc) * \sin(\theta) * T$$

对T4和T6整理化简，由于有  
 $\sin(\theta) * |Uref| = U\beta$ ,  $\cos(\theta) * |Uref| = U\alpha$   
且去掉二者相同的部分，则有  
 $t1 = T4/T = (\sqrt{3}/2) * U\alpha$   
 $t2 = T6/T = U\beta$

这个 t1 和 t2 就可以表示 在区间 1 内 U4 和 U6 两个向量臂上的幅度

按照上面同理来对六个分区分别算 t1 和 t2，会发现 其值只有三种表达式，分别用 X、Y、Z 表示为：

则对于每个分区，遵从下表 根据 X、Y、Z 得出 t1 和 t2：

Sector	U <sub>0</sub> , U <sub>60</sub>	U <sub>60</sub> , U <sub>120</sub>	U <sub>120</sub> , U <sub>180</sub>	U <sub>180</sub> , U <sub>240</sub>	U <sub>240</sub> , U <sub>300</sub>	U <sub>300</sub> , U <sub>0</sub>
t1	-Z	Z	X	-X	-Y	Y
t2	X	Y	Y	Z	-Z	-X

Table 3: t1 and t2 definitions for different sectors in terms of X, Y and Z variables

接下来就是 根据 t1 和 t2 确定 A/B/C 三个相线 上的 电压/占比 或者叫 一个周期 T 内的通电时间 Ta、Tb、Tc

我的思索：

对于 区间1

A B C

U4 1 0 0 → 转180° →

U6 1 1 0

A B C

0 1 1 t1

0 0 1 t2

则 A/B/C 相上 PWM 的 on 的时间

Ta = ta = 0

Tb = tb = t1

Tc = tc = t1 + t2

对于 区间2

A B C

U2 0 1 0 → 转180° →

U6 1 1 0

A B C

1 0 1 t1

0 0 1 t2

则 A/B/C 相上 PWM 的 on 的时间

Ta = tb = t1

Tb = ta = 0

Tc = tc = t1 + t2

对于 区间3

A B C

U2 0 1 0 → 转180° →

U3 0 1 1

A B C

1 0 1 t1

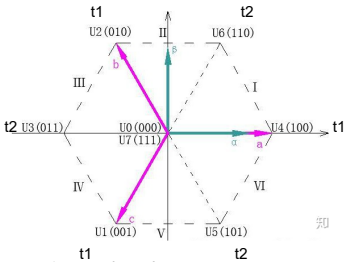
1 0 0 t2

则 A/B/C 相上 PWM 的 on 的时间

Ta = tc = t1 + t2

Tb = ta = 0

Tc = tb = t1



同理推其它区间，可以发现 ta、tb、tc 也只有三种表达式

左边这里导出的是 5段式，没有用 U7(111) 向量，  
要用 U7，则对 ta、tb、tc 都加上一个量 (T-t1-t2)/2，就是右边的 7段式 形式

公共教程：

可以发现 A/B/C 三相线上的 一个周期 T 内的通电时间 Ta、Tb、Tc 只有三种表达式，  
只是遂于每个相线根据不同的区间选择三个中的一个表达式，这三个表达式分别用  
taon、tbon、tcon 表示。

ta = 0

tb = t1

tc = t1 + t2

三者均加上 (T-t1-t2)/2

即变为 右边的 taon、  
tbon、tcon

$$t_{aon} = \frac{T}{2} - t_1 - t_2$$

$$t_{bon} = t_{aon} + t_1$$

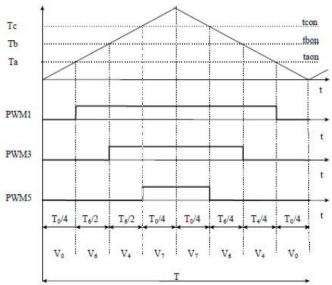
$$t_{con} = t_{bon} + t_2$$

根据 区间 和 t1、t2 确定 A/B/C 三相线上各自的 一个周期 T 内的通电时间 Ta、Tb、Tc

sectors	U <sub>0</sub> , U <sub>60</sub>	U <sub>60</sub> , U <sub>120</sub>	U <sub>120</sub> , U <sub>180</sub>	U <sub>180</sub> , U <sub>240</sub>	U <sub>240</sub> , U <sub>300</sub>	U <sub>300</sub> , U <sub>0</sub>
Ta	taon	tbon	tcon	tcon	tbon	taon
Tb	tbon	taon	taon	tbon	tcon	tcon
Tc	tcon	tcon	tbon	taon	taon	tbon

Table 4: Table Assigning the Right Duty Cycle to the Right Motor Phase

最终 Ta、Tb、Tc 即 为 加在 A、B、C 三相线上的 PWM 一个周期内 on 的时间  
当然，实操的时候还需要各种限幅、归一化等等操作，再输出 中心对齐的 PWM



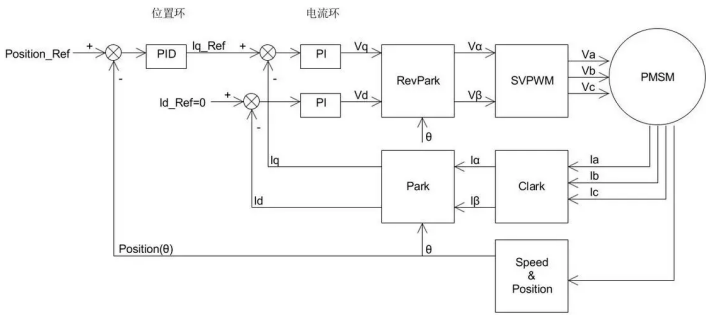
FOC 总结算法步骤：

1. 根据 Uα、Uβ 确定 区间
2. 根据 Uα、Uβ 算 X、Y、Z
3. 根据 X、Y、Z 和 区间 算 t1、t2
4. 根据 t1、t2 和 区间 算 A、B、C 相线上的 PWM 占比
5. PWM 中心对齐 更新输出

FOC 算法实现建议：不用重复造轮子，这个很成熟了，找 开源的 电机驱动库 看看实现、用起来即可。

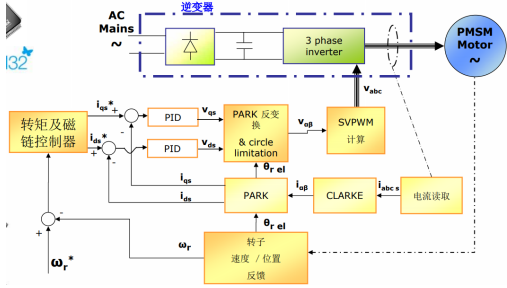


FOC & PMSM 实施的一些说明



如果是位置控制，在加入位置环后，由于转速会很慢而可能导致测速不准，那么可以将速度控制环节拿掉，如右图所示。位置控制器用PID。

FOC 速度控制

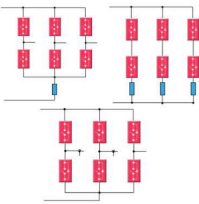


使用FOC法的速度控制框图如右图，前面介绍过弱磁控制以增加最高转速（在额定转速以上工作），因此速度控制器为对 Iq、Id 两个的控制（注意，过大的 -Id 会导致 永磁体退磁）。

转速控制 FOC & PMSM 需要的最基本的电机信息：三相电流、电角度、转子转速  
测 三相电流：下图；  
测 电角度：磁编码器（可以直接获得精确电角度）、3 Hall 元件（直流六个粗略电角度，在软件估计精确电角度）、正交编码器（需要初始位置，再软件估计电角度）；  
测转速：编码器获得（额外增加硬件）、由电角度 通过软件 估算出转速  
  
最全配置（可以用于开发阶段的实验验证）：MCU + MOS预驱 + 三相全桥 + 测量两个相电流（ICS）+ 测量一个总电流 + 磁编码器（精确电角度）+ 正交编码器（精确转速）；  
仅速度控制需求、硬件最省、算法最复杂配置（无感 FOC）：MCU + MOS预驱 + 三相全桥 + 1-Shunt。  
精确位置控制（如云台），则需要再加 磁编码器 等 精确获知位置。

相电流采样支持：

- 1-SHUNT：采样电阻放在DC BUS上  
优点：成本较低  
缺点：电流采样精度可能会带来力矩纹波
- 3-SHUNT：采样电阻放在3个下桥臂上  
优点：电流采样精度高  
缺点：不会有电流纹波产生
- ICS：2个隔离的电流传感器  
优点：放在A/B相绕组上  
适用于相电流较大的场合：无功耗  
成本较高



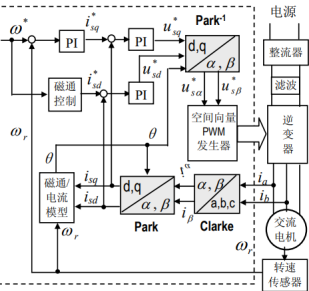
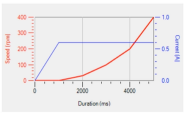
无感 FOC 的几种方法

Sensorless

- 高频注入算法 - HFI
  - 适用于凸极马达（IPMSM, Ld<Lq）
  - 能实现马达转子位置的精确检测，即使在静止或低速下
- State Observer + PLL
  - 基于马达的BEMF，使用相电流及相电压估计马达转子的位置
  - 适用于马达的转速范围：额定转速的5% - 100%
- State Observer + CORDIC

重负载启动控制

- 有传感器模式：
  - Hall信号要求注意角度的连续以及零速检测
- 无传感器模式：
  - 有高频注入算法可以有效启动
  - 无高频注入算法
  - 适当加大定位时间
  - 可以考虑方波启动，然后正弦波运行
  - 增加线电压比例，可以保证低速控制
  - 调整启动曲线



对于三相电流的测量，只需测量两路然后根据和为0算出第三路，也有只测一路电流（再配合当前磁指向等信息）来估计/获知三路电流的；只测一路电流减少硬件BOM。

转子位置的获知（位置获知后可以自然的获取转速），除了绝对光电编码器、磁编码器IC，还可以通过三相电流预估，用自控方法做滑膜观测器等获取转子位置估计值（电角度有了转速也可以软件算出）来参与运算（如左图），但，观测器依赖电机参数，有可能换个电机就不好使了，高频注入法的无感获取电角度更好。若转子位置、速度的传感器均不不用，只取到三相电流（实际通过测两路电流或一路电流），然后根据这些通过观测器获知电角度和速度，那么即 无感 FOC。  
总之，软件、算法仿真、升级，可以不断减少硬件BOM，降低价格。  
可以看出，只测一路电流的无感 FOC 是硬件最精简、软件算法最复杂的。

在 FOC 算法基础上的算法：无传感器位置估算算法、最大电压提速算法（弱磁控制）、顺风启动算法、逆风启动算法、恒功率算法、缺相检测算法等。

驱动器提供的功能、保护要素：

- 功能类：速度控制（+ 巡航、限速功能）、位置控制、刹车、正反转、关机锁死电机（需额外机械部件）、工业级温度范围；低噪声、效率高；刹车、减速 和 下坡滑行 时 电能回收（给电池充电）；片上存储参数、无线/有线 升级/更新 固件/参数 等等。
- 保护类：过流、欠压、过压、过温保护（软件+硬件双重保护）、堵转检测+保护（给控制信号 1~2s 但电机没有转，则断电，等待若干秒才允许再启动）、MOS 短路防飞车（没给控制信号时 MOS 导通就判断 MOS 短路）、上电时 防止 误信号/速度信号未回零 造成上电立马电机启动 或叫 上电防飞车 等等。

