



复旦微电子集团

FUDAN MICROELECTRONICS GROUP

直流无刷电机驱动基础

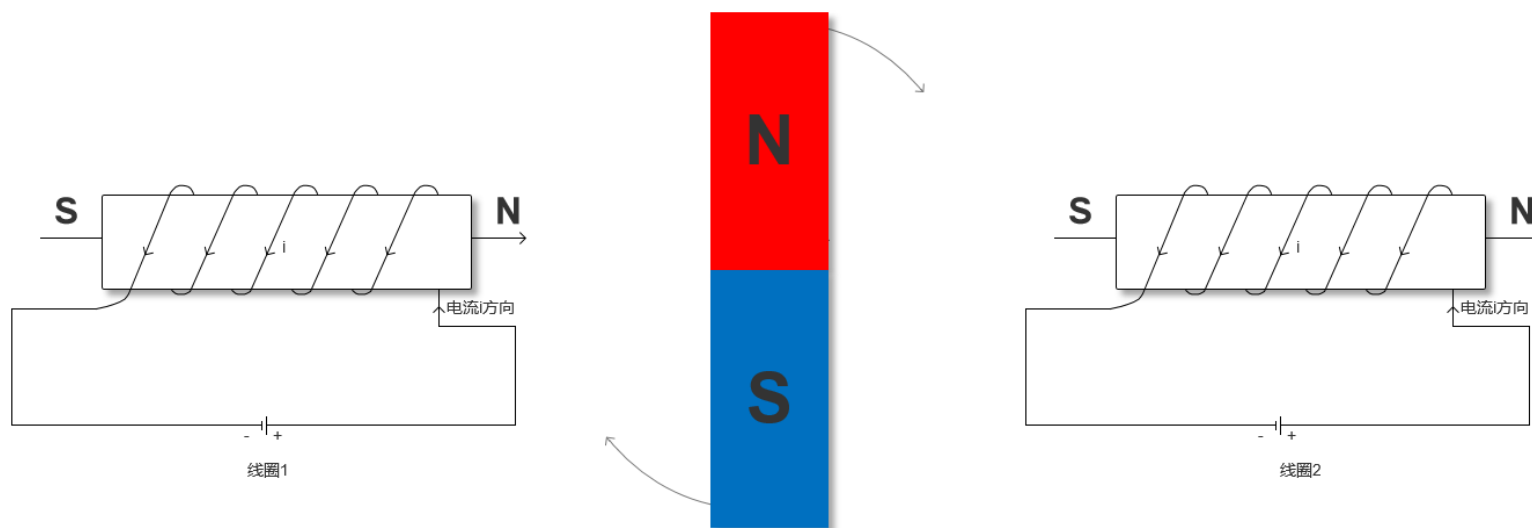


直流电机工作原理



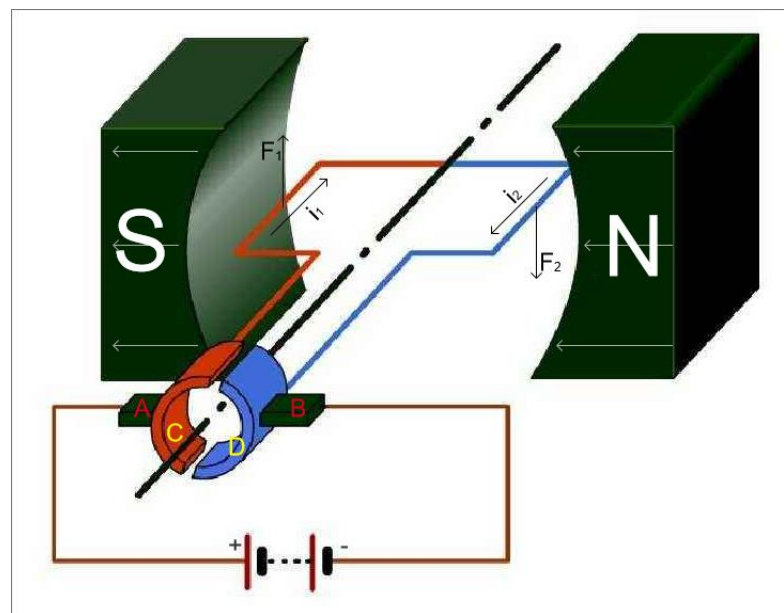
直流模型

我们知道磁铁异性相吸，同性相斥，结合安培定则，下面我们来看一个直流模型，如下图所示。



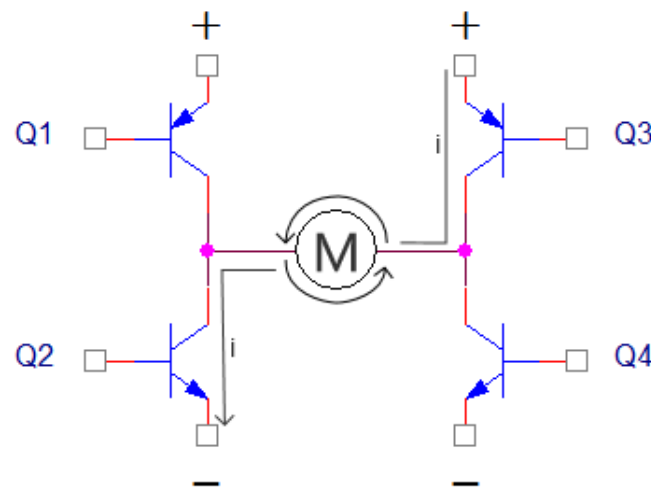
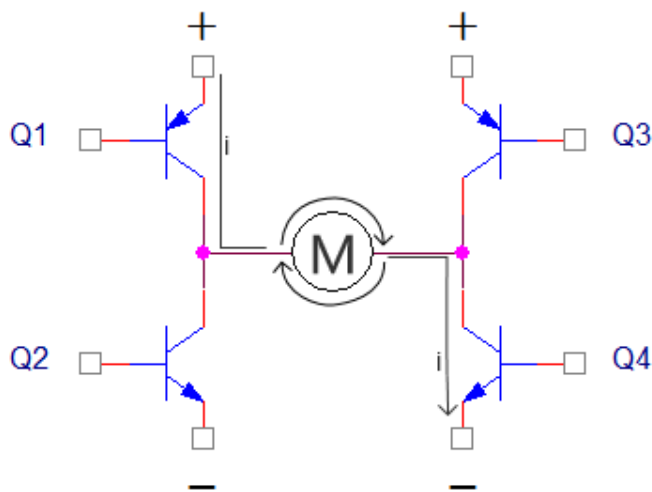
直流有刷电机

直流有刷电机具有结构简单、易于控制、成本低等特点，通电就转。



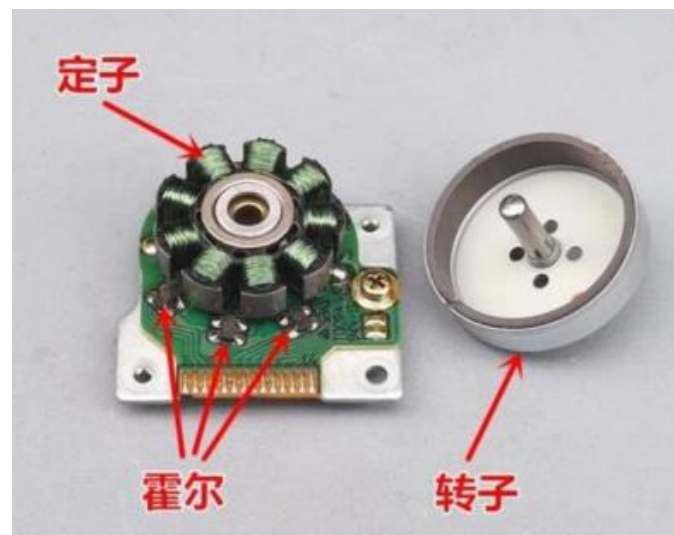
直流有刷电机

为了给电机提供更好的性能，可以使用MOSFET/IGBT 开关对直流有刷电机进行控制，常用的控制电路是H桥驱动电路



直流无刷电机

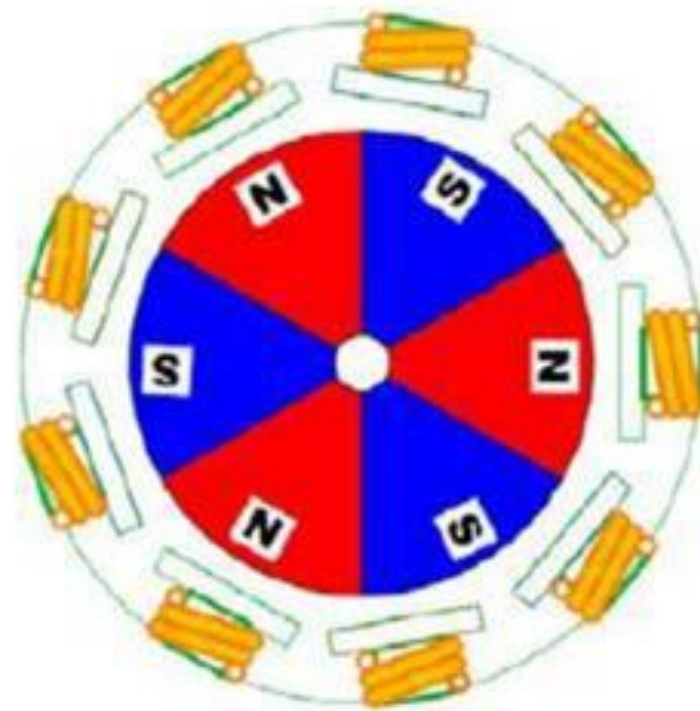
直流无刷电机是没有换向器的直流电机，必须通过无刷控制器才能实现连续不断的运转。



直流无刷电机模型

绕组：绕组就是定子上的线圈，通电后就会形成一定的磁场，从而推动转子旋转。

极数：永磁体的N极和S级的总数。右图的电机就有6极，3对极。电机的绕组和永磁体数量是不一样的。



直流无刷电机模型

机械角度：就是我们实际看到的电机旋转的角度，范围是0-360度。

电角度：磁场每转过一对磁极，导体的电动势变化一个周期，我们定义一个这样的周期为360度电角度。当然，如果电机只有一对磁极，那么电角度和机械角度是一致的。

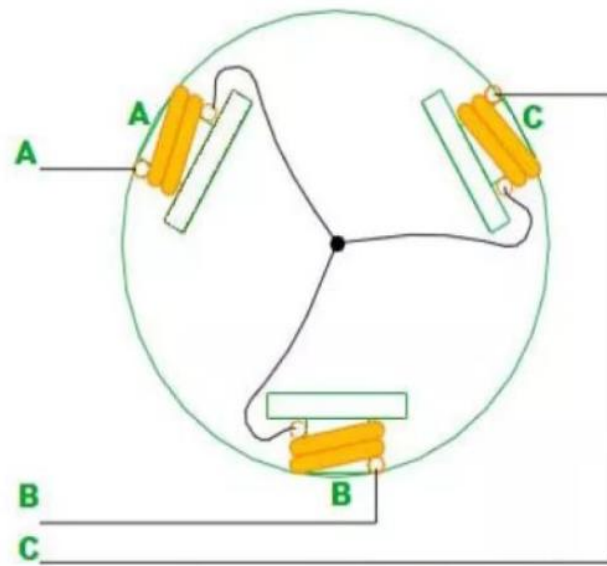
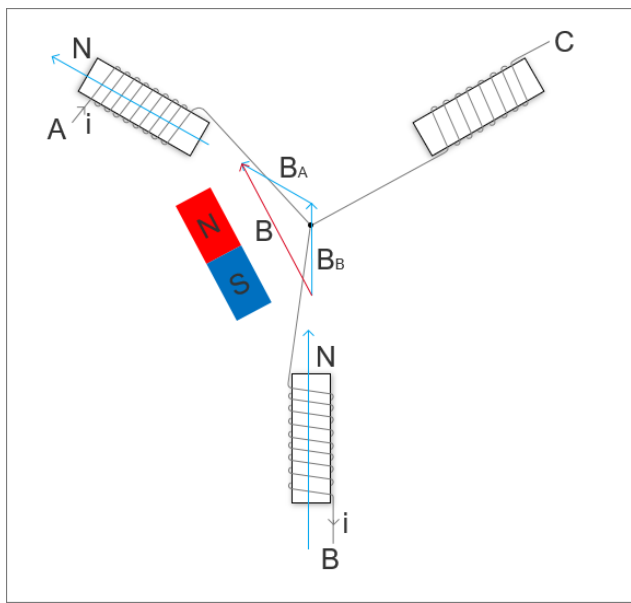
电角度和机械角度的关系可以用如下公式表示：电角度=机械角度*极对数。

如果电机有N对极，那么整个电角度的范围就是0-N*360度。例如3对极，电角度的范围就是0-1080度。

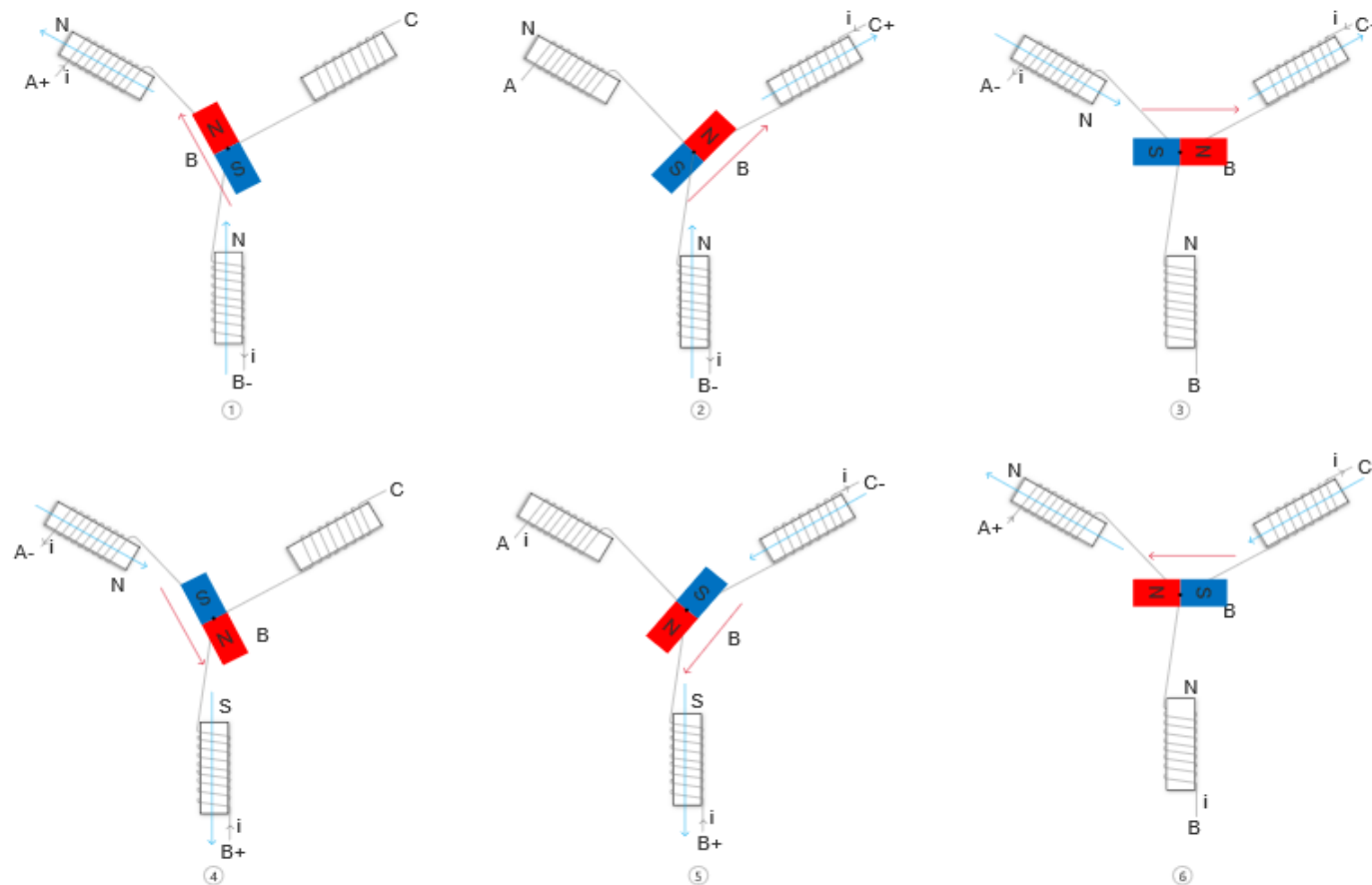


如何产生旋转的磁场

上节我们提到，控制BLDC旋转的根本就是通过绕组产生旋转的磁场带动永磁体旋转，那么如何让磁场旋转起来呢，先看下图：



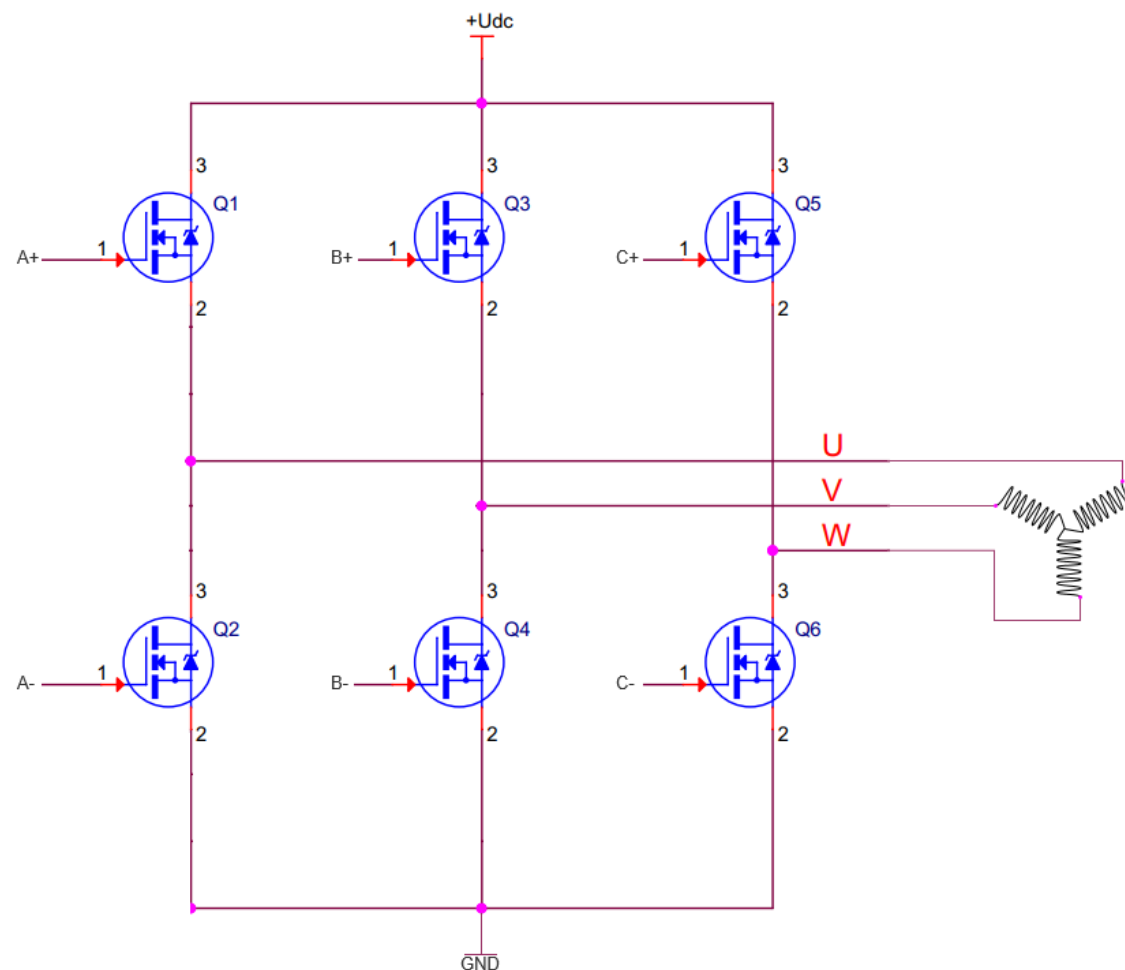
如何产生旋转的磁场



通过图示的方式就
可以让磁场转起来，
带动转子旋转

如何产生旋转的磁场

有了上面的原理分析，我们知道了怎么导通就可以让无刷电机转起来，因为单片机的引脚驱动能力有限，所以在这里我们使用一个叫做三相六臂全桥逆变电路来驱动无刷电机，原理图如下图所示。驱动电路需要考虑开关管的开关频率、开启和关断时间不对称、死区问题等等

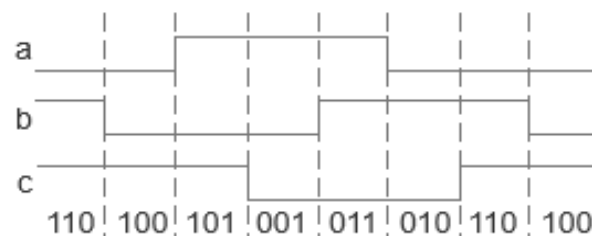
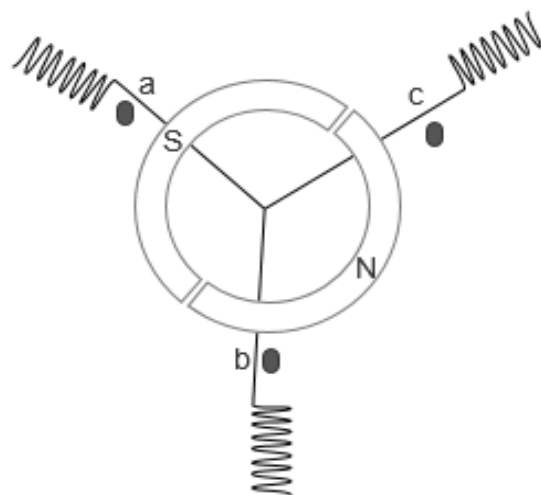


六步方波驱动



I 六步方波驱动

我们再来思考一个问题：在导通一对MOS管之后，我们需要什么时候去切换导通下一对MOS管呢？这个前提就是我们需要知道电机运转到什么位置了。在BLDC中一般采用3个开关型霍尔传感器测量转子的位置，由其输出的3位二进制编码去控制三相六臂全桥中的6个MOS管的导通实现换相。



I 六步方波驱动

真值表如下：

Table 1: 顺时针

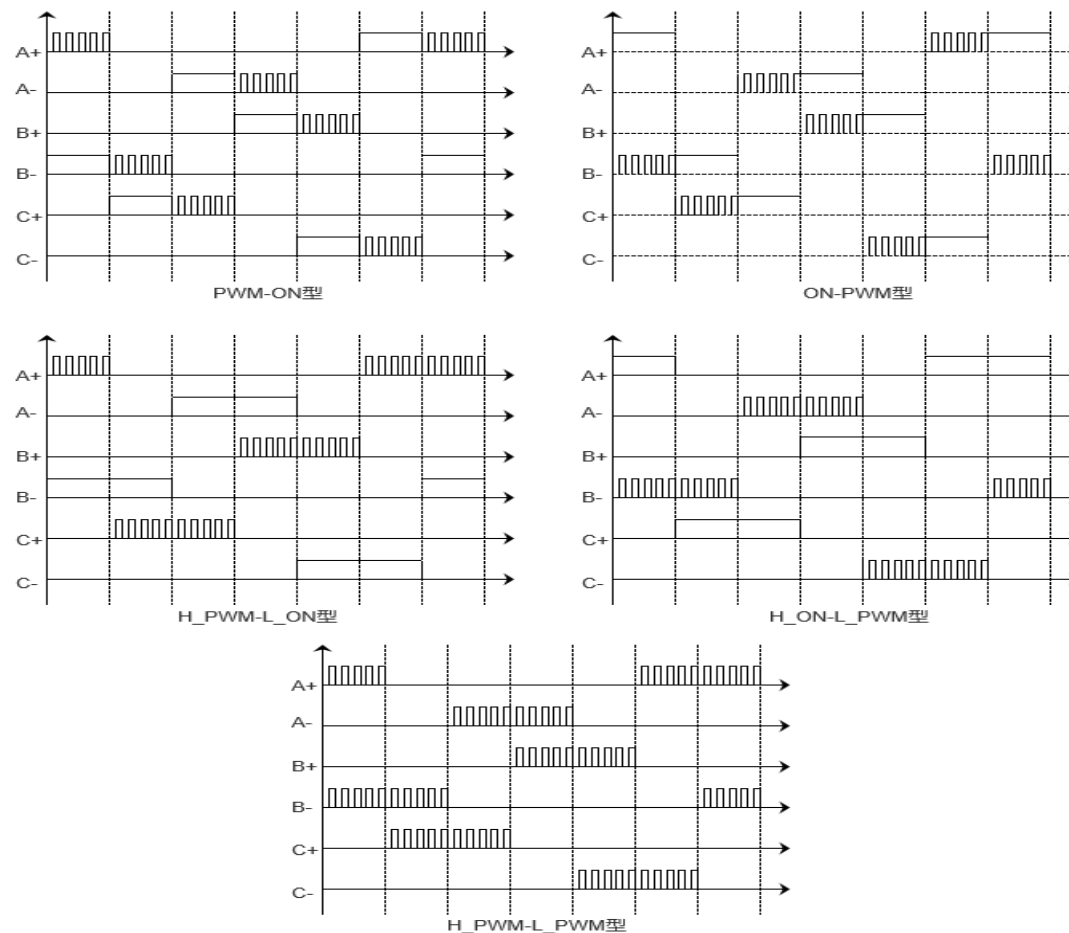
霍尔 a	霍尔 b	霍尔 c	A+	A-	B+	B-	C+	C-
0	0	1	x	x	x	导通	导通	x
1	0	1	导通	x	x	导通	x	x
1	0	0	导通	x	x	x	x	导通
1	1	0	x	x	导通	x	x	导通
0	1	0	x	导通	导通	x	x	x
0	1	1	x	导通	x	x	导通	x

Table 2: 逆时针

霍尔 a	霍尔 b	霍尔 c	A+	A-	B+	B-	C+	C-
0	0	1	x	x	导通	x	x	导通
1	0	1	x	导通	导通	x	x	x
1	0	0	x	导通	x	x	导通	x
1	1	0	x	x	x	导通	导通	x
0	1	0	导通	x	x	导通	x	x
0	1	1	导通	x	x	x	x	导通

I 六步方波驱动

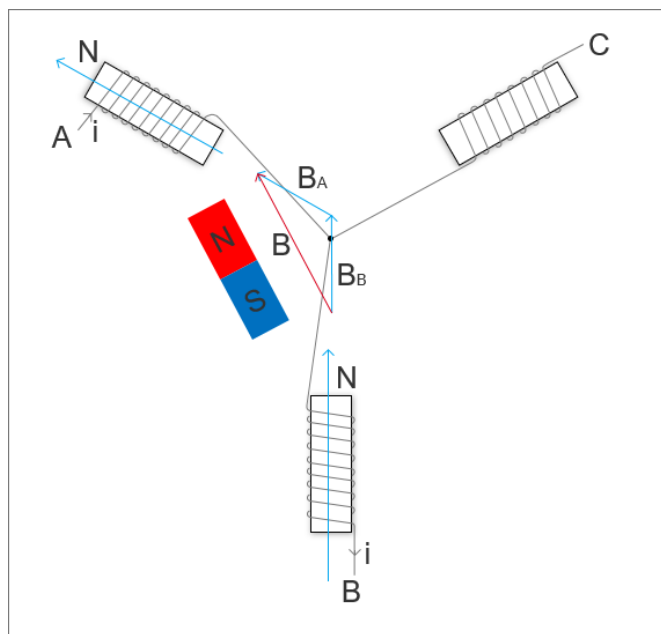
使用PWM 控制直流无刷电机的策略包括PWM-ON、ON-PWM、H_PWM-L_ON、H_ONL_PWM 和H_PWM-L_PWM。这5 种控制策略，均是电机处于 120° 运行方式下进行的。如图所示：



I 六步方波驱动

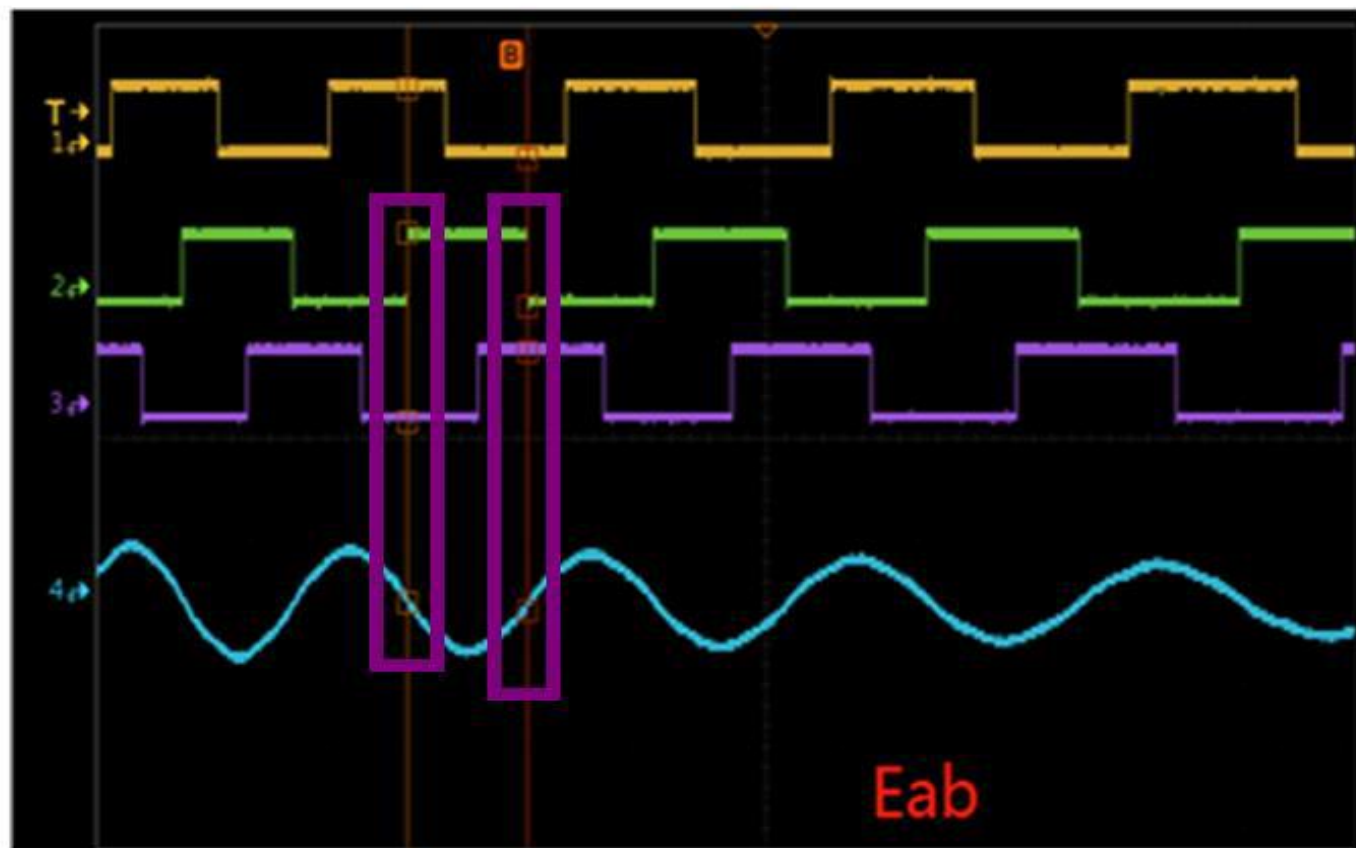
当BLDC没有传感器时，如何判断电机转子的位置，怎么确定如何发波呢？

先来看电机模型，每次只有两相通电，由于转子永磁体一直在运动，则这时候C相的线圈在切割磁感线，会产生反电动势。

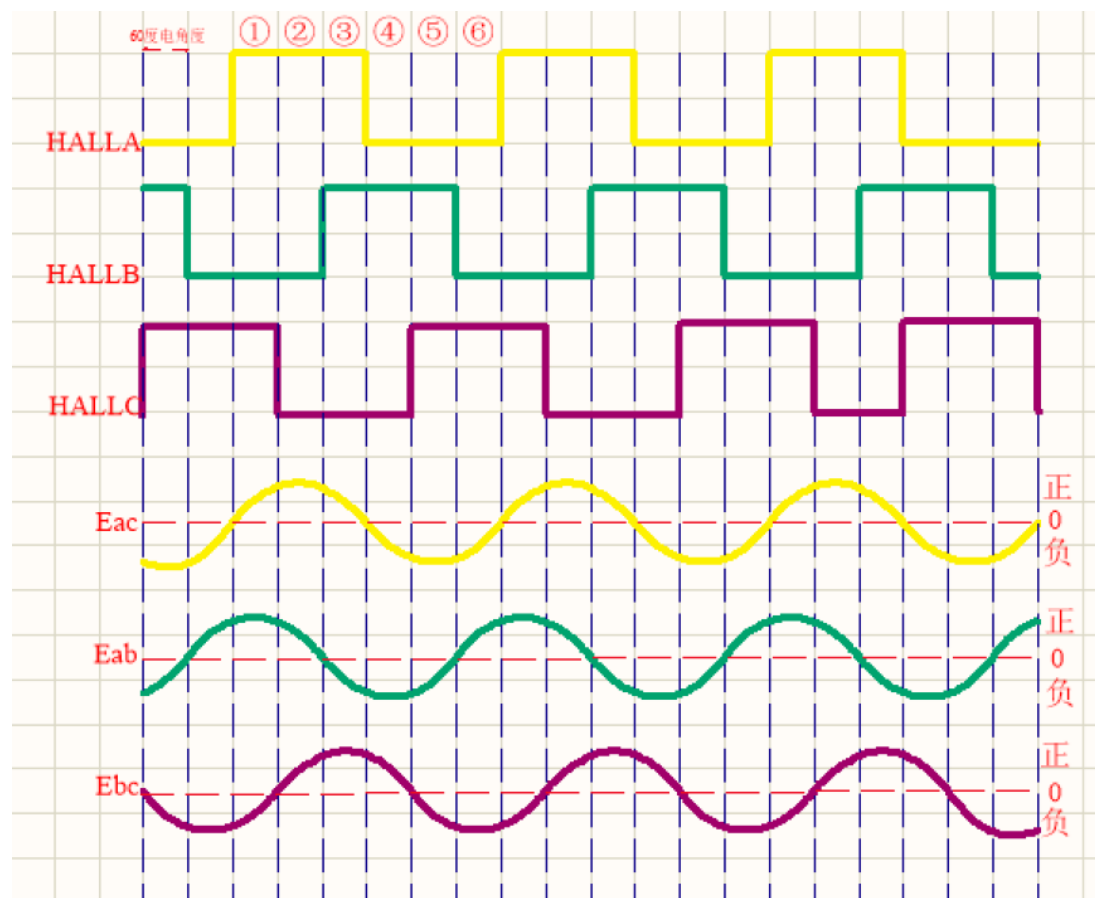


反电动势与霍尔跳变沿之间的关系

黄色是HALLA绿色是HALLB紫色是HALLC，最后的蓝色波形是线反电动势Eab的波形。从这幅图，我们可以看出，Eab的过零点对应HALLB的沿变化。



反电动势与霍尔跳变沿之间的关系



强拖启动

从上面我们知道了，反电动势与霍尔跳变沿之间的关系，可以用于确定电机的转子位置，但是存在一个问题，当电机停机或者低速转动的时候，是观测不到反电动势的，这个时候就需要采取强拖，来启动电机，一共分为如下三个步骤：

1、电机转子预定位：

根据具体应用，可以在任意一组绕组上通电一定时间，将转子强行拉到预定的位置

2、电机外同步加速

确定转子位置后，电机的反电动势仍为0，必须人为改变电机的外施加电压和换相信号，使电机从静止逐渐加速，总共有三种方法：恒频升压法、恒压升频发以及升频升压法，具体怎么选择视实际应用而定，这一段为电机的盲区，需要根据电机和负载设计合理的升速曲线，且时间要短。

3、电机运行状态切换

当电机的转速达到要求后，检测反电动势，根据反电动势来换相，切入闭环运行，这时候就和驱动有感电机一样了

FOC驱动原理



什么是FOC

■ 定义

- 磁场定向控制，Field Oriented Control (FOC).
- “又称为矢量控制，是通过控制变频器输出电压的幅值和频率控制三相交流电机的一种变频驱动控制方法。”--- 译自维基百科

■ 基本思想

- 通过测量和控制电动机的定子电流矢量，根据磁场定向原理分别对电动机的励磁电流和转矩电流进行控制，从而将三相交流电机等效为直流电机控制。

■ 实现步骤

- 通过坐标变换，将三相静止坐标系转化为两相旋转的坐标系，从而使三相交流耦合的定子电流转换为相互正交，独立解耦的转矩与励磁分量，从而到达类似于他励直流电动机通过控制转矩电流直接控制转矩的目的。

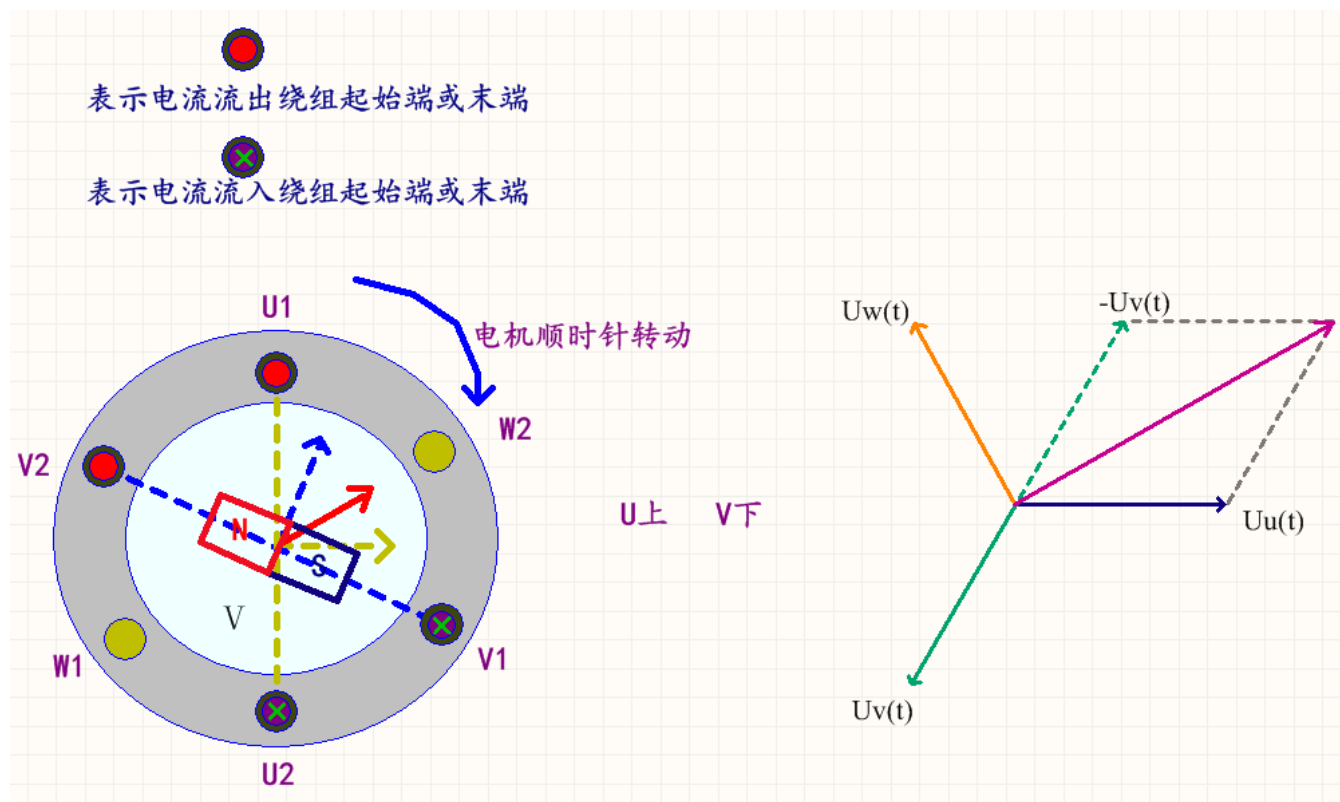
为什么要用FOC算法？

BLDC 电机的传统控制方法是以一个六步的控制过程来驱动定子，而这种控制过程会使生成的转矩产生振荡（为什么会振荡？），噪音大。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。

比如洗衣机在洗涤过程中负载始终处于动态变化中，并随实际洗涤量和选定的洗涤模式不同而变化。只有使用高级的算法如FOC才可处理这些动态负载变化。

为什么要用FOC算法？

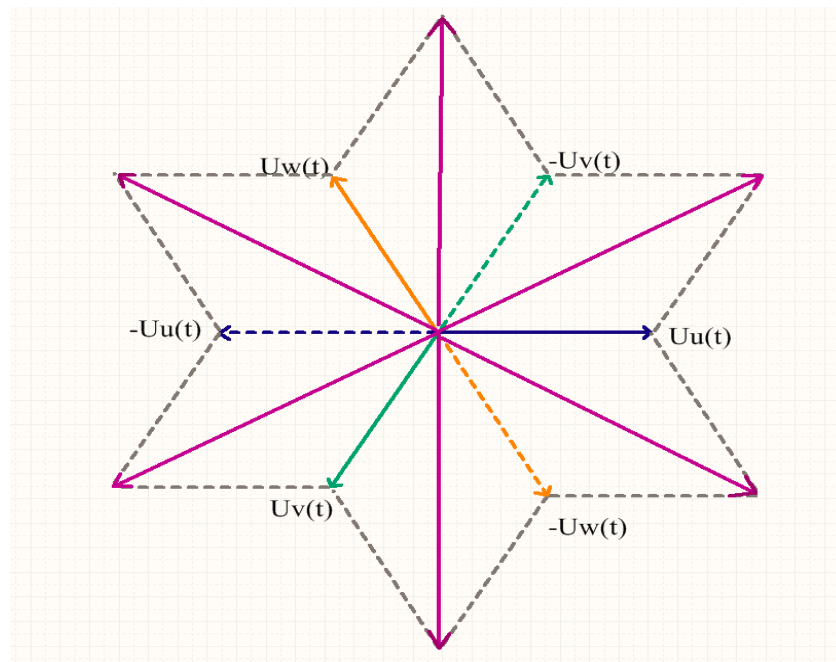
六步换向-两管导通合成空间电压矢量分析



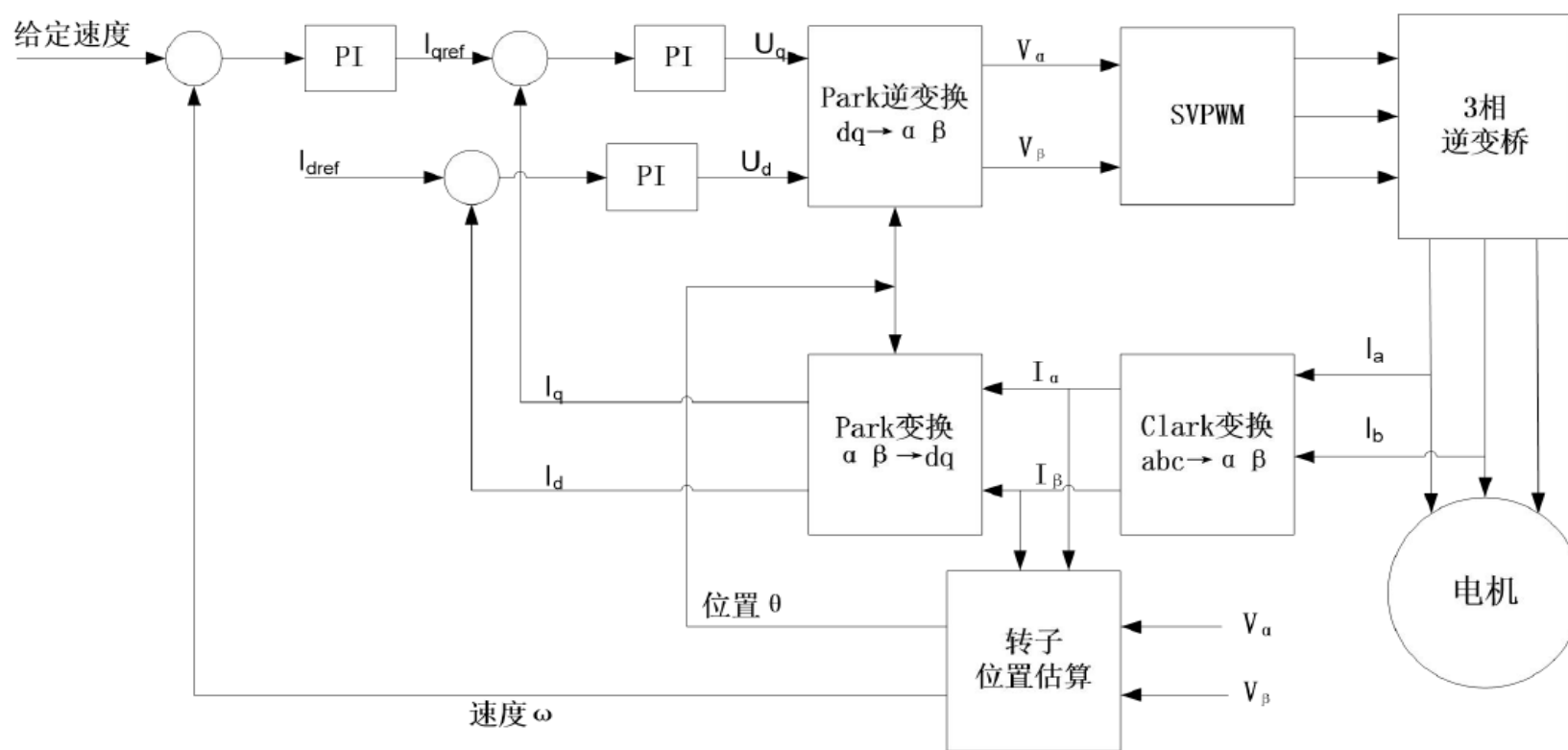
为什么要用FOC算法？

六步换向-两管导通合成空间电压矢量分析

把六种状态的电压合成矢量规整到一起，如上图所示，我们可以看到，这个电压合成矢量在一个电周期内变化6次，每60度改变一次，这样的话会造成很大的转矩波动。



无感FOC矢量控制框图分析



FOC驱动流程

- (1) 对电机三相电流进行采样得到 I_a 、 I_b 、 I_c ;
- (2) 将 I_a 、 I_b 、 I_c 经过Clark变换得到 I_α 、 I_β ;
- (3) 将 I_α 、 I_β 经过Park变换得到 I_d 、 I_q ;
- (4) 计算 I_d 、 I_q 和其设定值 I_{d_ref} 和 I_{q_ref} 的误差;
- (5) 将上述误差输入两个PI控制器, 得到输出的控制电压 U_d 、 U_q ;
- (6) 将 U_d 、 U_q 进行反Park变换得到 u_α 、 u_β ;
- (7) 用 u_α 、 u_β 合成电压空间矢量, 输入SVPWM模块进行调制;
- (8) 按照前面输出的编码值控制三相逆变器的MOS管开关, 驱动电机;
- (9) 循环上述步骤。

abc坐标系、 $\alpha\beta$ 坐标系与dq坐标系

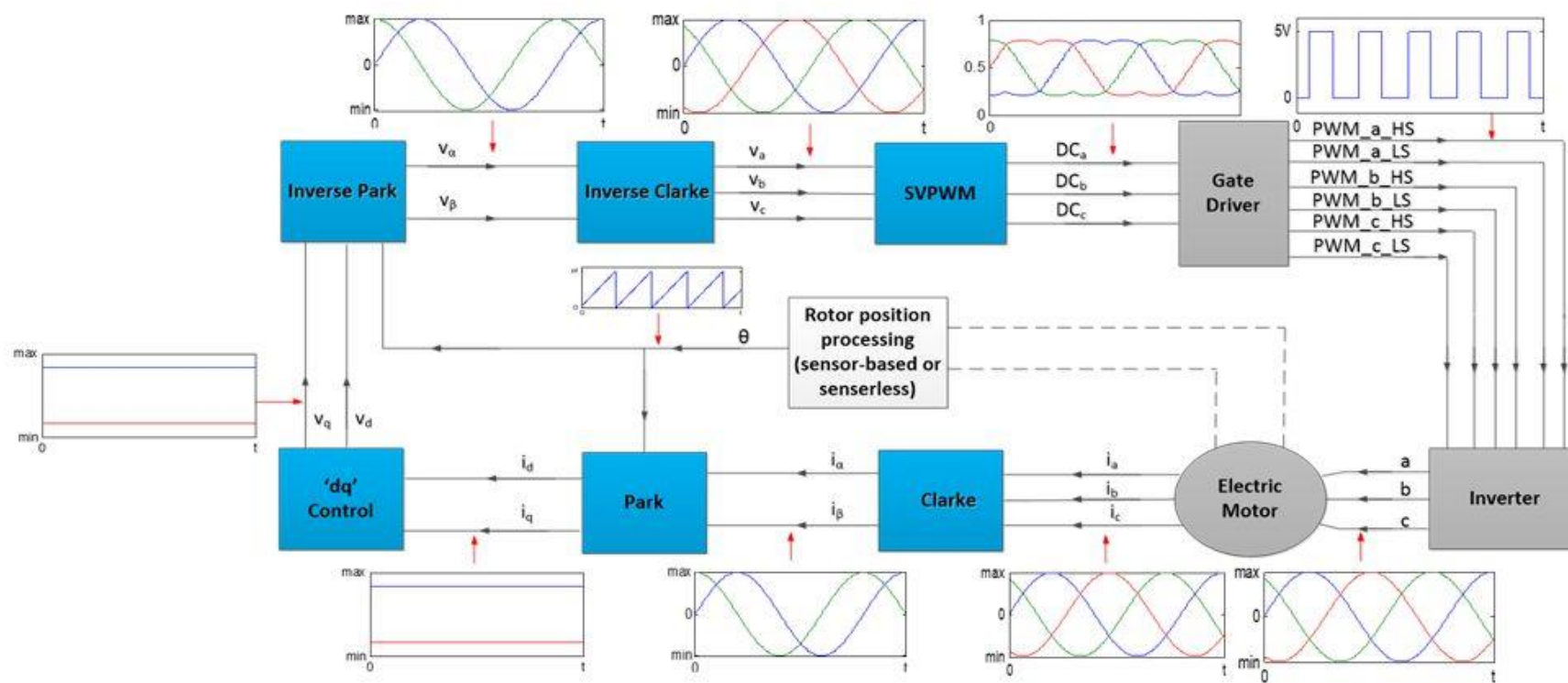
刚才已经分析了FOC整体框图，其中的每一步是什么原理以及为什么要这么做，接下来我们逐个分析：

首先是坐标变换：

FOC 实质是运用坐标变换将三相静止坐标系下的电机相电流转换到相对于转子磁极轴线静止的旋转坐标系上，通过控制旋转坐标系下的矢量大小和方向达到控制电机目的。由于定子上的电压量、电流量、电动势等都是交流量，并都以同步转速在空间上不断旋转，控制算法难以实现控制。通过坐标变换之后，旋转同步矢量转换成静止矢量，电压量和电流量均变为直流量。再根据转矩公式，找出转矩与旋转坐标系上的被控制量之间关系，实时计算和控制转矩所需的直流给定值，从而间接控制电机达到其性能。由于各直流量是虚构的，在物理上并没有实际意义，因而还需通过逆变换变为实际的交流给定值。

FOC控制信号示意图

蓝色模块为软件实现部分，灰色为硬件部分



abc坐标系、 $\alpha\beta$ 坐标系与dq坐标系

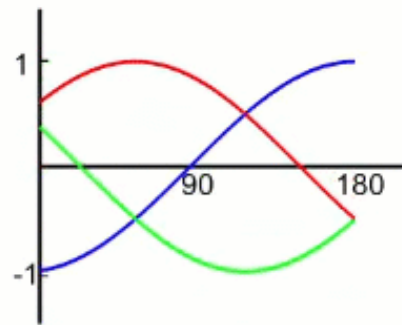
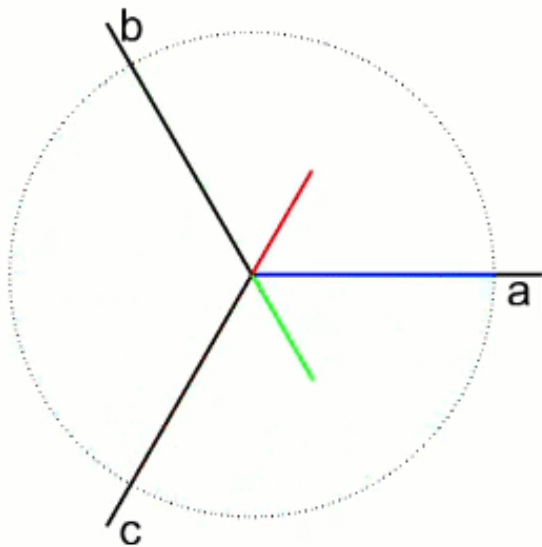
我们根本就不想跟什么三个正弦波打交道！

因为要对于非线性的信号进行准确控制就要使用复杂的高阶控制器，这对于建模成本、处理器算力、控制实时性等都是不利的。简单地说就是，咱们控制器的反馈输入变量不是三个电流采样值嘛，你要我稳稳地跟踪三个正弦波太麻烦啦！能不能简单点跟踪一条直线（常量）啊？

答案是可以的~只需应用一点数学小技巧.

abc坐标系、 $\alpha\beta$ 坐标系与dq坐标系

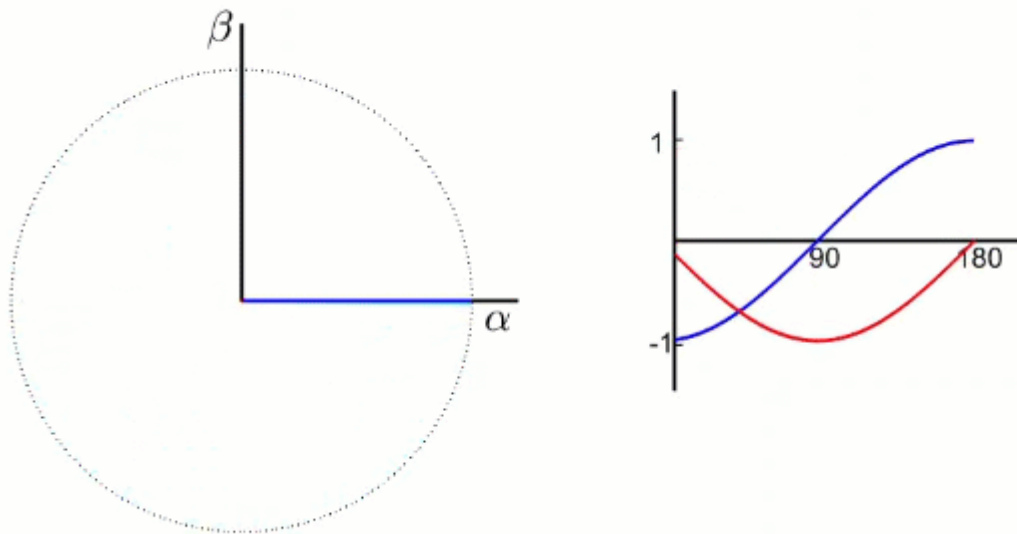
ABC三相坐标系



这三个基向量是非正交的，通过线性代数可以想到，我们可以做一个很简单的基变换将其正交化为一个直角坐标系，我们把新的直角坐标系命名为 $\alpha\beta$ 坐标系。

abc坐标系、 $\alpha\beta$ 坐标系与dq坐标系

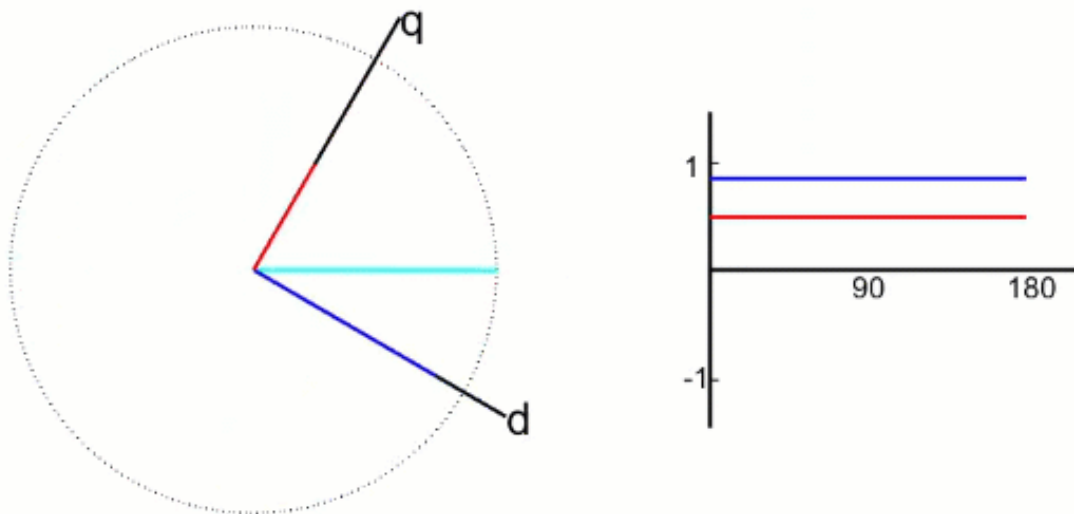
$\alpha\beta$ 坐标系



可以看到变换后其实还是正弦波，只不过我们少了一个需要控制的变量了，如果只是为了减小一个控制变量那这个变换/反变换操作显然有点多此一举，我们需要的是直流量。

abc坐标系、 $\alpha\beta$ 坐标系与dq坐标系

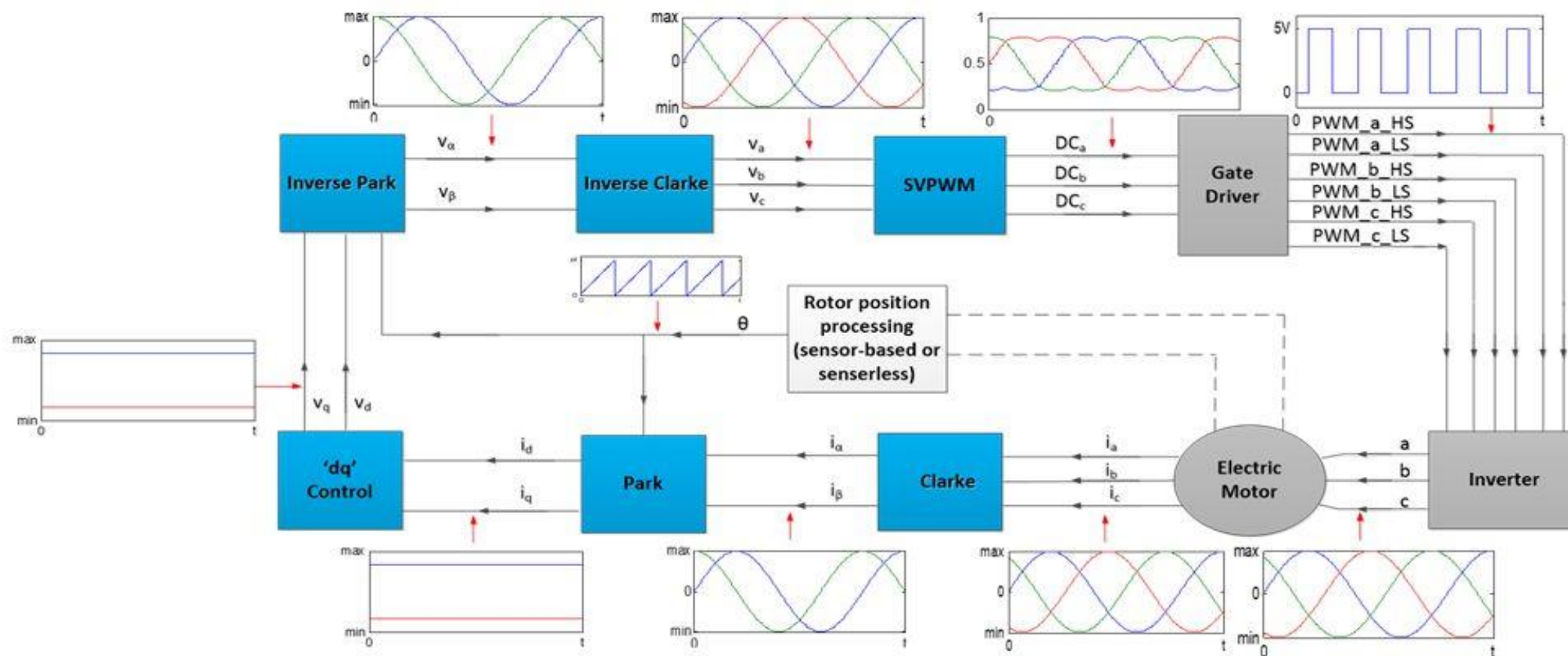
dq坐标系



dq 坐标系是始终跟着转子旋转的， I_d 、 I_q 这两个值作为反馈控制的对象，那么显然就可以使用一些线性控制器来进行控制了，比如PID（是的，尽管学术界有很多炫酷的高级控制方法，但是工业界还是偏爱PID）

FOC控制信号示意图

蓝色模块为软件实现部分，灰色为硬件部分



SVPWM控制



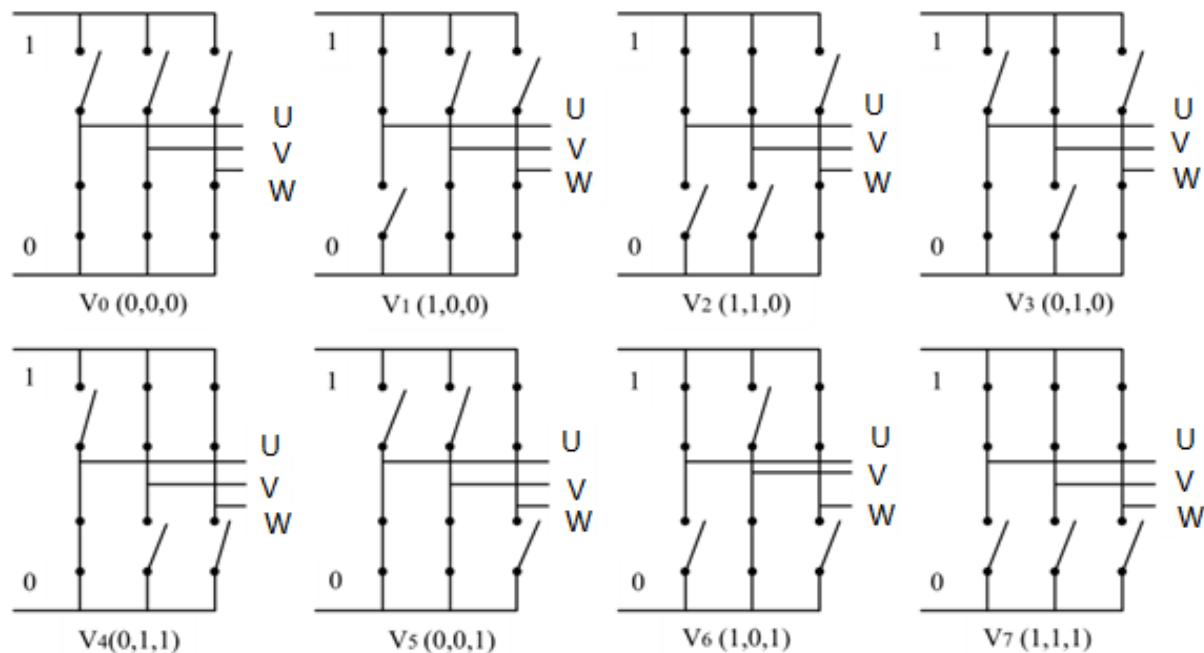
SVPWM是空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation)的简称。它的原理就是通过矢量合成，输出SVPWM波形。从三相输出电压的整体效果出发，着眼于如何使电机获得理想圆形磁链轨迹。

SVPWM-桥臂开关状态组合

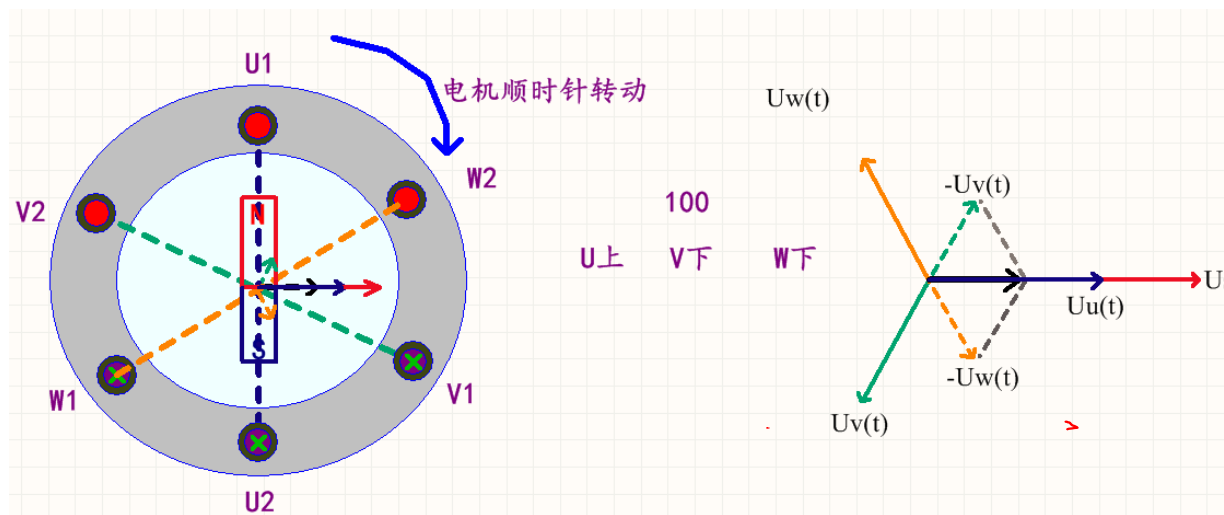
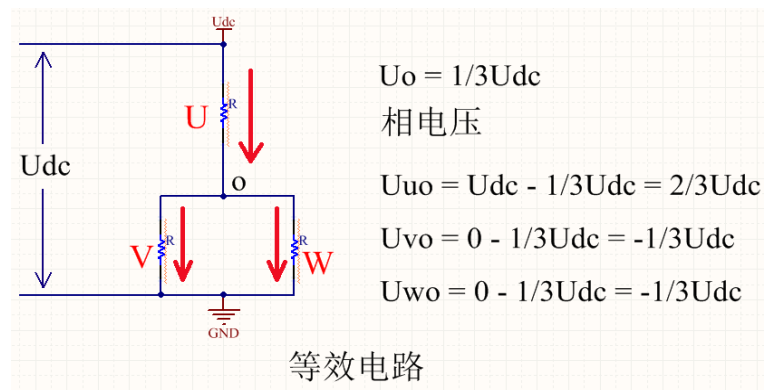
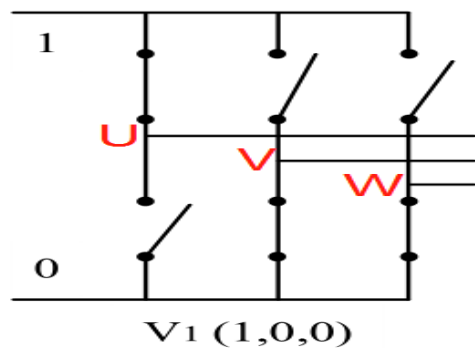
SVPWM着眼于使磁链轨迹趋于圆形磁链轨迹，那么如何使磁链轨迹更趋于圆形呢？

与方波不同的是SVPWM为三管导通，UVW三个桥臂分别有 0, 1 两种状态，0 : 下管开通 上管关断，1 : 上管开通 下管关断。三个桥臂的两种状态总共有八个组合，产生的结果如下。

每一种开关状态都会合成空间电压矢量，我们可以看到，第一种和最后一种都是000 或者 111，无合成电压矢量输出，我们称为零矢量。其他状态都可以合成电压矢量，我们称为非零矢量。

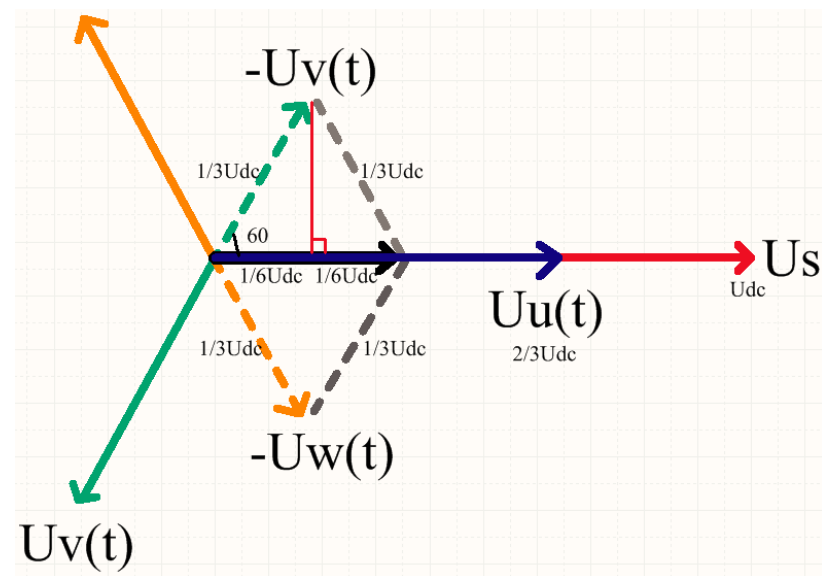
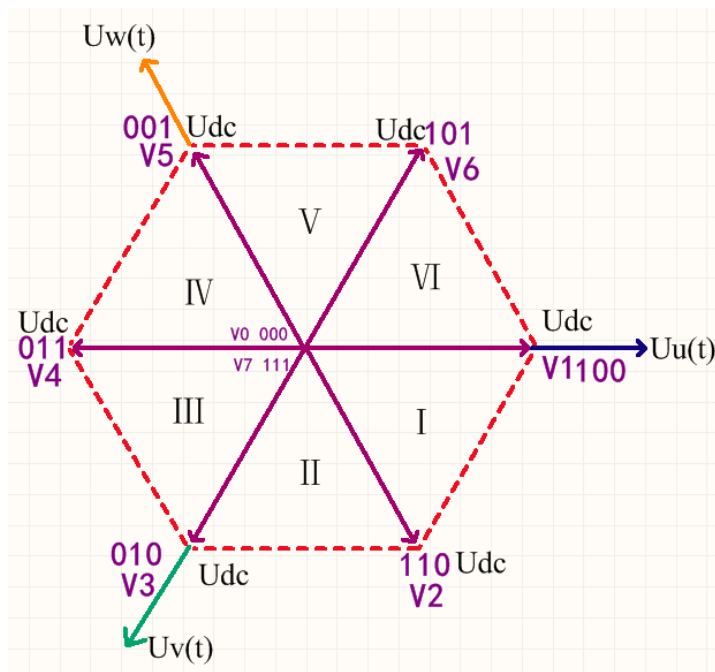


SVPWM-桥臂开关状态组合对应的电压合成矢量



SVPWM-桥臂开关状态组合对应的电压合成矢量

我们总共分析了6个状态，对应6个空间电压合成矢量，如下图。我们把它划分一下，称为6个扇区，I、II、...、VI，非零矢量的幅值:模长为 U_{dc} ，相邻的矢量间隔为 60° ，两个零矢量幅值为零，位于中心。

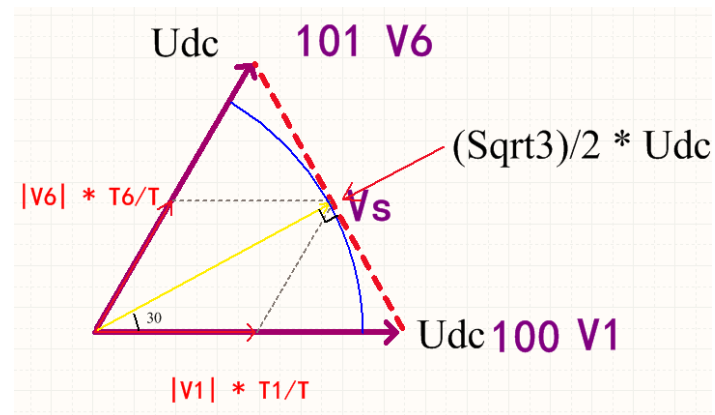
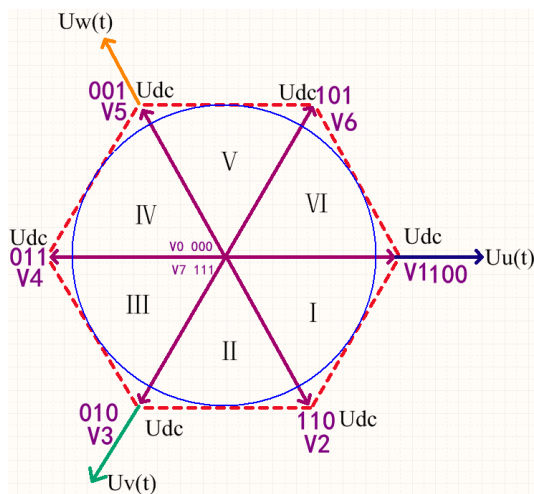


如何合成

在每一个扇区，选择相邻的两个电压矢量以及零矢量来合成每个扇区内的任意电压矢量。

$T = T_x + T_y + T_0$ (T 为PWM周期; T_x 、 T_y 、 T_0 分别为对应两个非零电压矢量 V_x 、 V_y 和零电压矢量在一个PWM周期内的作用时间)。

当周期 T 一定时， T_x 、 T_y 、 T_0 作用时间确定了合成电压矢量 V_s 的大小和所处的位置。所需的合成矢量的大小不同，则 T_x 、 T_y 、 T_0 的作用时间也不同。也就是说通过改变不同的 T_x 、 T_y 、 T_0 就可以得到不同的合成电压矢量赋值和角度。

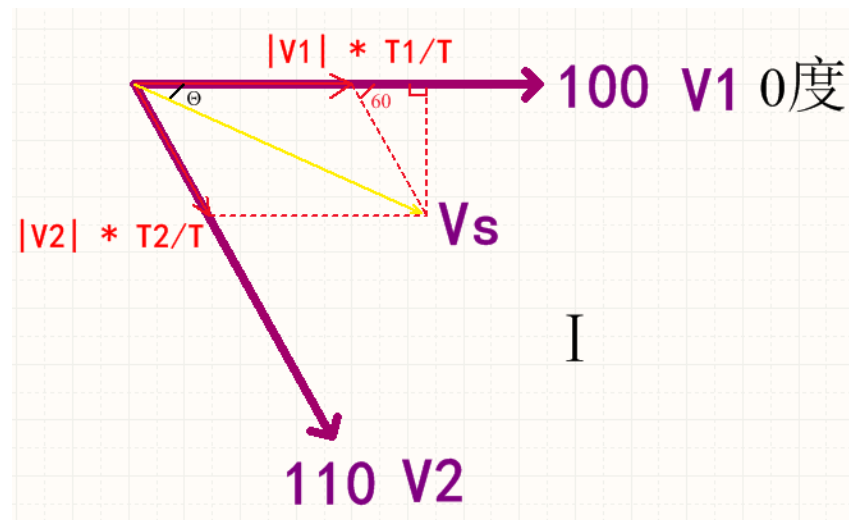


第一扇区 T_x T_y T_0 计算根据三角几何关系, 可得如下式子:

$$|V_s| * \sin\theta = |V_2| * \frac{T_2}{T} * \sin\frac{\pi}{3}$$

$$|V_s| * \sin\theta = U_{dc} * \frac{T_2}{T} * \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$T_2 = \frac{2|V_s| * T}{\sqrt{3}U_{dc}} * \sin\theta$$

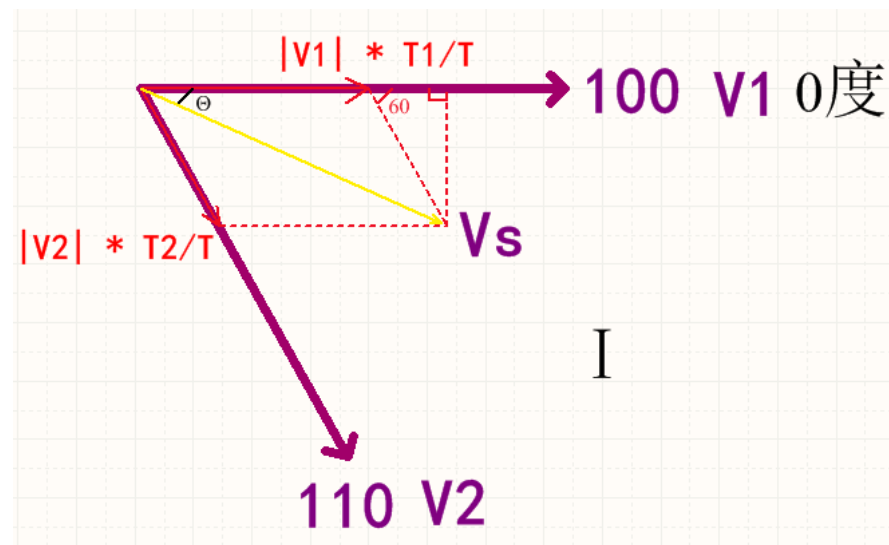


第一扇区 T_x T_y T_0 计算根据三角几何关系，可得如下式子：

$$|V_s| * \cos\theta = |V_1| * \frac{T_1}{T} + |V_2| * \frac{T_2}{T} * \cos\frac{\pi}{3}$$

$$|V_s| * \cos\theta = U_{dc} * \frac{T_1}{T} + U_{dc} * \frac{\frac{2|V_s| * T}{\sqrt{3}U_{dc}} * \sin\theta}{T} * \frac{1}{2}$$

$$T_1 = \frac{2 * T * |V_s|}{\sqrt{3}U_{dc}} * \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos\theta - \frac{1}{2} \sin\theta \right)$$



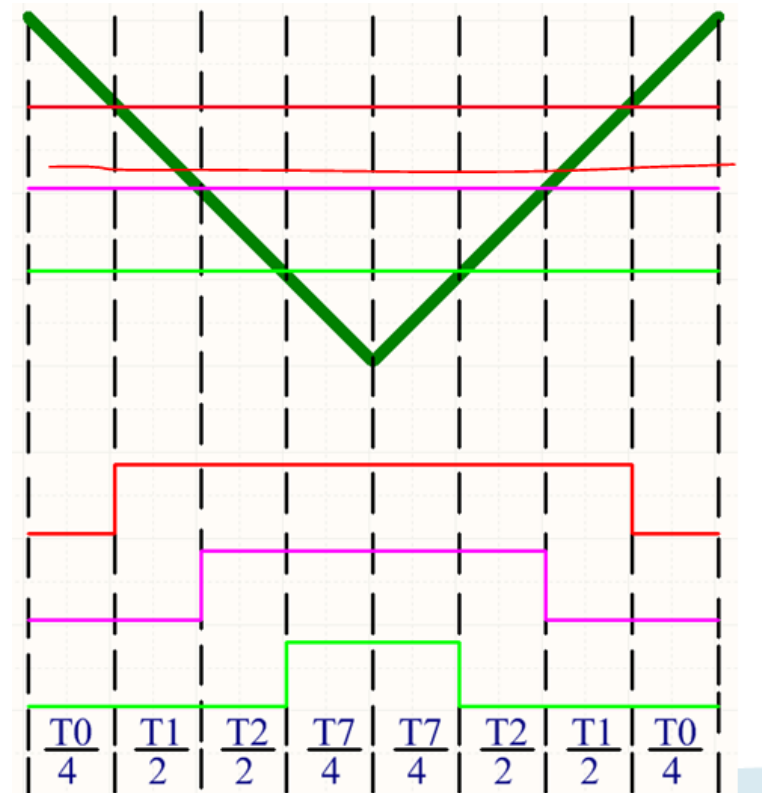
七段式SVPWM 插入的零矢量T0和T7各占一半时间，即： $T_0 = T_7 = (T - T_x - T_y) / 2$
 那我们就得到了第一扇区T1 T2 T0 T7的矢量作用时间：

为了简化计算令： $x = \sin\theta$ $y = \frac{1}{2}\sin\theta + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta$ $z = \frac{1}{2}\sin\theta - \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta$

$$T_1 = \frac{2 \cdot T \cdot |V_s|}{\sqrt{3} U_{dc}} * \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos\theta - \frac{1}{2} \sin\theta \right) = \frac{2 \cdot T \cdot |V_s|}{\sqrt{3} U_{dc}} * (-z)$$

$$T_2 = \frac{2 \cdot T \cdot |V_s|}{\sqrt{3} U_{dc}} * \sin\theta = \frac{2 \cdot T \cdot |V_s|}{\sqrt{3} U_{dc}} * x$$

$$T_0 = T_7 = \frac{T - T_1 - T_2}{2}$$



扇区判断:

I: 0-60度

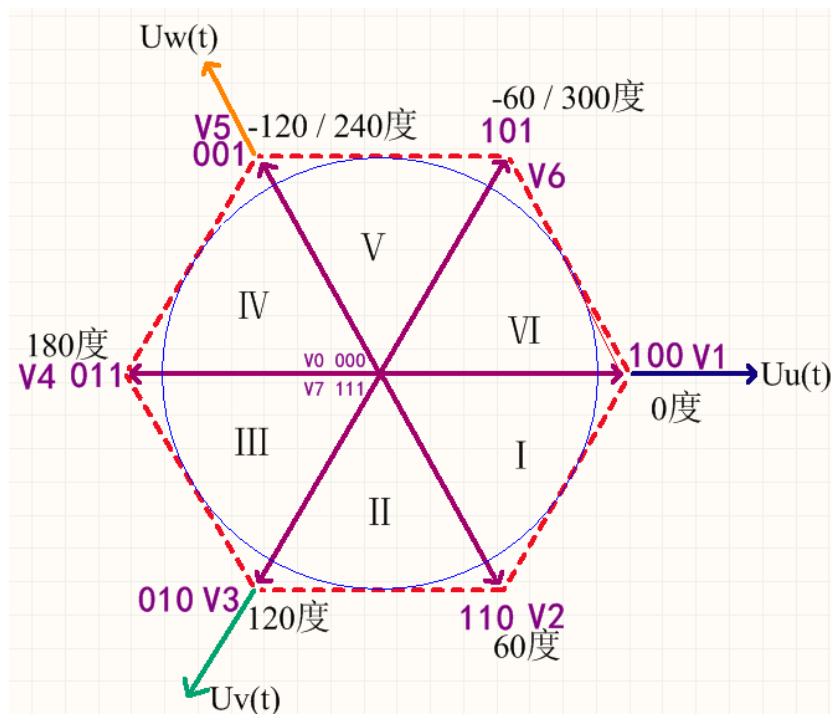
II: 60-120度

III: 120-180度

IV: 180 - -120度

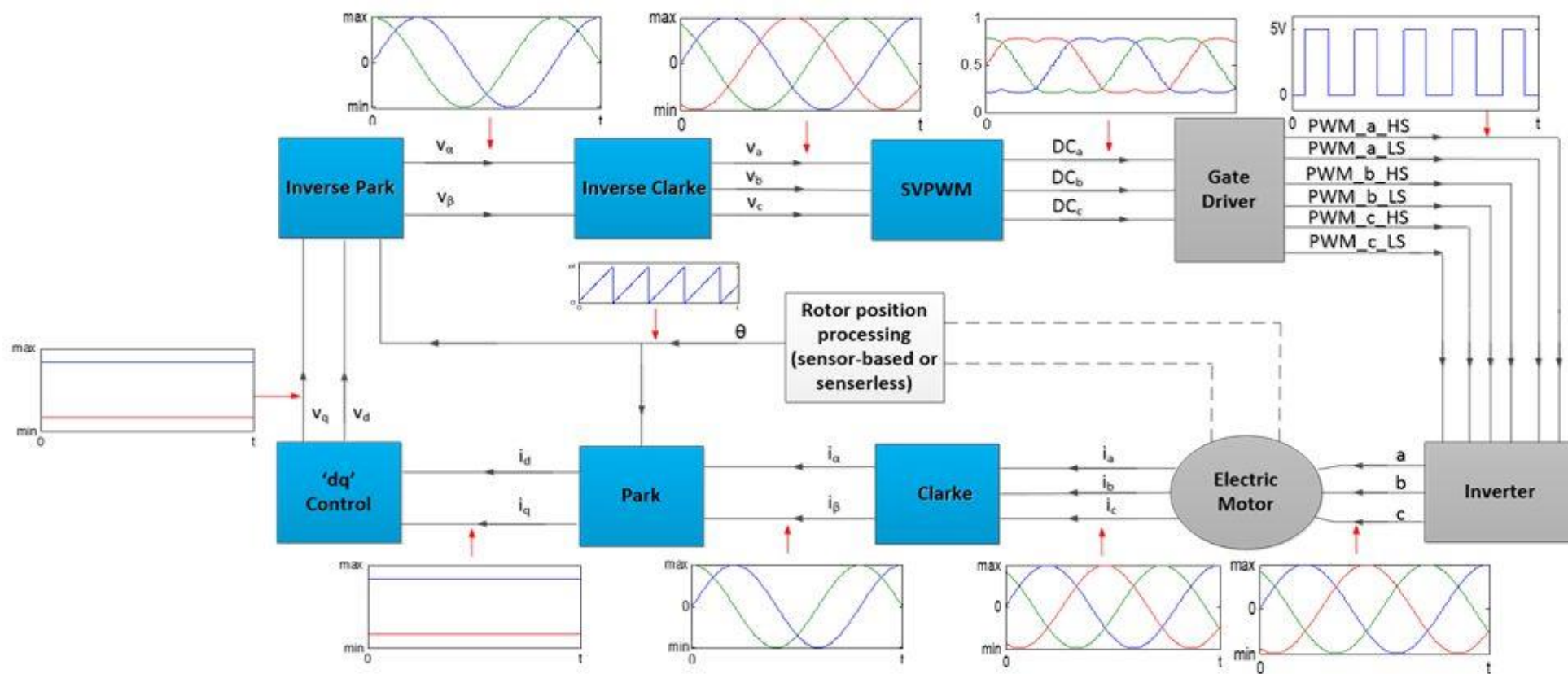
V: -120 - -60度

VI: -60 - 0度



FOC控制信号示意图

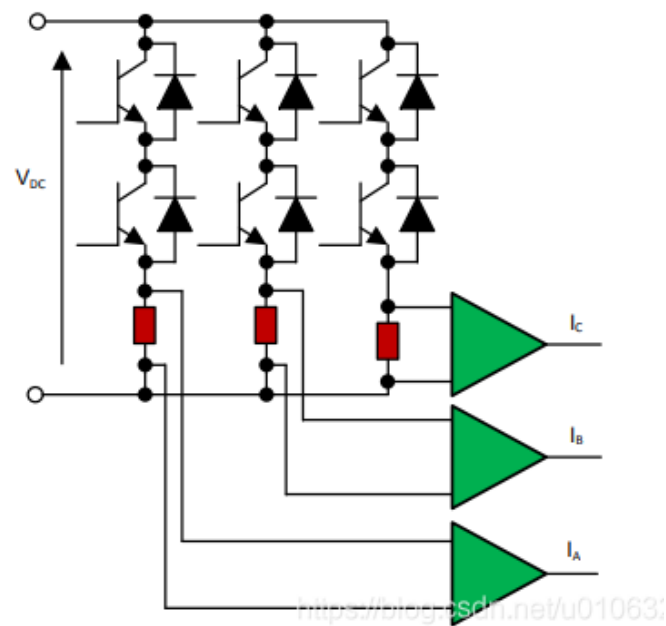
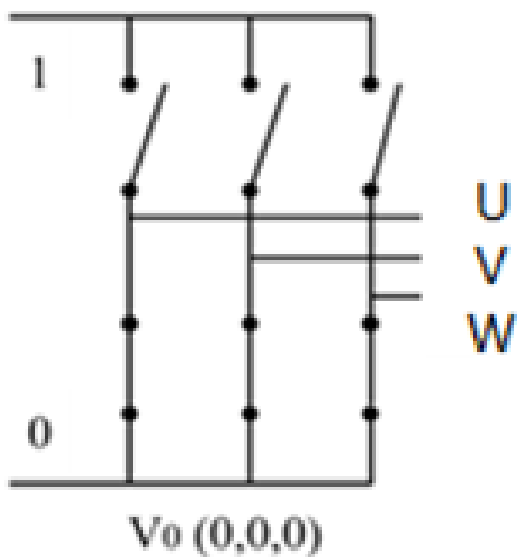
蓝色模块为软件实现部分，灰色为硬件部分



电流采样

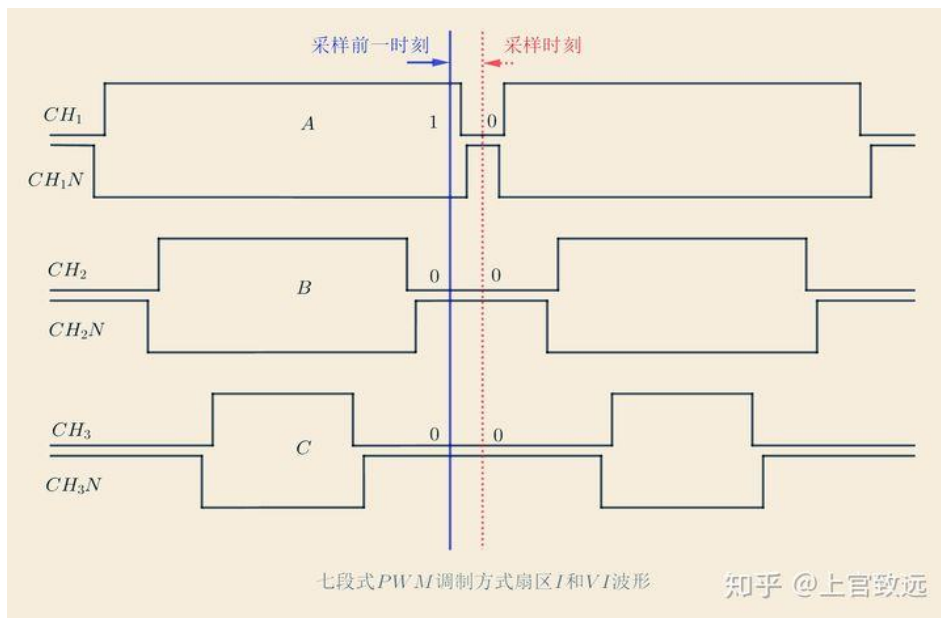


一般的方式都是将采样电阻放在逆变桥下管的下端，这种方式对应的检流电路相对简单，而且对应的功耗也会降低，那么检流电阻放在逆变桥下管的下端时采集的是续流电流，然后我们可以在下桥开通的中点进行采样，此时对应的电流反映了平均电流，因此对应的电流控制就是平均电流控制。



三电阻采样

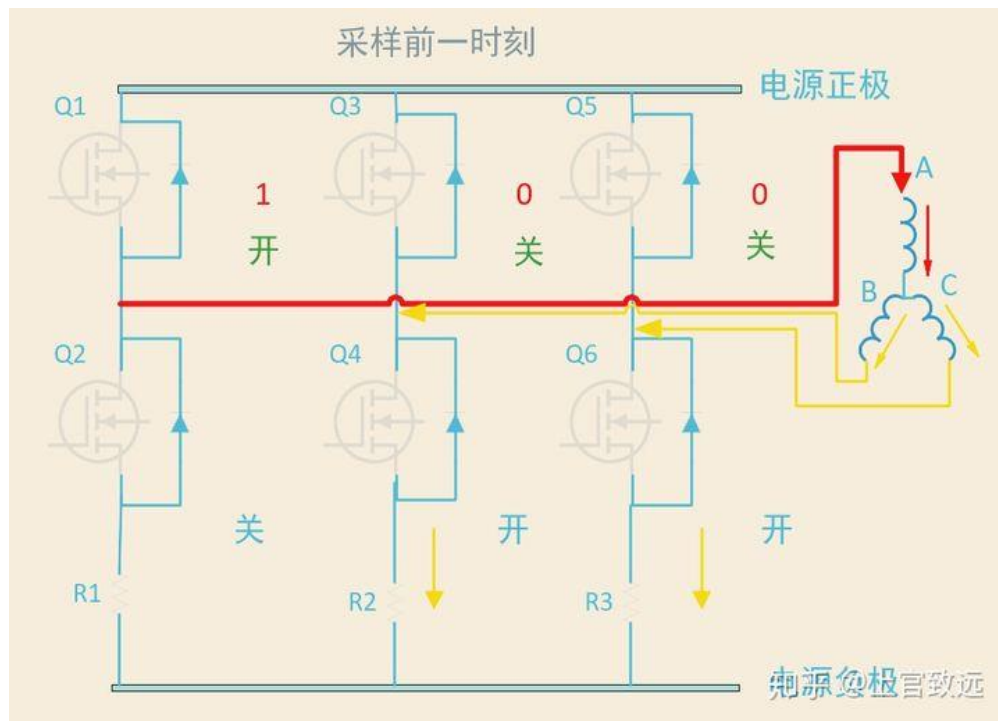
矢量控制相电流采样方案中，三电阻方案较为常见。因为三电阻采样方案，一个周期采样一次就可以实现三相电流的重构，算法简单，容易实现。理论上，只要下桥臂打开，就可以采集对应的相电流。但为了提高采样准确度，往往采取分扇区采样的方法。避免某相采样窗口太窄的缺陷，在三相下桥臂全开时，不采集窗口太窄的一相，而采集其它两相，通过基尔霍夫电流定律求得第三相的电流。



理想状态是ADC模块必须至少要有三个通道同时采样的功能，这样才能确保采样得到的三相相电流是同一时刻的电流，此时才能保证 $I_u + I_v + I_w = 0$ ，这个公式成立

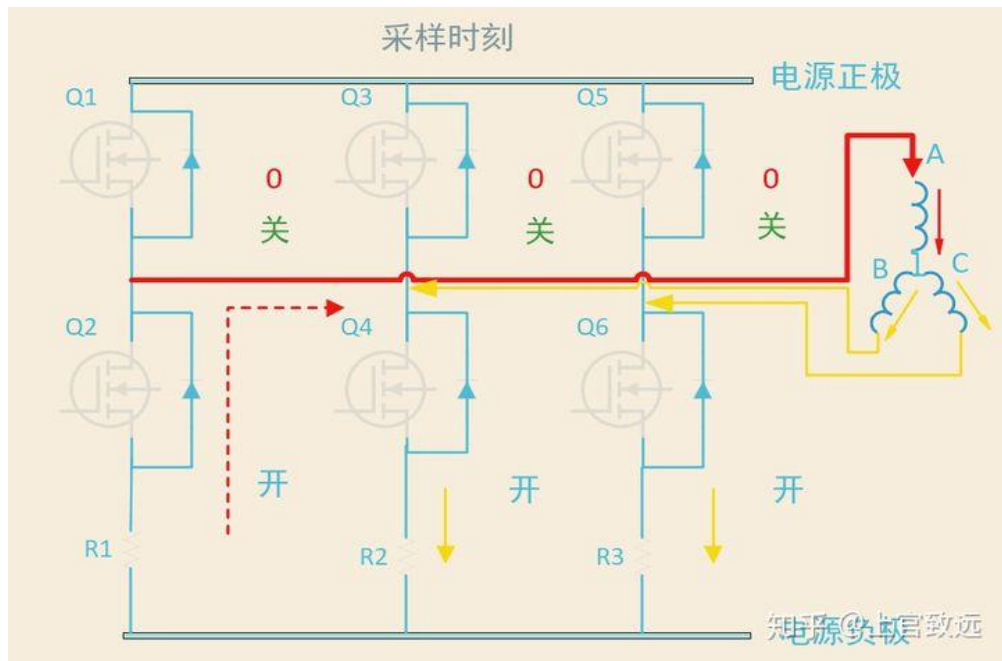
三电阻采样

在采样前一时刻，A、B、C三相对应状态为1-0-0，即A相上桥臂打开，下桥臂关闭，A相直接连接到电源的正极；B相上桥臂关闭，下桥臂打开，B相直接连接到电源的负极；C相上桥臂关闭，下桥臂打开，C相直接连接到电源的负极。因此电流从电源的正极流入A相，并从B相和C相流出，经过B相和C相的分流电阻到电源的负极。



三电阻采样

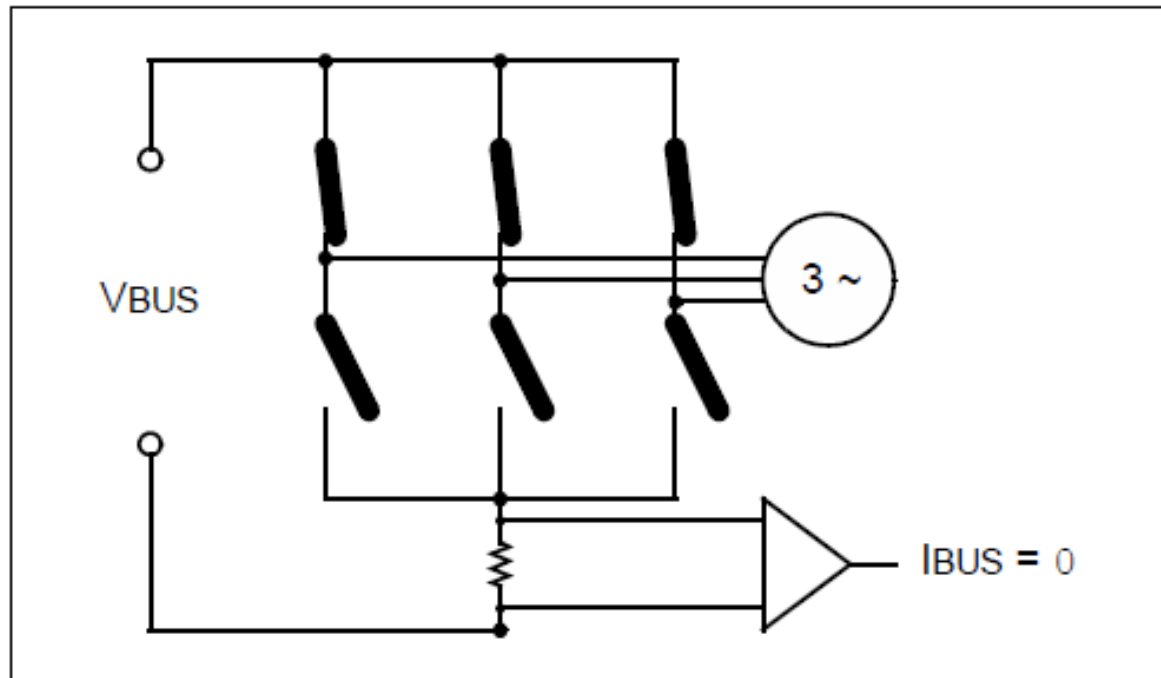
采样时刻，三相上桥臂全关，下桥臂全开，由于电感的作用，电流不会突变，电流由与A相下桥臂反向并联的续流二极管进行续流，假定从逆变器流入电机的方向为正，从电机流出到逆变器的方向为负，那么此时 I_a 为正， I_b 和 I_c 为负，通过采集B相和C相采样电阻上的分压值，获得 I_b 和 I_c 的电流值，并根据 $I_a + I_b + I_c = 0$ 求得 I_a 的值，完成一次相电流重构。



双电阻采样的模型图如下所示，双电阻无法避免窗口时间，所以需要限制最终的PWM占空比，为ADC转换预留足够的时间。

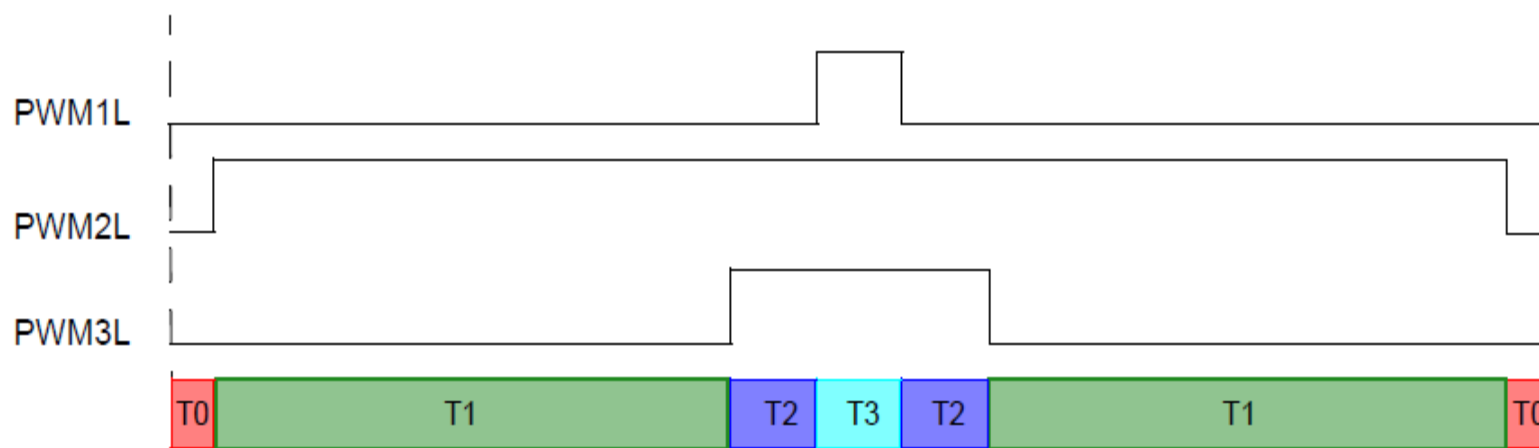
单电阻采样

单电阻采样是在一个周期内连续采集两次电流值，然后通过基尔霍夫定律重构三相电流。



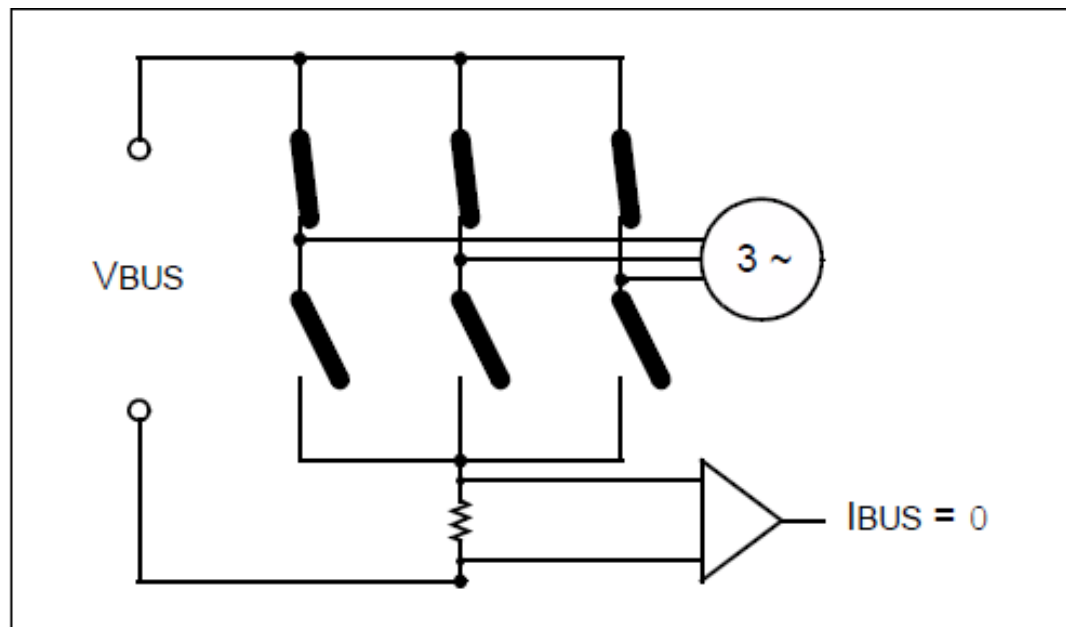
单电阻采样

对于三相逆变器，我们将分析此周期的所有不同的PWMxL 组合（T0、T1、T2 和 T3），了解电流测量代表着什么



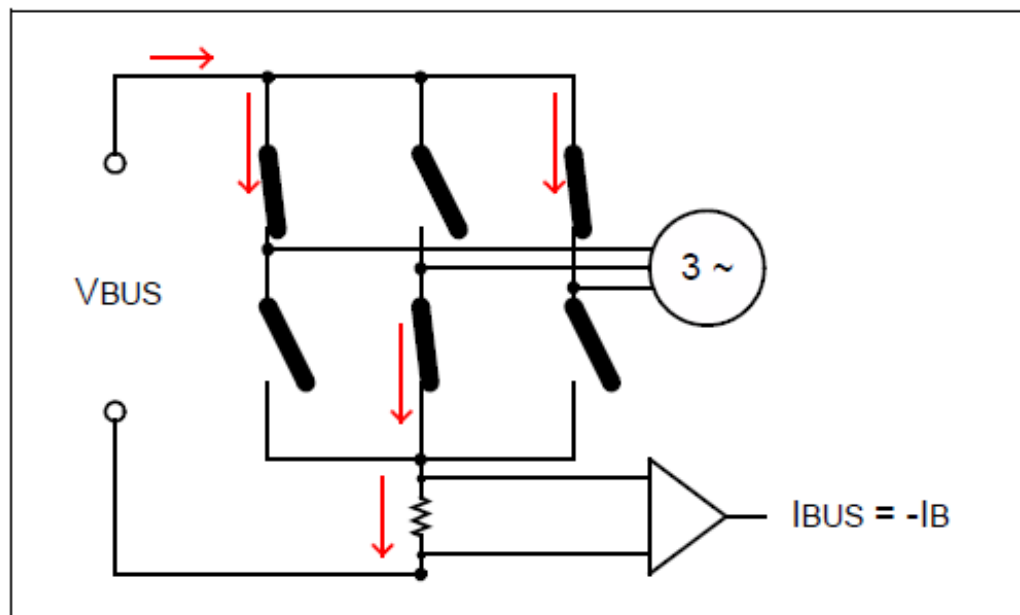
单电阻采样

从T0 开始，在逆变器中我们有如下的电子开关（MOSFET 或IGBT）组合，从中我们看到，没有电流流经单分流电阻。



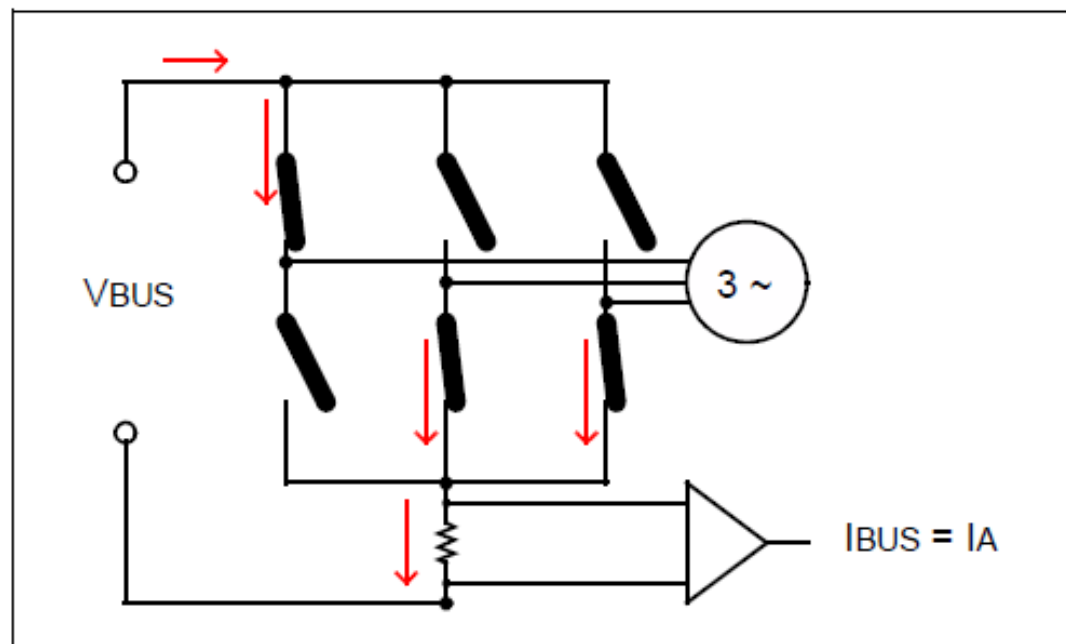
单电阻采样

前进到T1，我们看到PWM2L 有效，同时PWM1H 和PWM3H也有效（目前没有显示，但假设PWM输出是互补的）。由于有电流通过相A 和C 流入电机，通过相B流出电机，我们可以认为此电流测量值表示的是 $-I_B$ ，



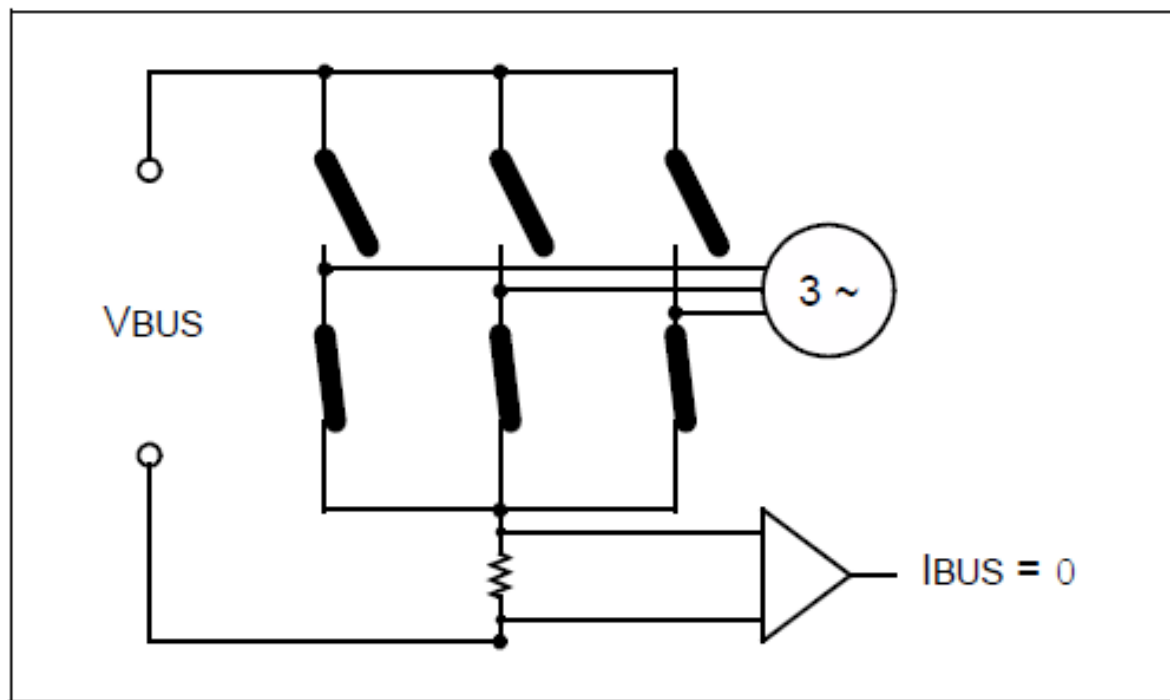
单电阻采样

在T2 期间， PWM2L 和PWM3L 有效， 且PWM1H 有效。这种组合给出的是流经单分流电阻的电流 I_A



单电阻采样

T3的情形与T0一样，其中没有电流流经分流电阻，所以 $I_{BUS} = 0$



在PWM周期的后半周，模式将重复。考虑一个完整的PWM周期，电流代表实际相电流的时间窗有两个。在这个例子中，在一个PWM周期中对 $-I_B$ 和 I_A 进行测量。由于这是平衡系统， I_C 可使用公式2计算得到。这就允许使用单分流电阻在一个PWM周期中完成三个电流的测量。

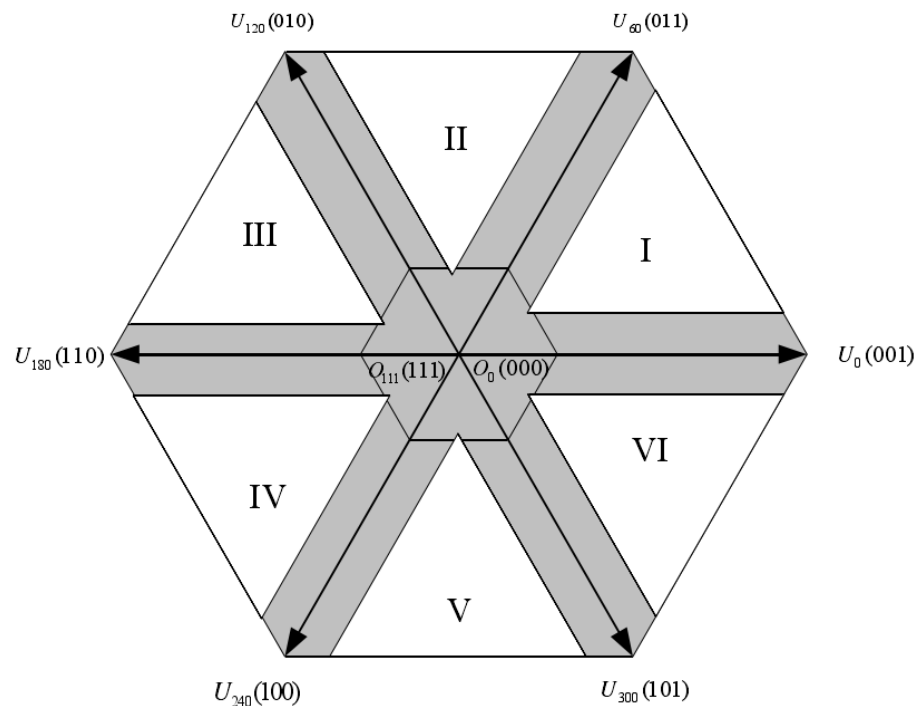
单电阻采样

通过如下真值表，便可完成留个扇区的电流采样

IH	2H	3H	1L	2L	3L	IBUS
ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	+IA
OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	+IB
OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	+IC
OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	-IA
ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	-IB
ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	-IC

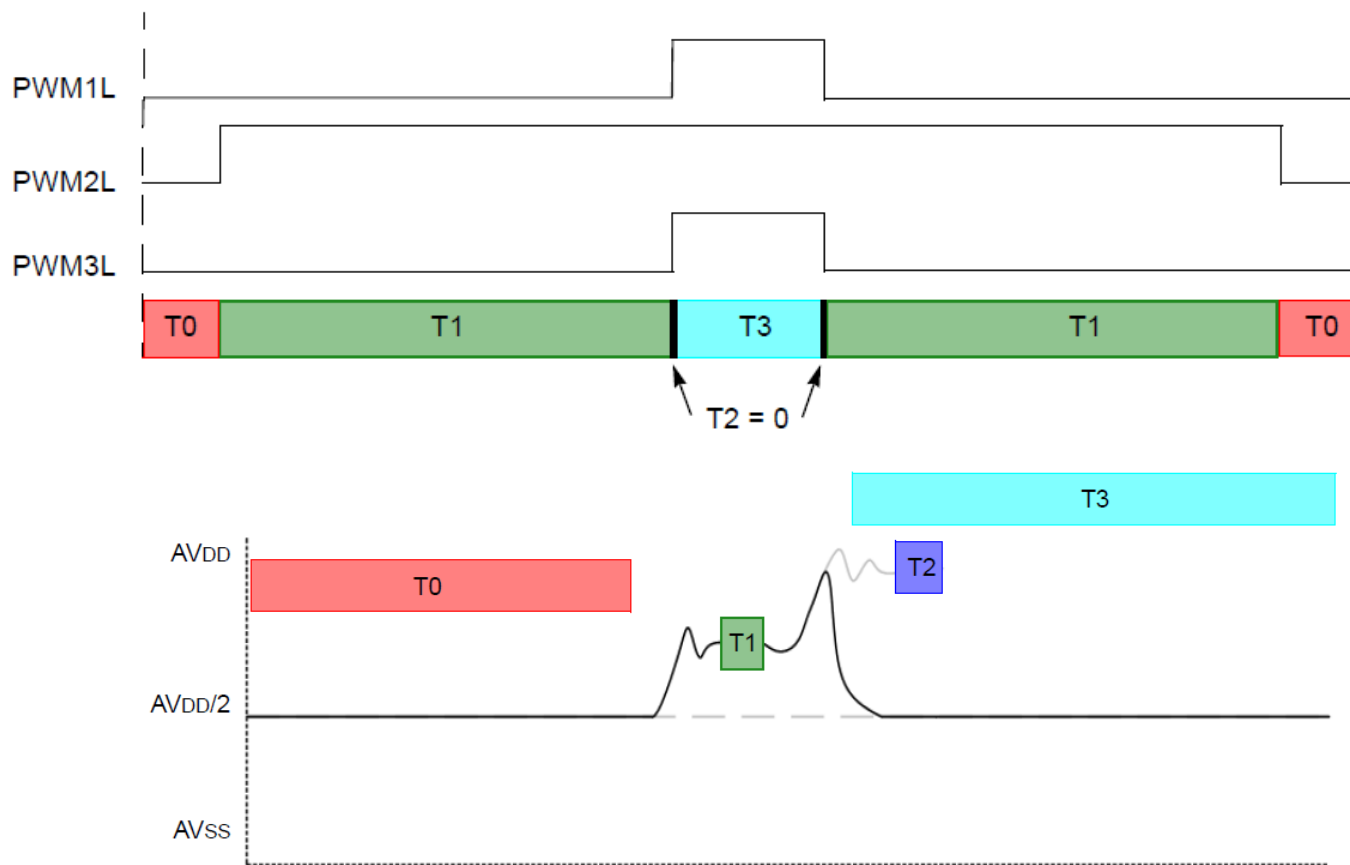
单电阻采样

在高调制指数期间，占空比相似或相等。由于正弦波形是使用SVPWM产生的，会有一些PWM周期，其间要进行电流采样的时间窗口不够宽。这种情形不允许单片机测量第二个电流。所以，对于这个周期，不能重构得到三相电流信息。



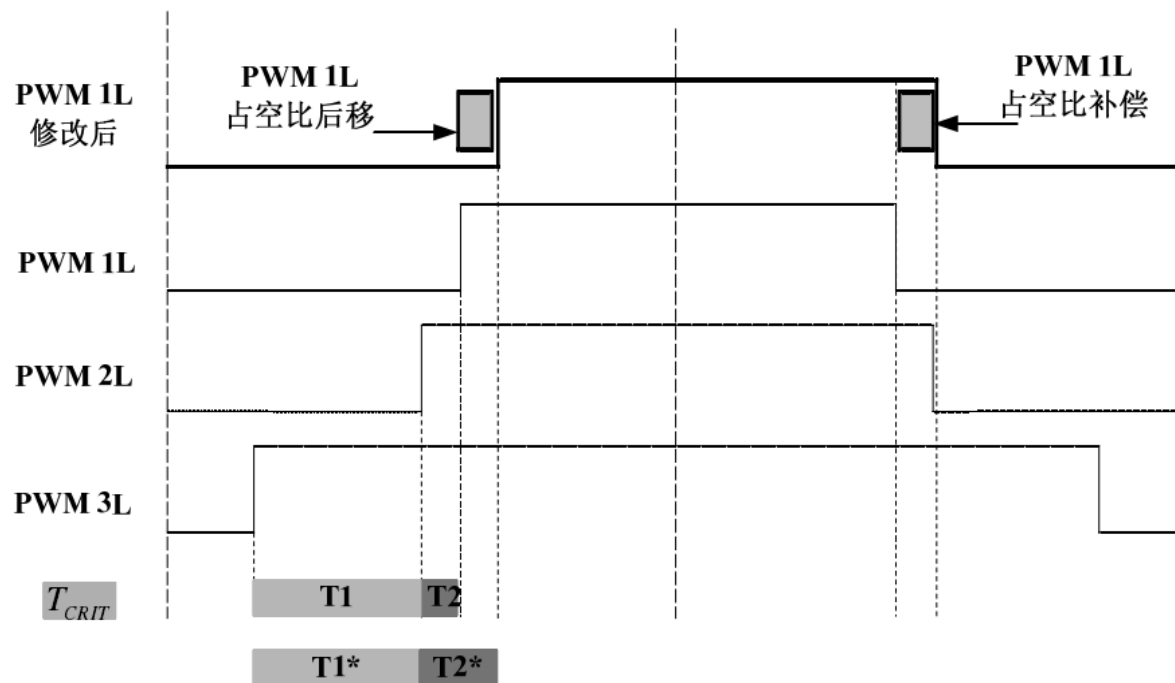
单电阻采样

如下图所示，注意到PWM1L 和PWM3L 是相同的，这导致T2 为0。



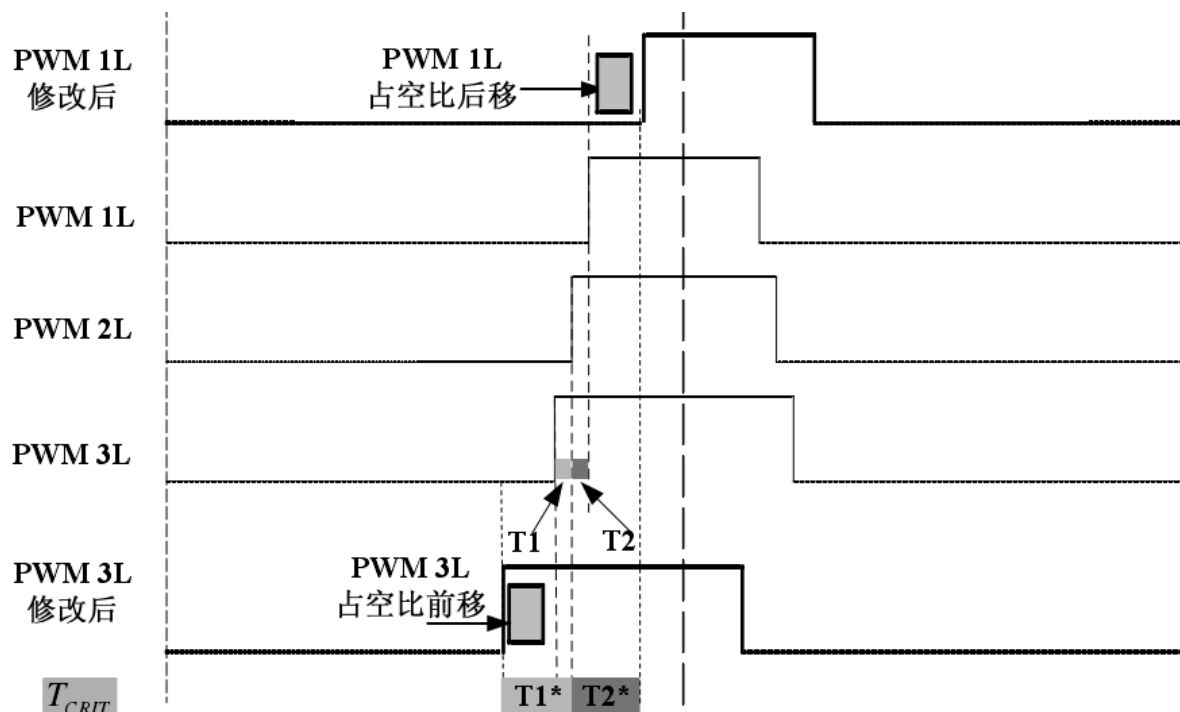
单电阻采样

采用的是补偿占空比的方法来增加 T_2 窗口的大小，修改PWM1L上升沿位置，使得 $T_2 \times \text{时间窗口}$ 满足最小采样窗口，为了避免改变PWM1L平均占空比，需要在下降沿对其进行补偿。



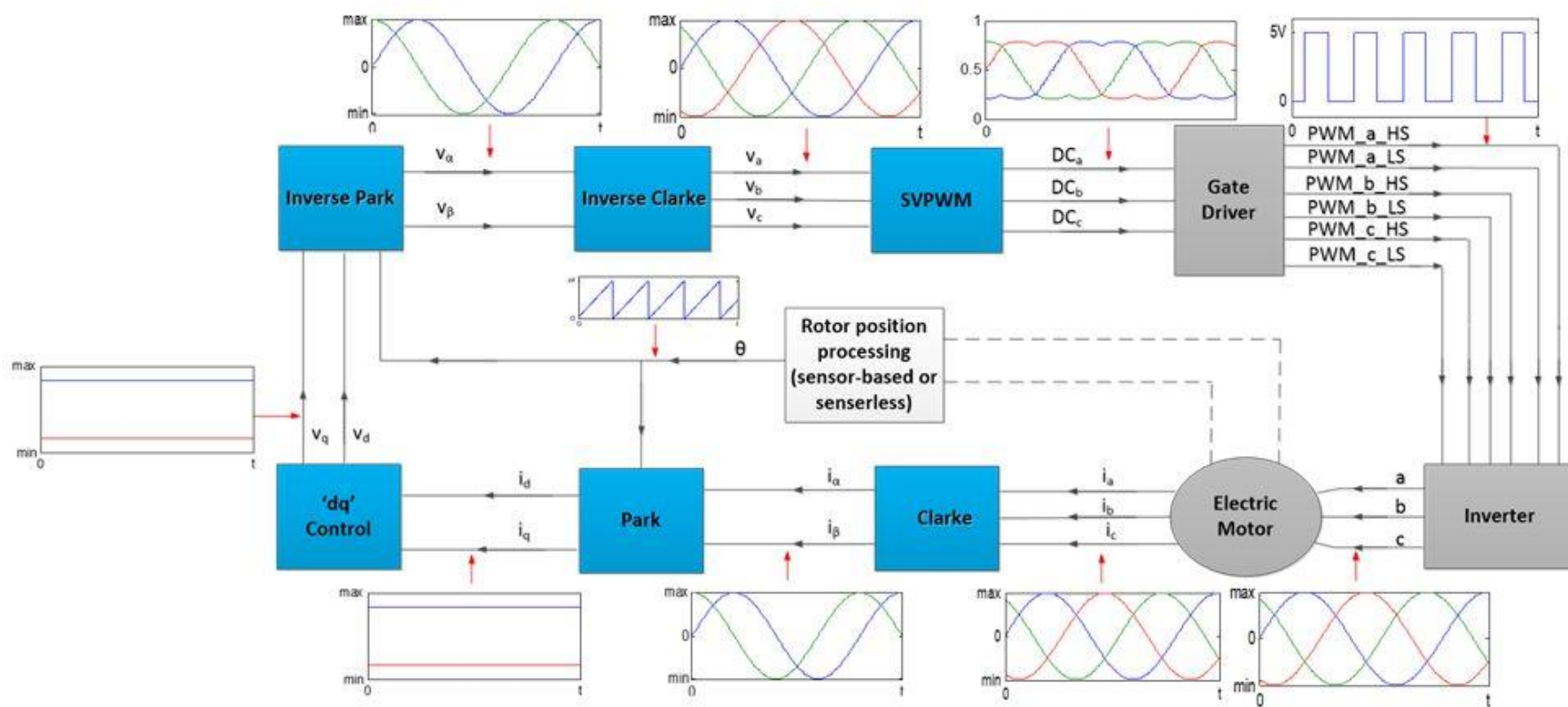
单电阻采样

三相占空比都相似，即 $T1$ 和 $T2$ 窗口都不满足最小采样窗口，就不能够采用刚才所示的方法。需要同时改变 PWM1L、PWM3L 的占空比，具体做法是保持 PWM2L 占空比不变，将 PWM1L 占空比后移，PWM3L 占空比前移，使得 $T1^*$ 和 $T2^*$ 满足最小采样窗口。

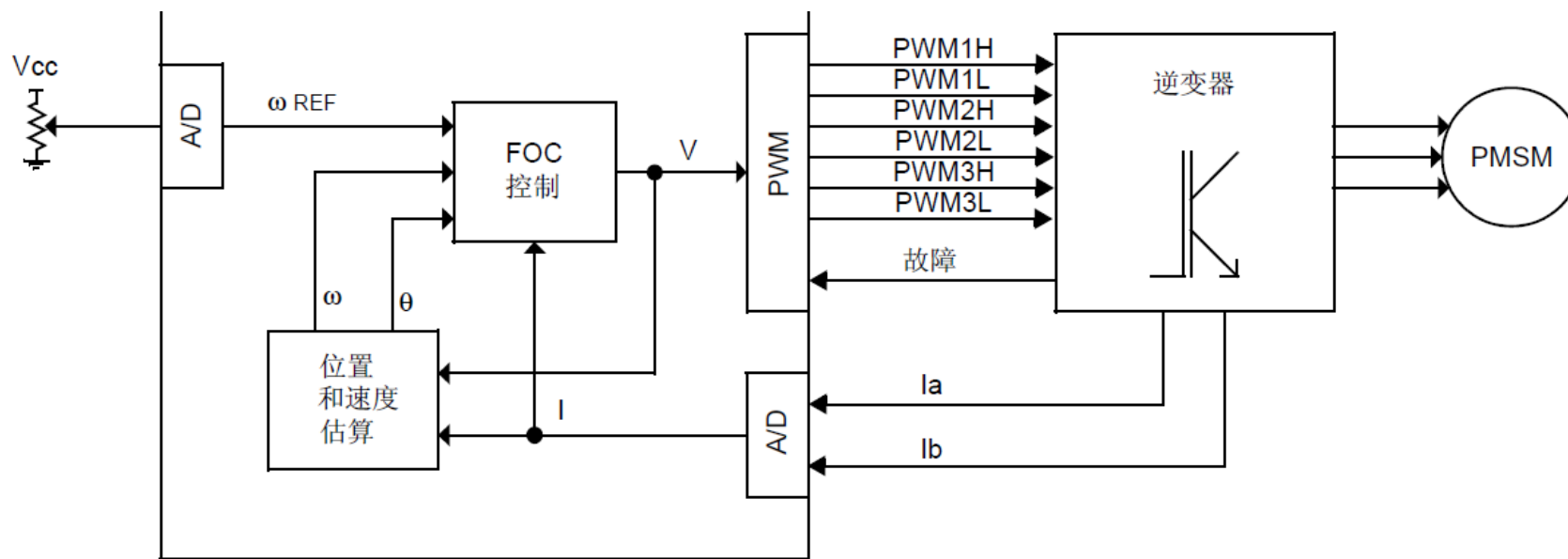


FOC控制信号示意图

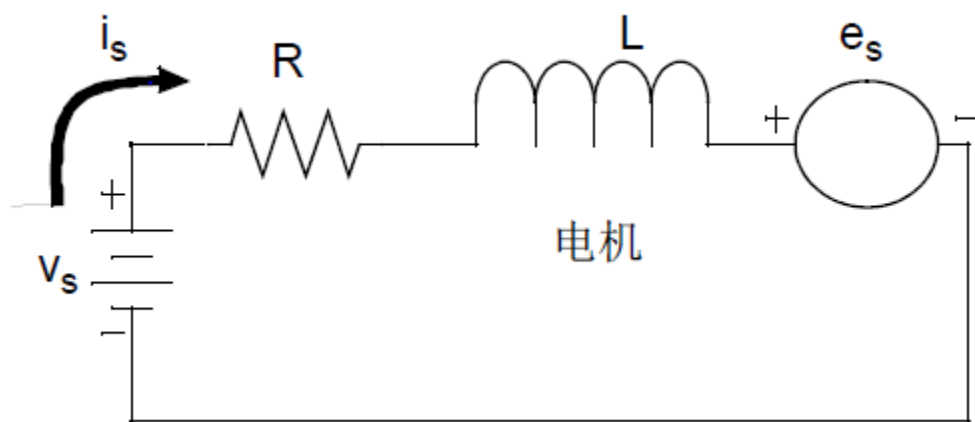
蓝色模块为软件实现部分，灰色为硬件部分



角度估算



角度估算



i_s = 电机电流矢量

v_s = 输入电压矢量

e_s = 反电动势矢量

R = 绕组电阻

L = 绕组电感

T_s = 控制周期

求解 i_s 可得到电机电流：

$$\frac{d}{dt} i_s = \left(-\frac{R}{L}\right) i_s + \frac{1}{L} (v_s - e_s)$$

在数字域中，该方程式为：

$$\frac{i_s(n+1) - i_s(n)}{T_s} = \left(-\frac{R}{L}\right) i_s(n) + \frac{1}{L} (v_s(n) - e_s(n))$$

$$v_s = R i_s + L \frac{d}{dt} i_s + e_s$$

I 欢迎与我们沟通



复微 MCU 技术交流群



该二维码 7 天内 (10 月 21 日前) 有效, 重新进入将更新

复微MCU爱好者天地



[复旦微开发者论坛 - Powered by Discuz! \(fmdevelopers.com.cn\)](http://fmdevelopers.com.cn)



FUDAN
MICRO

我们用芯服务

做 / 您 / 强 / 有 / 力 / 的 / 技 / 术 / 支 / 持

BE YOUR STRONG TECHNICAL SUPPORT
ANYTIME ANYWHERE