

从TB67H450FNG了解电机驱动原理(PWM&FOC&三相逆变&PID)

前言


最近在学习和[电机驱动](#)有关的知识，其中涉及了PWM控制脉宽周期以及输出电压电流，FOC驱动算法，H桥驱动电路，PID控制.....信息量过大，在此记录一下以防忘记，学习主要参考[正点原子官网的电机资料](#)以及下面的一些链接

[PWM 驱动电路的结构 - 知乎 \(zhihu.com\)](#)

[TB67H450FNG \(szlcsc.com\)](#)

芯片部分

这是一块由东芝出品的基于PWM输入的斩波型直流有刷电机驱动器(对于两相步进电机也适用)，额定输出电压为50V，有前进/倒挡/刹车/停车四种模式，允许大电流驱动，



有道词典 英汉互译

The TB67H450FNG is a PWM Chopper Type DC Brushed Motor Driver.

译文:
TB67H450FNG是一种PWM斩波型直流有刷电机驱动器。
电机输出块的一个通道被嵌入。
TB67H450FNG采用BiCD工艺制作，额定输出电压50V，最大电流3.5A。

进入翻译页面

TOSHIBA

TB67H450FNG

TOSHIBA BiCD Process Integrated Circuit Silicon Monolithic

TB67H450FNG

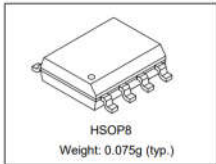
M Chopper Type DC Brushed Motor Driver

TB67H450FNG is a PWM chopper type DC brushed motor driver. Channel of motor output block is embedded. Rated with the BiCD process, the TB67H450FNG is rated at output voltage 50 V, maximum current 3.5A.

Features

- Monolithic IC using BiCD process
- Capable of PWM constant current drive and direct PWM drive
- Supporting 4 operation modes, Forward / Reverse / Brake / STOP (OFF)
- Built-in output MOSFET with Low on-resistance (High side + low side=0.6Ω(typ.))
- Realization of high voltage and large current drive (Refer to "Absolute maximum ratings" and "Operating range".)
- Built-in various error detection functions (Thermal shutdown (TSD), over current detection (ISD), and Under voltage lockout(UVLO))
- Built-in VCC regulator for the internal circuit operation.

Note: Please be careful about the thermal conditions during use.



HSOP8
Weight: 0.075g (typ.)

内部逻辑

宏观上的四种模式由这两个输入口决定，特别注意的是当IN1和IN2均为低电平进入**休眠模式**后过**1ms**会进入准备状态

Input and output function **输入引脚高低电平对应模式状态**

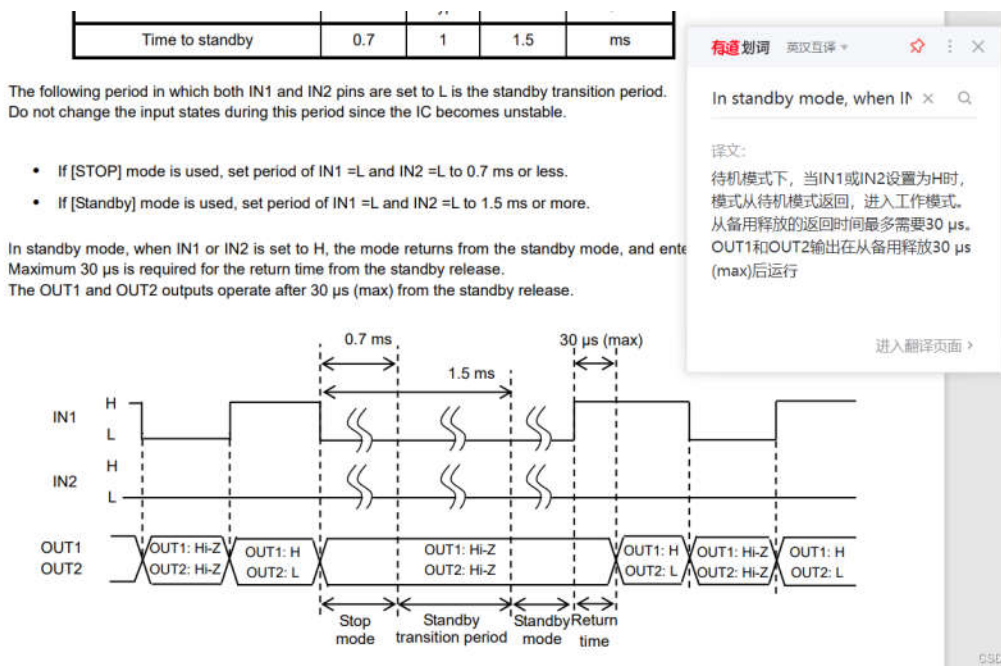
IN1	IN2	OUT1	OUT2	Mode
L	L	OFF (Hi-Z)	OFF (Hi-Z)	Stop
				Standby mode after 1 ms
H	L	H	L	Forward
L	H	L	H	Reverse
H	H	L	L	Brake

休眠
准备
前进
倒退
刹车

Current path: Forward rotation (OUT1 to OUT2), Reverse rotation (OUT2 to OUT1)

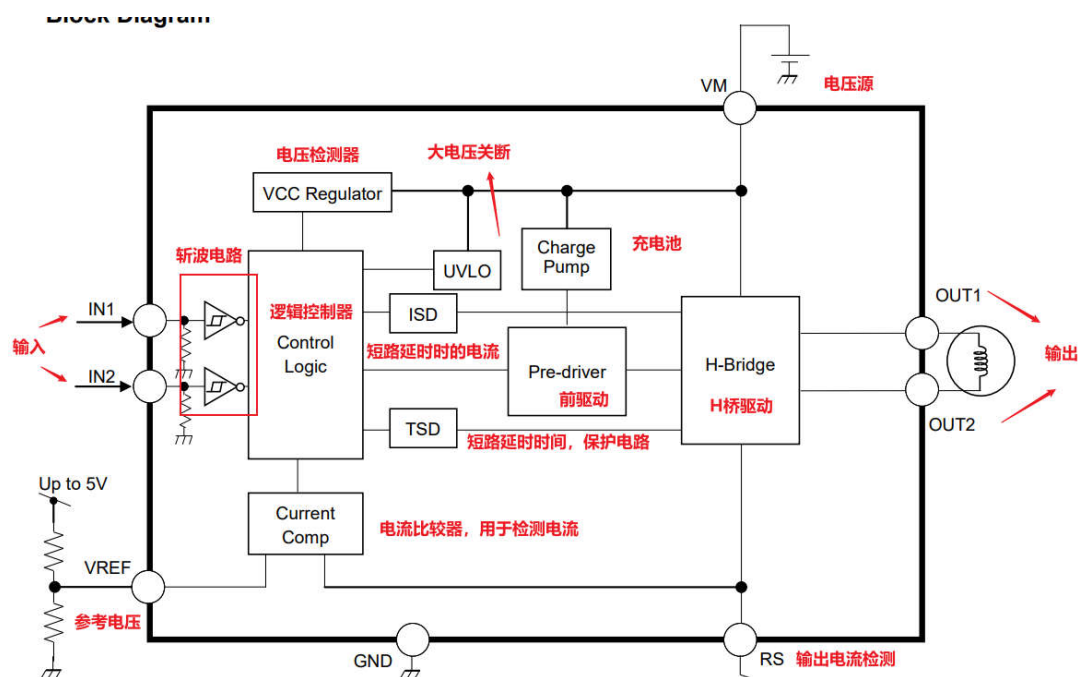
CSDN @Keithasun

而从准备模式进入工作模式也有**30微秒**的延时



CSDN @Keithasun

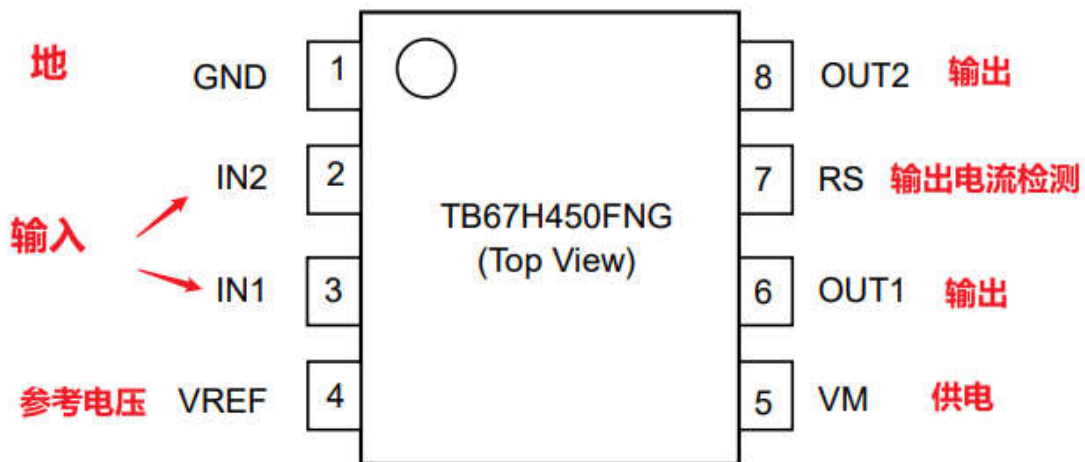
我们先看一下宏观逻辑图





特别强调一点，由于电机线圈是电感类元器件，因此在工作时会涉及**能量的循环利用**，为此设计者配置了三种不同的模式来利用这部分能量，这在后面会提到

明白了逻辑后我们再看引脚图就会清晰很多



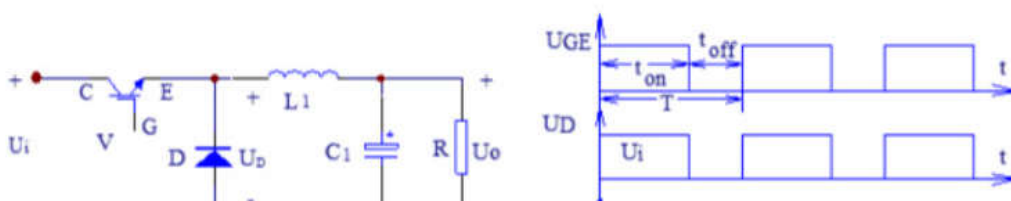
CSDN @Keithasun

这里的输入信号即为单片机发出的**PWM信号**，在提**PWM**之前我们先来看看**斩波电路**

斩波电路

简单来说，斩波电路就是将**恒定的输入信号**转换为**目标信号**的**电路**，通常为DC-DC，大致原理为：将连续的信号斩断成一节一节的**脉冲信号**，斩波电路一般有**降压斩波电路**、**升压斩波电路**、**升降压斩波电路**、**Cuk斩波电路**、**Sepic斩波电路**、**Zeta斩波电路**，我们来简略介绍一下前三种

降压斩波电路 (BUCK)

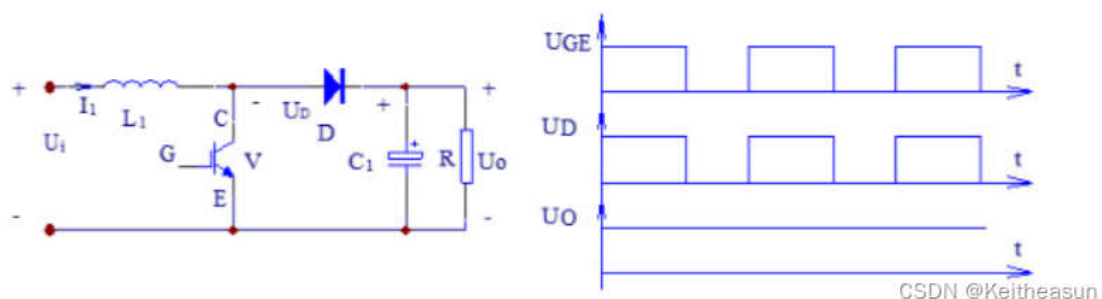




我们看左边的电路图， U_i 为电压源， U_o 为负载电压， V 是一个可控开关，当 V 导通时，负载电压等于电压源电压，当 V 断开时，二极管 D 续流，此时 U_o 为0，因此在一个单位周期 T 内，负载的电流等于 $U_i \cdot \alpha$ ，其中 α 为占空比，即一个周期内 V 导通的时间 T_{on}/T

因此我们不难得出， U_o 的最大电压只能为 U_i ，此时 $\alpha=1$ ，如果减小占空比单位负载电压也会随之减小，故称该电路为**降压斩波电路**

升压斩波电路(BOOST)



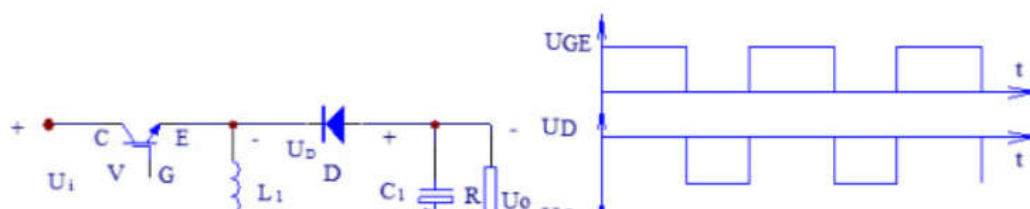
和之前的配置差不多，当 V 为导通态时， U_i 会持续给**电感 L_1 充电**，同时给 **C_1 充电**， C_1 再给 U_o 充电，当电路处于**稳态**时，电感在一个周期内吸收到的能量为 $U_i \cdot I_1 \cdot T_{on}$

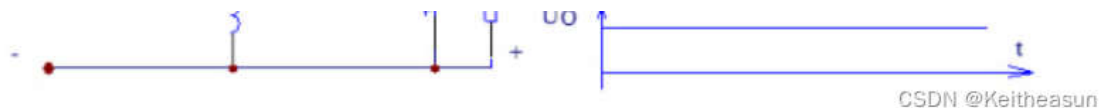
当 V 断开时，电感和电压源一起给 U_o 充电，此时电感的电压为 $U_i - U_o$ ，由于稳态**系统能量守恒**，

$$U_i \cdot I_1 \cdot T_{on} = (U_i - U_o) \cdot I_1 \cdot T_{off}$$

不难得出 $U_o = (T/T_{off}) \cdot U_i$ ，因此无论何时 $T/T_{off} \geq 1$ ，故称之为**升压斩波电路**

升压降压斩波电路

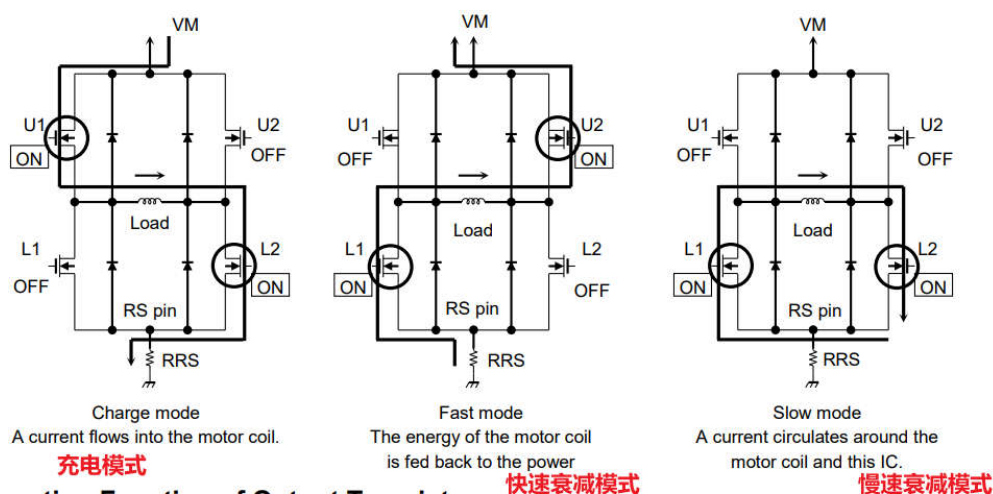




根据图中信息我们可以得知，当V导通时电压源 U_i 给 L_1 充电且给 U_0 充电，当V断开时电感给 U_0 充电且方向与 U_i 相反，因此易得 $U_0 = (T_{on}/T - T_{on}) * U_i$ ，因此当占空比 $0 < \alpha < 0.5$ 时为**降压电路**，反之为**升压电路**

H桥驱动电路

现在我们知道PWM信号控制的是输入信号的**占空比**进而控制斩波电路的输出信号，那么我们在之前步进电机原理部分学习到，电机线圈上的电流每发生一次换向电机转子移动一个步距角，用于改变电机**电流方向&大小**的方法即为---**H桥**



Operation Function of Output Transistor

Mode	U1	U2	L1	L2
Charge	ON	OFF	OFF	ON
Fast	OFF	ON	ON	OFF
Slow	OFF	OFF	ON	ON

CSDN @Keithasun

先不急着想这些衰减模式到底有何作用，我们就从最左边的图来分析H桥，该电路简单来看就是由四个**MOS管开关**组成，将输入的交流信号转换为直流信号，或者将直流信号转换为交流信号，通过开关的在时间节点上的关断实现，不难理解，我们来聊聊**衰减模式**

快速衰减

快速衰减就是断开加在电机绕组线圈的电压，同时将其**内部储存能**

量释放给**其他用电器**，由于

$Q = I^2 R T$ ，含有电阻元件的用电器**消耗能量快**，进而衰减速率快，因此称为快速衰减

慢速衰减

和上面形成对比，在慢速衰减模式下，断开加在电机线圈绕组的电压，同时将电机绕组**正负极相接**，由于绕组**没有**电阻元件，此时**能量消耗较慢**，称为慢速衰减

二者比较

一般根据电机的转速来选择衰减方式：**转速高进快速衰减，转速低进慢速衰减**，**高速衰减会出现震动大有噪声的情况**，**慢速衰减会导致电机转矩不够进而定位不准**

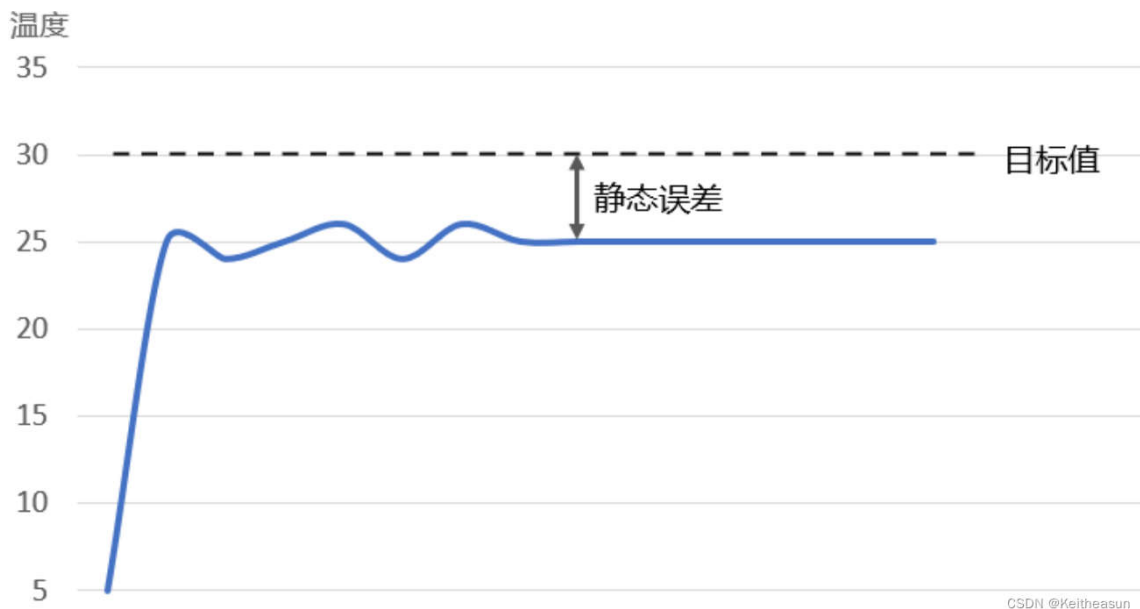
导致上述现象的原因为，快速衰减时PWM信号断开，再到重新启动的过程中会存在一个**较大的死区**，信号需要从**0加载回目标值**，而慢速衰减时会有**一个大的电流信号**无法流向其他负载而是直接**流向H桥**，严重可能导致烧坏，所以我们一般采用**混合衰减模式**，高速用快速衰减，降到低速换回慢速衰减

控制部分

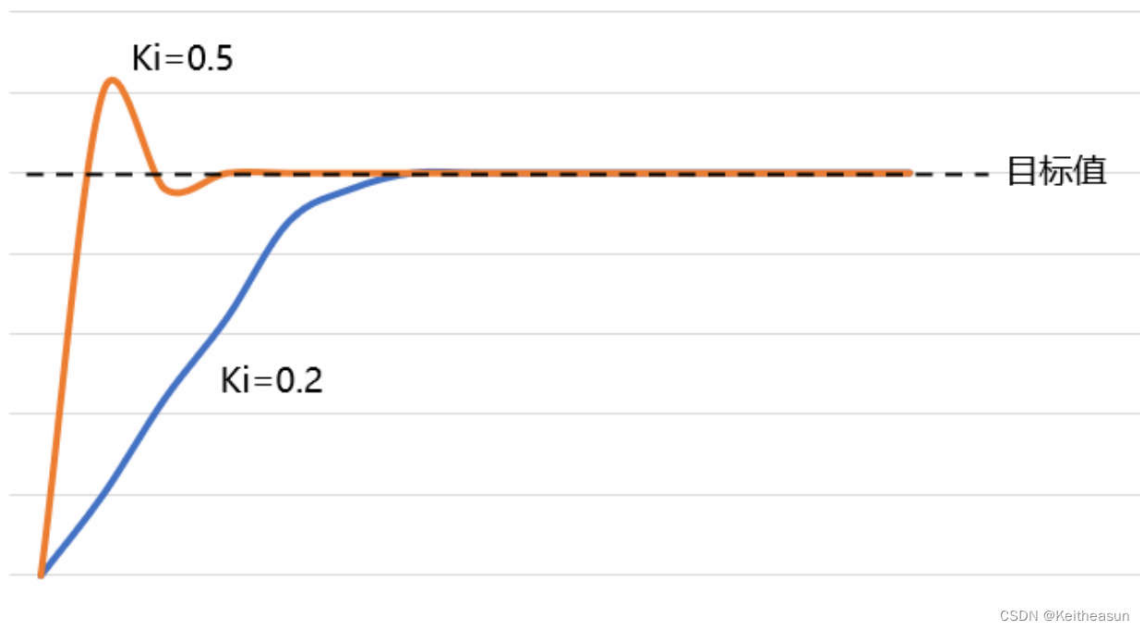
PID算法

相信大部分学过自控的朋友都有涉猎过，三个**参数P（比例）I（积分）D（微分）**，我简单带过一下全局PID算法

通俗地说就是目标值和测量值之间存在**误差 Δ** ，我们就用 **$P \cdot \Delta$** 去逼近目标值，有时候这个逼近的过程太慢或者出现**稳态误差**（在未达到目标值之前系统就收敛）



我们就需要引入**积分项**令其乘上累计误差，我们用 $I \cdot \sum \Delta + P \cdot \Delta$ 即为比例积分输出，但有时候可能会出现响应过快的情况（**超调**）



此时我们就需要引入第三个参数：**微分项D**，其计算公式为 $D \cdot (\Delta i - \Delta i - 1)$ ，此时输出的计算公式就可以称为一个完整的PID系统

$$u_k = Kp \cdot e_k + Ki \sum_{j=0}^k e_j + Kd(e_k - e_{k-1})$$

FOC算法

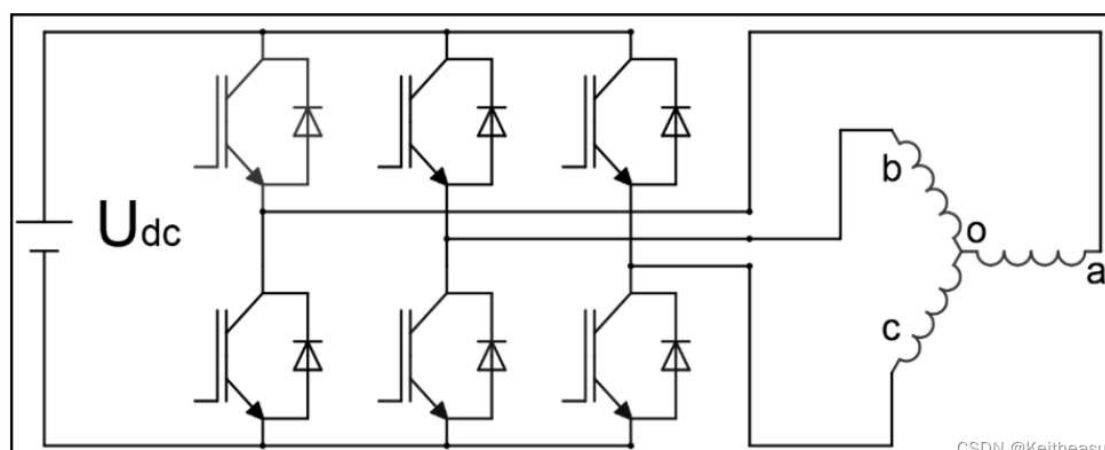
诞生背景

在提FOC之前，我们先来看看FOC的一般应用场合——**直流无刷电机(BLDC)&永磁同步电机(PMSM)**，在之前也提到了步进电机的内部组成，广义地说，步进电机也能算是无刷直流的一个子集，电机驱动都离不开**MOS管开关**

那么BLDC的驱动原理也应该和步进电机类似——**控制加载在电机绕组上的电流值来精准控制电机转子的转动**，那么只是普通的给绕组电流肯定是不够的，之前提到了电机驱动软件细分的原理就是通过PWM持续发送**离散的正弦信号**给线圈进而控制电流，这样能够使电机输出的转动更为丝滑，个人拙见认为FOC与其有异曲同工之妙拿三相电机举例，如果我们想让转动时的精度最高，效果最好，那么不难得出我们要尽可能地控制电机输出的三个相信号之间要**存在120°的相位差($360^\circ/3$)**，为此，FOC便诞生了

三相逆变电路

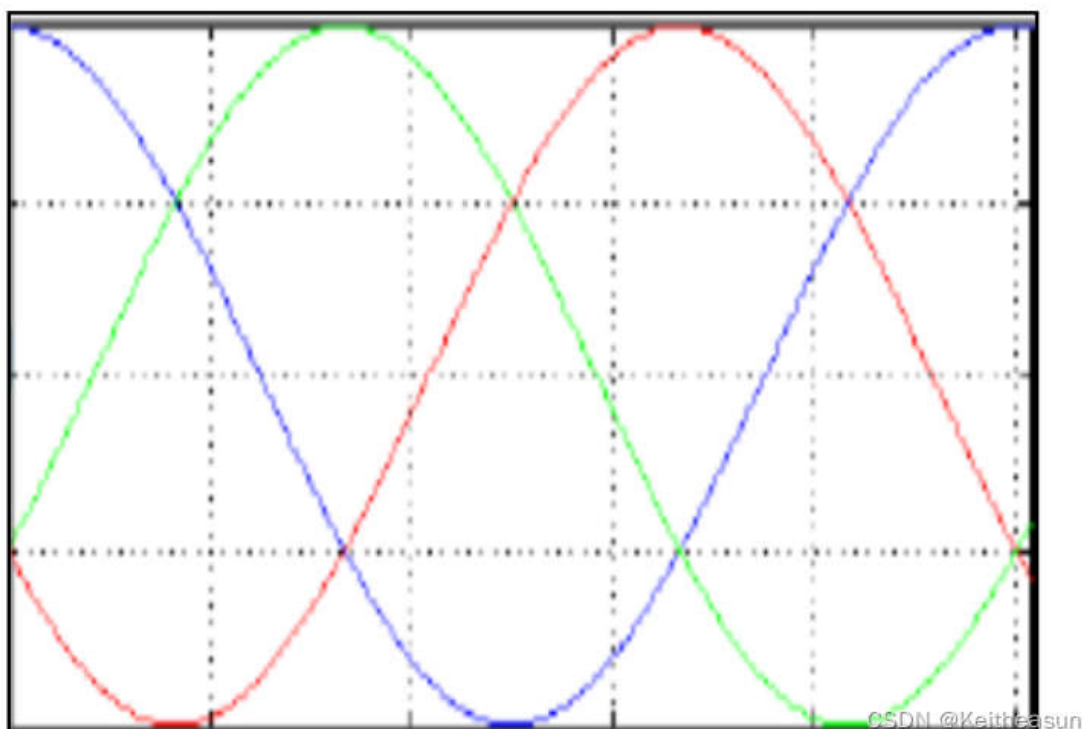
补充一下BLDC的驱动原理——**三相逆变电路**，和H桥类似，只不过这里用了**三组半桥MOS管**组成电路，通过按一定顺序控制MOS管的关断就可以控制三组绕组按一定次序的工作，注意这里的MOS自带了二极管，其目的是为了后面利用电机绕组电感产生的电流



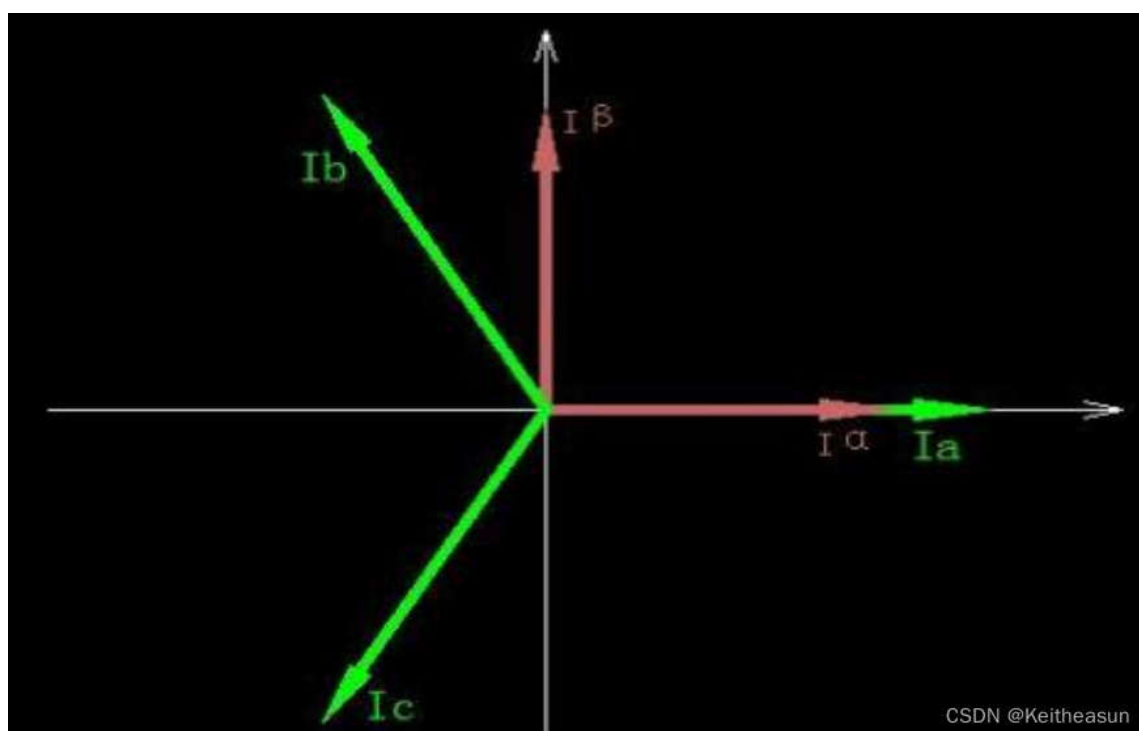
但我们知道如果输入给驱动器的信号大小不变的话，绕组产生的力也不变且转子转动的角度不好控制，为此我们就要引入FOC算法，在那之前我们要先介绍FOC中的一些数学知识——**Clark变换&Park变换**

Clark变换

当我们用手转动PMSM的输出轴时，通过示波器我们可以观测到输出的信号为**三组正弦波**



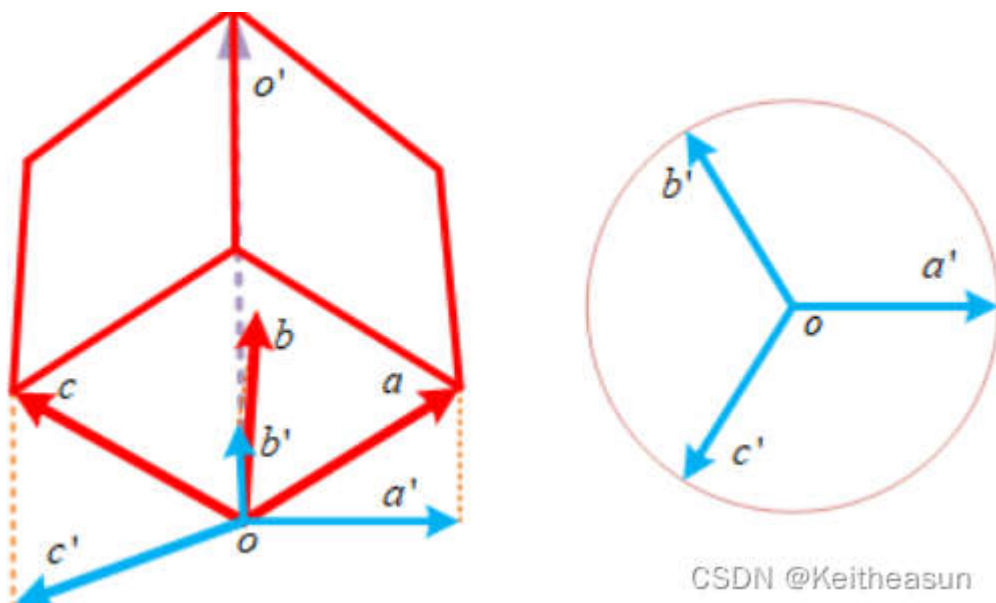
我们已经知道了三相逆变电路的工作流程，不难想象当电机稳定工作时传感器能采样到的电流应该如下如图所示(**相位差120°**)



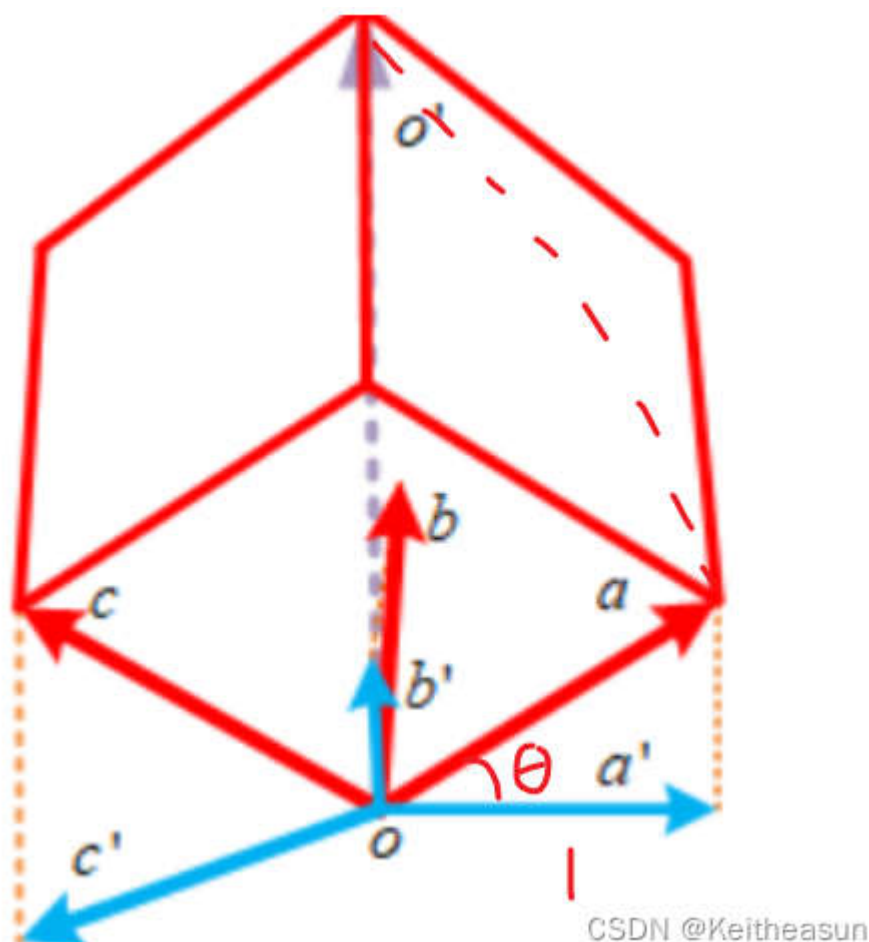
那么如果我们**反过来**给电机三组正弦波信号，电机就能匀速丝滑的

转起来，但是作为一个系统来说，这个系统是**非线性**的，**运算量大**，因此我们需要利用数学工具来**线性化系统**

创建一个三维CUBE并将其**投影**到二维平面

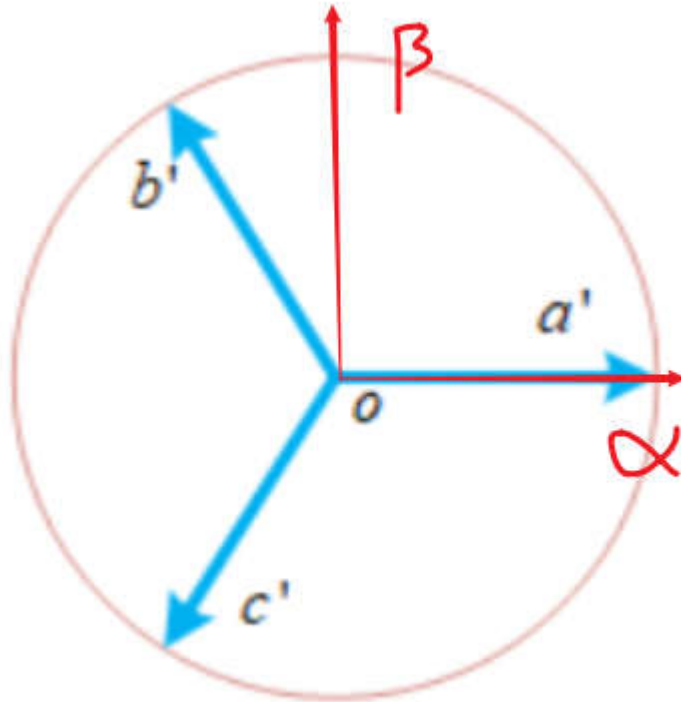


投影的图像方向与 a' , b' , c' 相同，我们需要乘上一个**比例系数** $K1$ ，以 a 为例， a 在二维平面上的电压大小会变为 $U_a = K1 * U_a' * \sin\theta$



在经过三维->二维的变换后，我们现在只需要通过**一组正交基**就可

以表达三相信号



CSDN @Keitheasun

为了防止**产生相位差**，我们令 α 坐标与 a' 重合，此时 $\alpha = K_2 \cdot a'$ ， K_2 为新的比例系数，利用三角函数以及矢量合成可以得出最终 U_α 和 U_β 分别为

$$\begin{aligned} |\vec{U}_\alpha| &= k_2 \left(|\vec{U}_{a'}| - \frac{1}{2} |\vec{U}_{b'}| - \frac{1}{2} |\vec{U}_{c'}| \right) \\ |\vec{U}_\beta| &= k_2 \left(\frac{\sqrt{3}}{2} |\vec{U}_{b'}| - \frac{\sqrt{3}}{2} |\vec{U}_{c'}| \right) \end{aligned}$$

CSDN @Keitheasun

这样一个Clark变换就算初步完成了，但还需要做一些调整

我们假设在变换前电机**三相绕组数为 N_1** ，变换后电机**二相绕组数为 N_2**

从下图公式可以看出，当 a 与 α 同方向时， $U_{\max} = 3/2 U_a$ ，根据**幅值不变原理**，我们需要在最终得到的结果前乘上 $2/3$

$$\begin{cases} U_\alpha = U_{\max} \left(\cos(\varphi) - \frac{1}{2} \cos(\varphi - 60^\circ) - \frac{1}{2} \cos(\varphi - 240^\circ) \right) \\ U_\beta = U_{\max} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\varphi - 120^\circ) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\varphi - 240^\circ) \right) \end{cases}$$

CSDN @Keitheasun

故 $N_1/N_2 = 2/3$

利用齐次方程组表示为

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}$$

CSDN @Keithesun

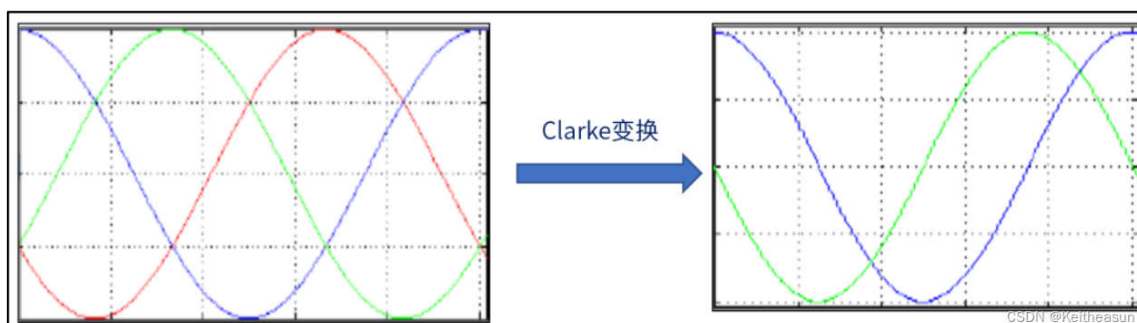
再利用**基尔霍夫电流定律(KCL)**可以求解方程最终解

$$\begin{cases} i_A + i_B + i_C = 0 \\ i_\alpha = \frac{2}{3}i_A - \frac{1}{3}i_B - \frac{1}{3}i_C \\ i_\beta = 0 - \frac{1}{\sqrt{3}}i_B - \frac{1}{\sqrt{3}}i_C \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_\alpha = i_A \\ i_\beta = \frac{i_A + 2i_B}{\sqrt{3}} \end{cases}$$

CSDN @Keithesun

于是我们便成功地将**三个正弦波**转换成了**两个正弦波**



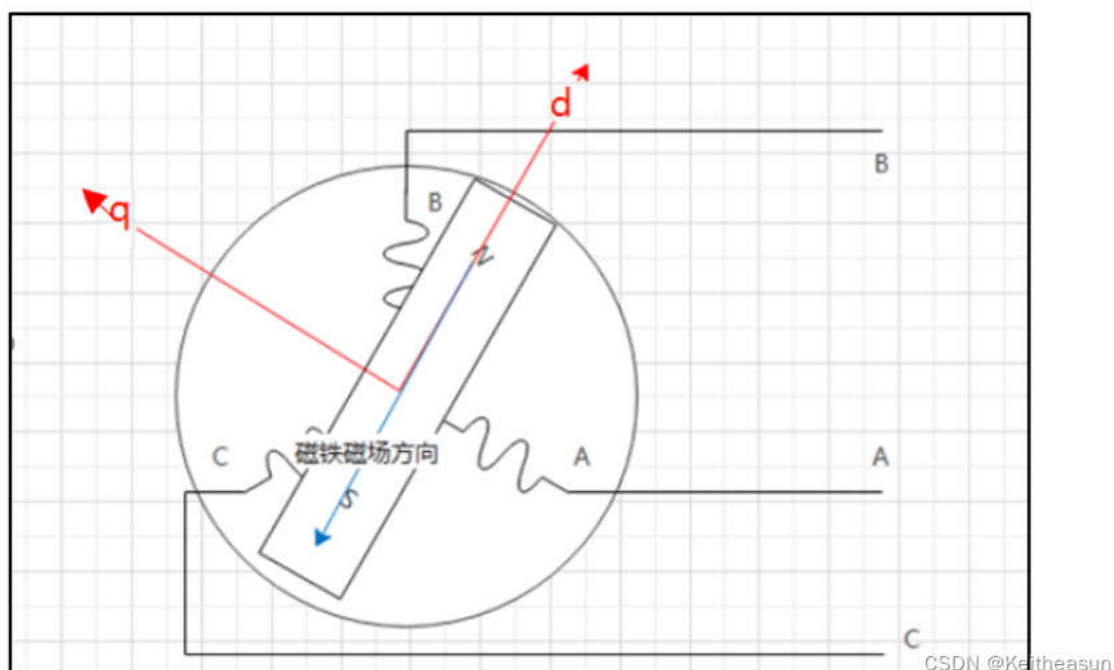
但两个正弦波直接**并不是线性无关**的，还没有完全解耦，控制起来

难度还是很大，所以接下来就要引入**Park变换**

Park变换

Park变换简单来说就是将**静态的坐标系**变为**动态的**，变换后的坐标系会**随着转子一直持续转动**，这样就能得到最终解耦出的信号，分别为**励磁分量**和**转矩分量**，其中励磁分量从狭义上来讲就是通过电机绕组的电流量，这两个分量始终**相互垂直，线性无关**

简单地说，Park变换就是通过变换矩阵改变坐标系的位置进而实现解耦，和机械臂中的空间变换矩阵有类似的效果



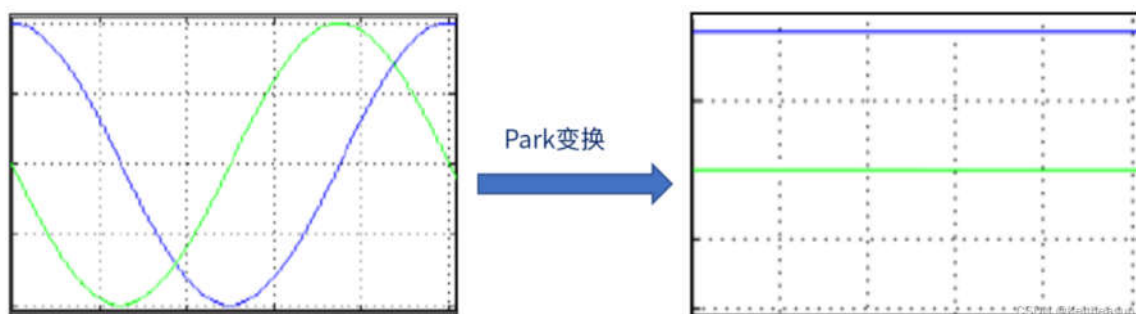
具体计算即为下面这个简单的变换矩阵

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

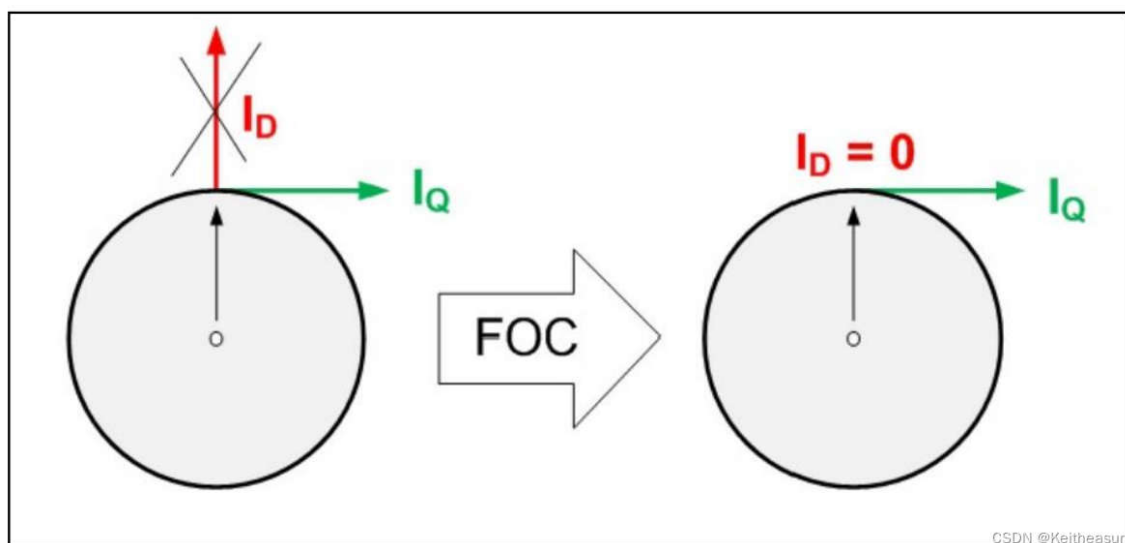
$$\begin{cases} i_d = i_\alpha \cos(\theta) + i_\beta \sin(\theta) \\ i_q = -i_\alpha \sin(\theta) + i_\beta \cos(\theta) \end{cases}$$

CSDN @Keithasun

经过Park变换后，坐标系始终与运动中的电机转子保持同步，这个向量最终变成了一个定值，两个控制变量都完成了线性化



但 I_d 是我们不需要的，我们需要的只是 I_q



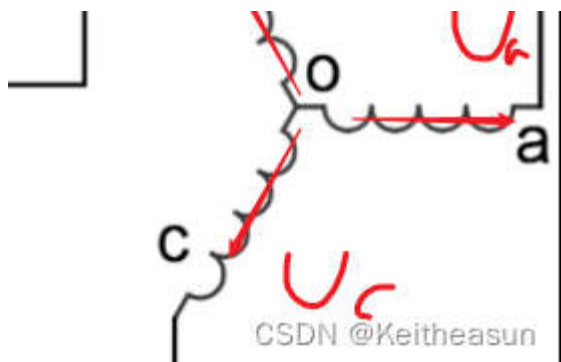
因为我们要尽可能地减少**励磁效应**带来的电流误差，我们要尽可能得到精确的力矩分量

但最后我们还需要进行**逆Park变换**，这是为什么呢，因为三相逆变电路的输入信号是SVPWM，该信号计算需要用到**静态的坐标系**，因此在我们经过PID闭环处理后需要进行一次逆Park变换交给SVPWM处理

SVPWM

在介绍SVPWM之前，我们要先提一下**空间矢量电压**的概念，直观地说就是在三相线圈上的电压值按照**矢量合成**的结果





在三相电路中，各相位电压的表达式如下，其中 U_m 为输入的最大电压，而最右侧的式子是经**欧拉公式**转换得到的

$$\begin{cases} U_{AO}(t) = U_m \cos(\omega t) = \frac{U_m}{2} (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) \\ U_{BO}(t) = U_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{U_m}{2} \left[e^{j(\omega t - \frac{2\pi}{3})} + e^{-j(\omega t - \frac{2\pi}{3})} \right] \\ U_{CO}(t) = U_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{U_m}{2} \left[e^{j(\omega t + \frac{2\pi}{3})} + e^{-j(\omega t + \frac{2\pi}{3})} \right] \end{cases}$$

CSDN @Keithasun

经过了Park逆变换后，动态坐标系变为静态，此时**角速度为0**，经过简化得到最终的合成矢量电压

在三相静止坐标系下：

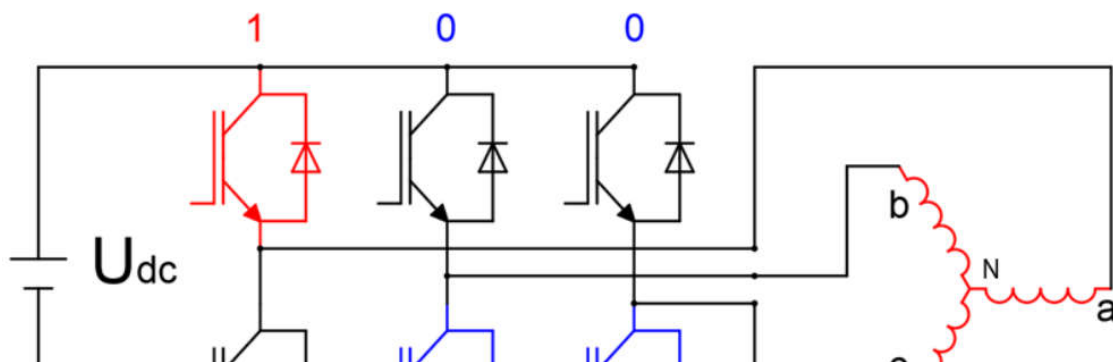
$$\begin{cases} u_{AO}(t) = U_{AO}(t)e^{j0} \\ u_{BO}(t) = U_{BO}(t)e^{j2\pi/3} \\ u_{CO}(t) = U_{CO}(t)e^{-j2\pi/3} \end{cases}$$

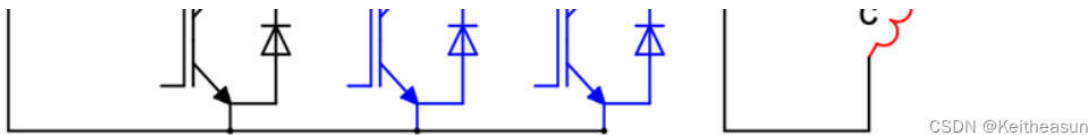
则三相电压空间矢量的合成矢量 $u_s(t)$ 为：

$$\begin{aligned} u_s &= U_{AO}(t) + U_{BO}(t) + U_{CO}(t) = U_{AO}(t)e^{j0} + U_{BO}(t)e^{j2\pi/3} + U_{CO}(t)e^{-j2\pi/3} \\ &= \frac{U_m}{2} (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) + \frac{U_m}{2} \left[e^{j(\omega t - \frac{2\pi}{3})} + e^{-j(\omega t - \frac{2\pi}{3})} \right] e^{j2\pi/3} \\ &\quad + \frac{U_m}{2} \left[e^{j(\omega t + \frac{2\pi}{3})} + e^{-j(\omega t + \frac{2\pi}{3})} \right] e^{-j2\pi/3} \\ &= \frac{U_m}{2} \left[e^{j\omega t} + e^{-j\omega t} + e^{j\omega t} + e^{-j(\omega t - \frac{2\pi}{3})} + e^{j\omega t} + e^{-j(\omega t - \frac{2\pi}{3})} \right] = \frac{3}{2} U_m e^{j\omega t} \end{aligned}$$

CSDN @Keithasun

由结果可以看出得到的结果为一个**旋转的空间矢量**，它的幅值不变，为相电压峰值的1.5倍，且以角频率 $\omega = 2\pi f$ 按逆时针方向匀速旋转的空间矢量





我们知道三相电路的六个半桥MOS管能够产生8种输出(2^3)，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 $U_0(000)$ 、 $U_7(111)$

举个例子，当我们MOS管状态为100时，A相上半桥导通，B，C相下半桥导通，等效电路如下

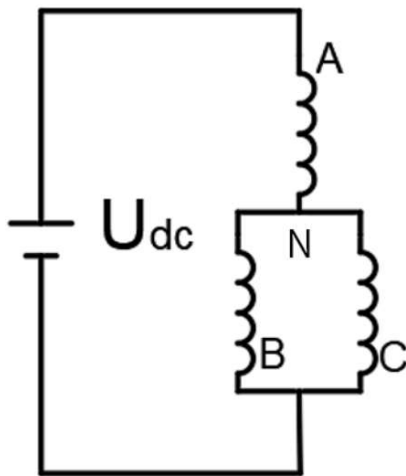


图 27.1.4.1.3 $U_4(100)$ 等效电路

根据串联分压定理，得：

$$U_{aN} = \frac{2}{3}U_{dc}$$

$$U_{bN} = U_{cN} = -\frac{1}{3}U_{dc}$$

CSDN @Keithasun

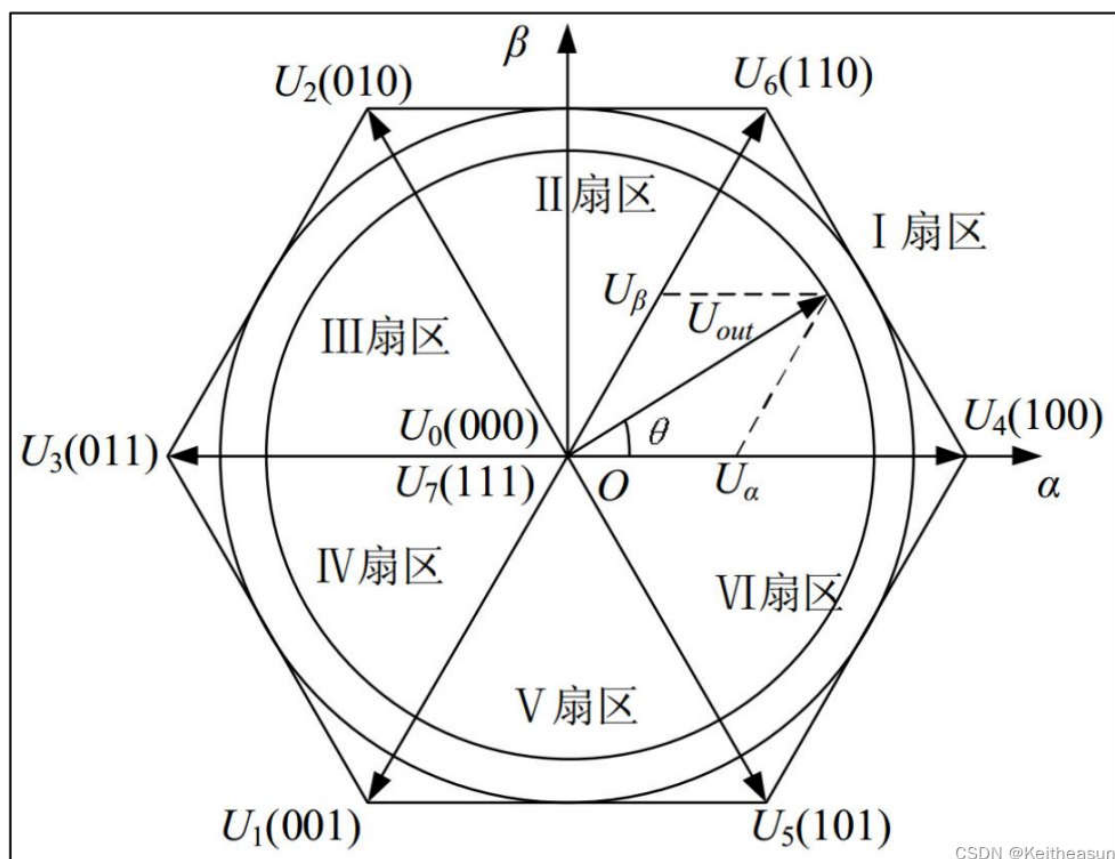
不同的输入产生不同的电压值

S_a	S_b	S_c	矢量符号	线电压			相电压		
				U_{ab}	U_{bc}	U_{ca}	U_{aN}	U_{bN}	U_{cN}
0	0	0	U_0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	U_4	U_{dc}	0	$-U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$
1	1	0	U_6	0	U_{dc}	$-U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$
0	1	0	U_2	$-U_{dc}$	U_{dc}	0	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$
0	1	1	U_3	$-U_{dc}$	0	0	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$

CSDN @Keithasun

0	0	1	U_1	0	$-U_{dc}$	U_{dc}	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$
1	0	1	U_5	U_{dc}	$-U_{dc}$	0	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
1	1	1	U_7	0	0	0	0	0	0

这些不同的MOS管状态就产生了不同的相位扇区

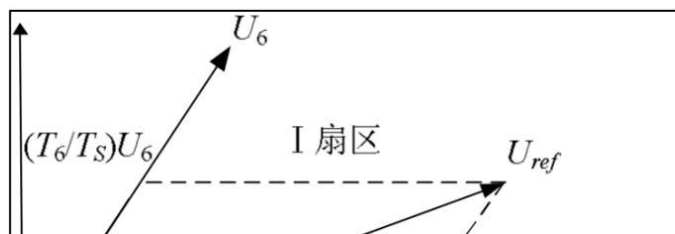


因此我们可以用这**六个扇区的矢量电压**以及**两个零电压**来表示所有的电压值，公式的直观解释就是控制**单位时间内**不同电压的**占空比**来控制最终的输出电压

在每一个扇区，用相邻俩电压矢量及零矢量按照伏秒平衡原则来合成每个扇区内的任意电压矢量。

$$U_{ref} * T_s = U_x * T_x + U_y * T_y + U_{deact} * T_0$$

下面给出公式推导



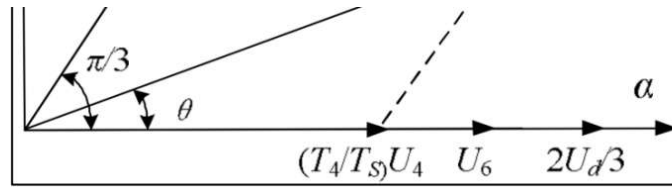


图 27.1.4.1.5 第一扇区

以第一扇区为例，则有：

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

令 U_{ref} 和 U_4 的夹角为 θ ，由正弦定理可得：

$$\begin{cases} |U_{ref}| \cos(\theta) = \frac{T_4}{T_s} |U_4| + \frac{T_6}{T_s} |U_6| \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) = U_\alpha T_s \\ |U_{ref}| \sin(\theta) = \frac{T_6}{T_s} |U_6| \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) = U_\beta T_s \end{cases}$$

整理得出

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

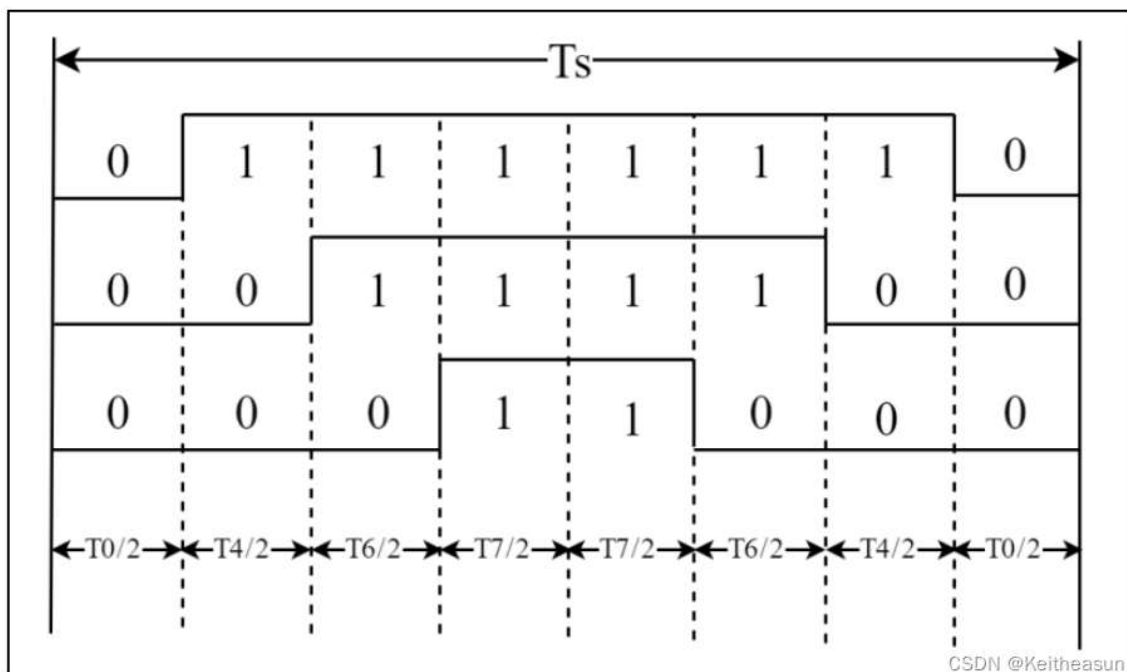
CSDN @Keitheasun

最后我们就可以求得每个扇区所占用单位周期的比重(脉宽调制比)

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

CSDN @Keitheasun

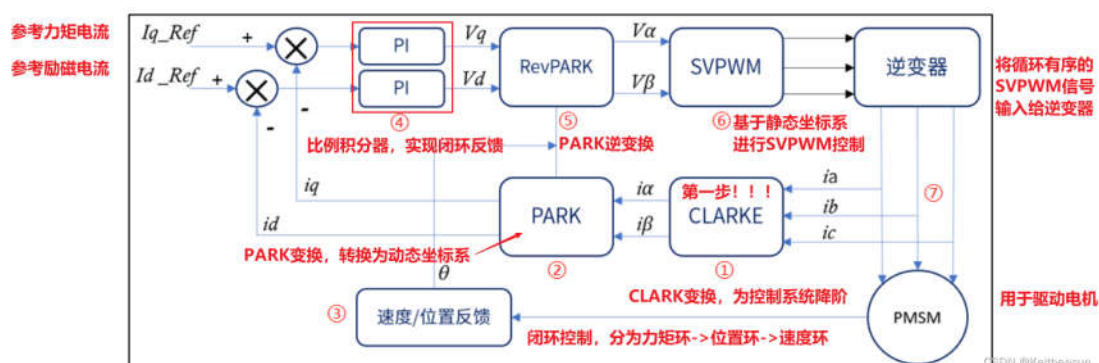
在做完这些操作以后，我们还需要做最后一步，那就是设计MOS开关的顺序，为了减少资源消耗，我们要尽可能地让每次状态切换只产生一个相位的改变，因此就需要用到**七段式SVPWM调制法**



CSDN @Keitheasun

最终，在经过这样有序的周期性SVPWM输出调节后，我们的电机总算能够稳定且丝滑地被驱动了

总结



总结一下驱动的整体流程，我们要先通过**力矩环即电流环**来实现对 **I_q & I_d** 的控制，然后进入速度环进行控制，利用**编码器读取电机输出的脉冲信号计算速度**，将**速度环**的输出传递给**电流环**作为输入，这样就形成了**双闭环控制**，亦或者我们可以将速度环直接替换成位置环，这在机械臂运动中应用性更好

闭环部分介绍完了就该介绍FOC部分了，我们先将**三相信号**经过**Clark变换**变为‘二相’信号，再经由**Park变换**变为线性信号传给PID闭环，然后再**逆Park变换**回静态坐标系给SVPWM部分做静态矢量计算，将要控制的脉宽系数传递给**三相逆变驱动**，最后成功驱动电路