

AEOMED 谊安				共 页
项目名称 / Project Name: <div>MVEPP</div>				
文件名称 Doc. Name/编号 NO: <div>直流无刷电机及 FOC 驱动模型设计</div>				
相 关 文 档 / Refer Document				
文件编号/Document NO		文件名称/Document Name		版本/Rev.
文 档 记 录 / Document History				
版本/Rev.	编制/日期 Author/Date	审核/日期 Checked/Date	审核/日期 Checked/Date	批准/日期 Approved/Date
1.00	徐鲁玉/20240815			
<div>谊安公司（非公开）版权所有</div> <p>本文件为谊安公司的专有资料。任何对本文件的使用、复制、或发布行为均是明确禁止的，除非本公司特殊批准，否则将被视为侵犯本公司的权利和利益。</p> <div>©AEONMED CORP. (UNPUBLISHED)ALL RIGHTS RESERVED</div> <p>This material is the proprietary information of Aeonmed Corp. and any use, reproduction, or distribution of the material contained herein, unless specifically authorized by Aeonmed Corp., is expressly forbidden and would violate the rights and interests of AeonmedCorp..</p>				

目录

第 1 章 概述.....	2
1.1 设计目标.....	2
第 2 章 设计方案.....	2
2.1 软件环境.....	2
2.2 设计方法.....	2
2.2.1 参数计算	错误!未定义书签。
2.2.2 物理域模型设计	错误!未定义书签。
第 3 章 总结.....	错误!未定义书签。

第 1 章 概述

1.1 设计目标

本文档的设计目标为：说明无刷直流电机原理并设计 FOC 驱动模型，该模型是基于 Matlab Simscape 环境设计构建的。

第 2 章 设计方案

2.1 软件环境

Matlab 2023a(需包含 simscape 模型库)

2.2 设计方法

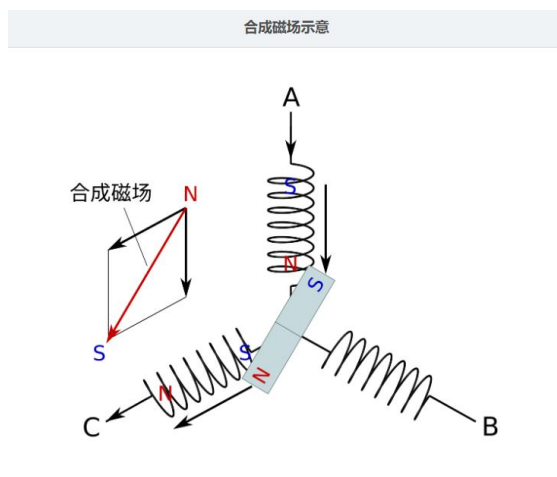
2.2.1 模型说明

本文中的无刷直流电机的内部结构定义如下：

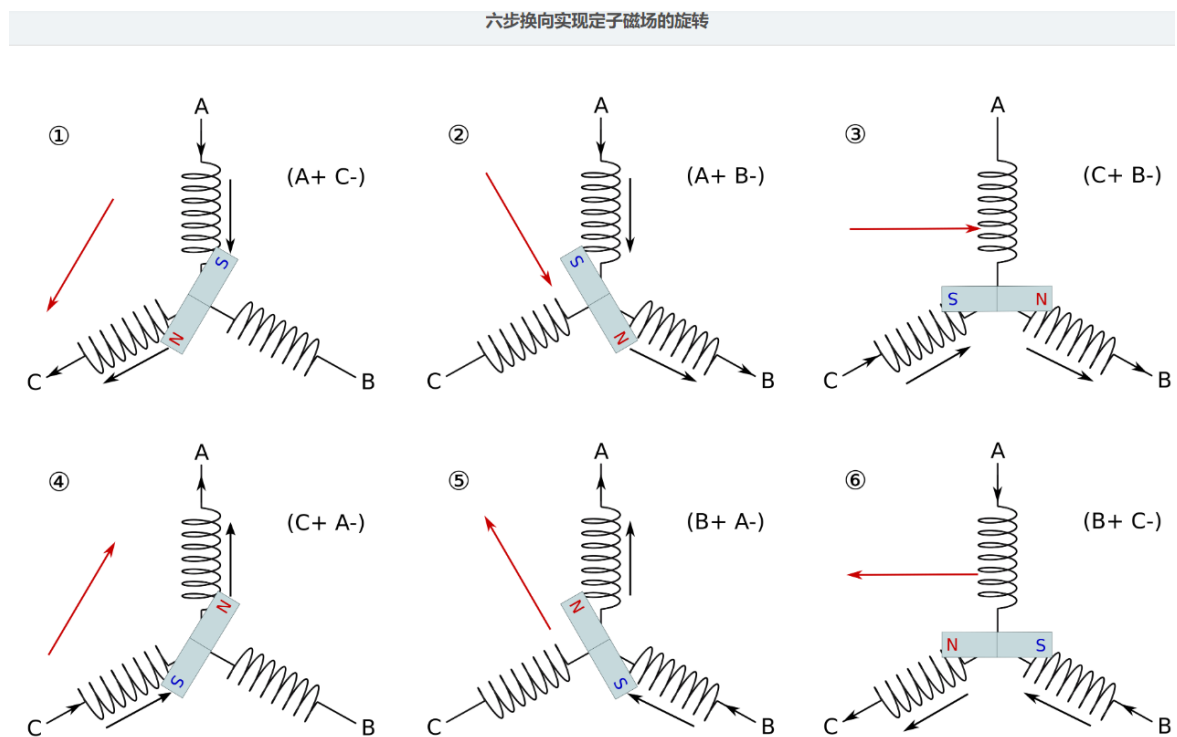
- (1) 转子为永磁体，定子为三相星型绕组，且 $N=3$ ， $P=2$ ；
- (2) 驱动电路为三相全桥逆变电路，并含有霍尔传感器；
- (3) 忽略磁场泄露，旋转磁场为理想圆形；
- (4) 忽略绕组电感的非线性，认为其为恒值；

2.2.2 BLDC 原理

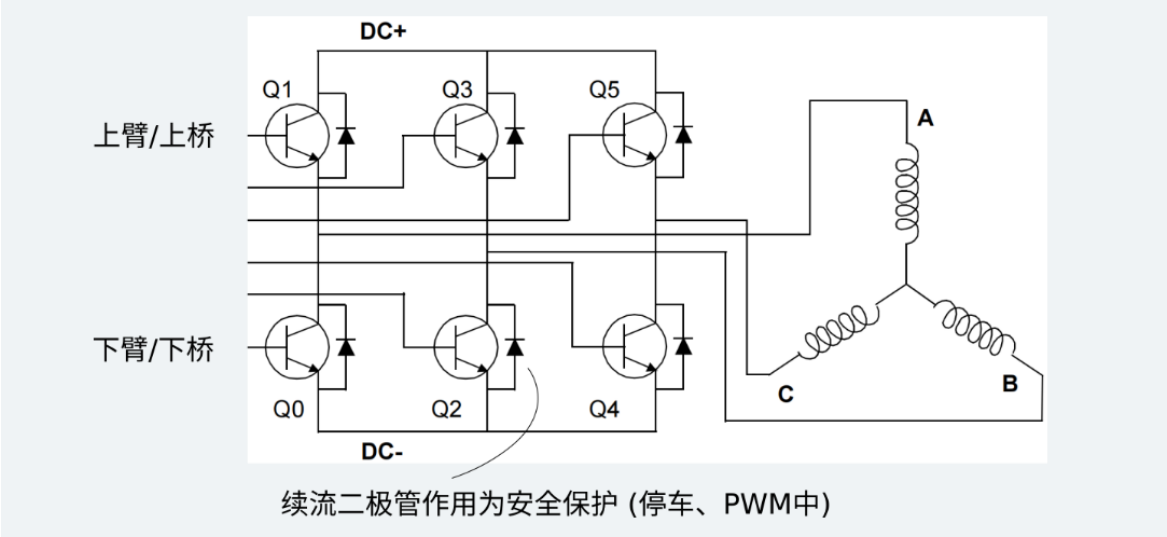
无刷直流电机的基本原理为：定子上的任意两个通电绕组形成磁场（安培定则，右手螺旋定则），转子受磁场力作用旋转，直至转子磁场方向与定子合成磁场方向相同，如下图所示。



当三相星型联结中的绕组依次通电，便可合成六个方向的合成磁场，完成定子磁场旋转一周，即单步磁场旋转 60° ，相应的，转子随定子磁场旋转而旋转，该方法为“六步换向法”，如下图所示。



为实现对三相绕组的交替导通，需要三相全桥逆变电路作为驱动电路，其原理图如下。



对应的六步换向时序如下：

定子相位	60°	120°	180°	240°	300°	360°
Q0				1	1	
Q1	1	1				
Q2		1	1			
Q3					1	1
Q4	1					1
Q5			1	1		

（注意：在六步换向法中，同一时间只有两相导通，剩余一相悬空）

第 1 步

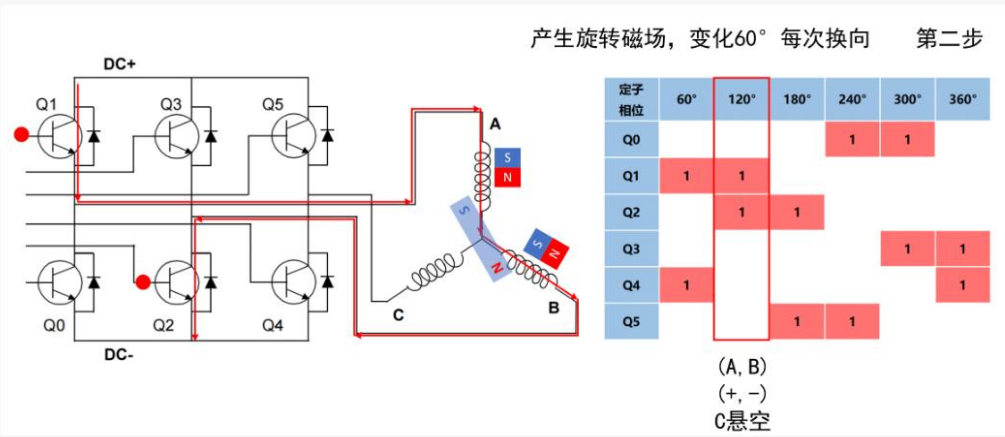
产生旋转磁场，变化60° 每次换向 第一步

定子相位	60°	120°	180°	240°	300°	360°
Q0				1	1	
Q1	1	1				
Q2		1	1			
Q3					1	1
Q4	1					1
Q5			1	1		

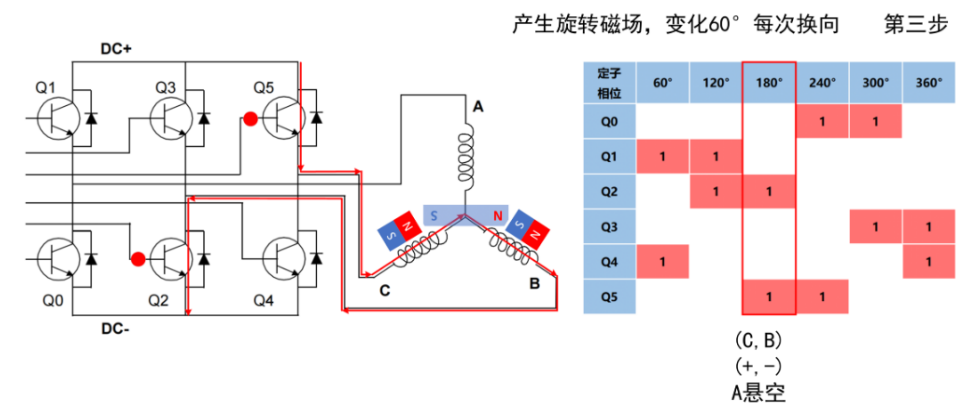
(A, C)
(+, -)
B悬空

转子永磁体位置是在该导通状态下稳定状态

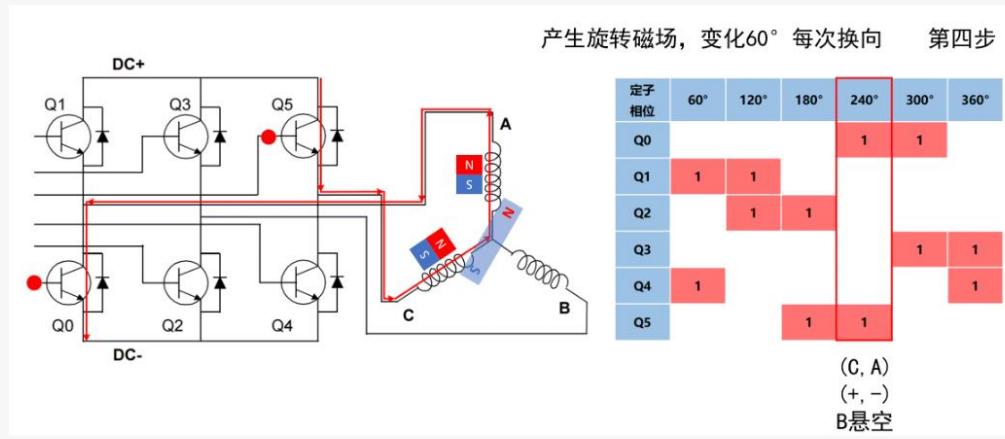
第 2 步

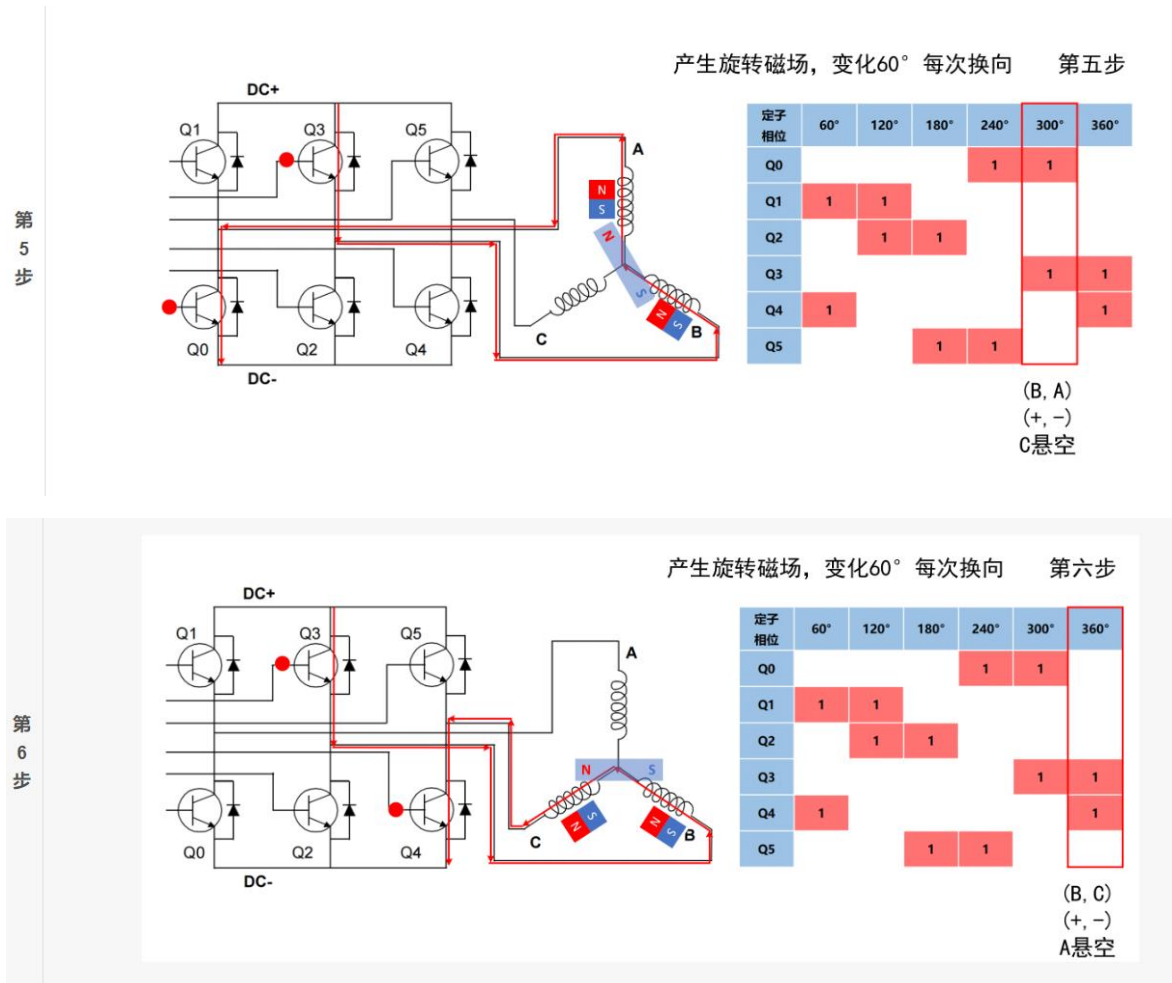


第 3 步



第 4 步

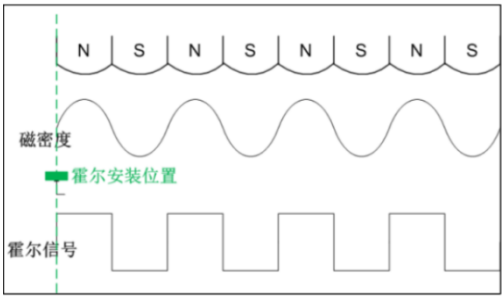




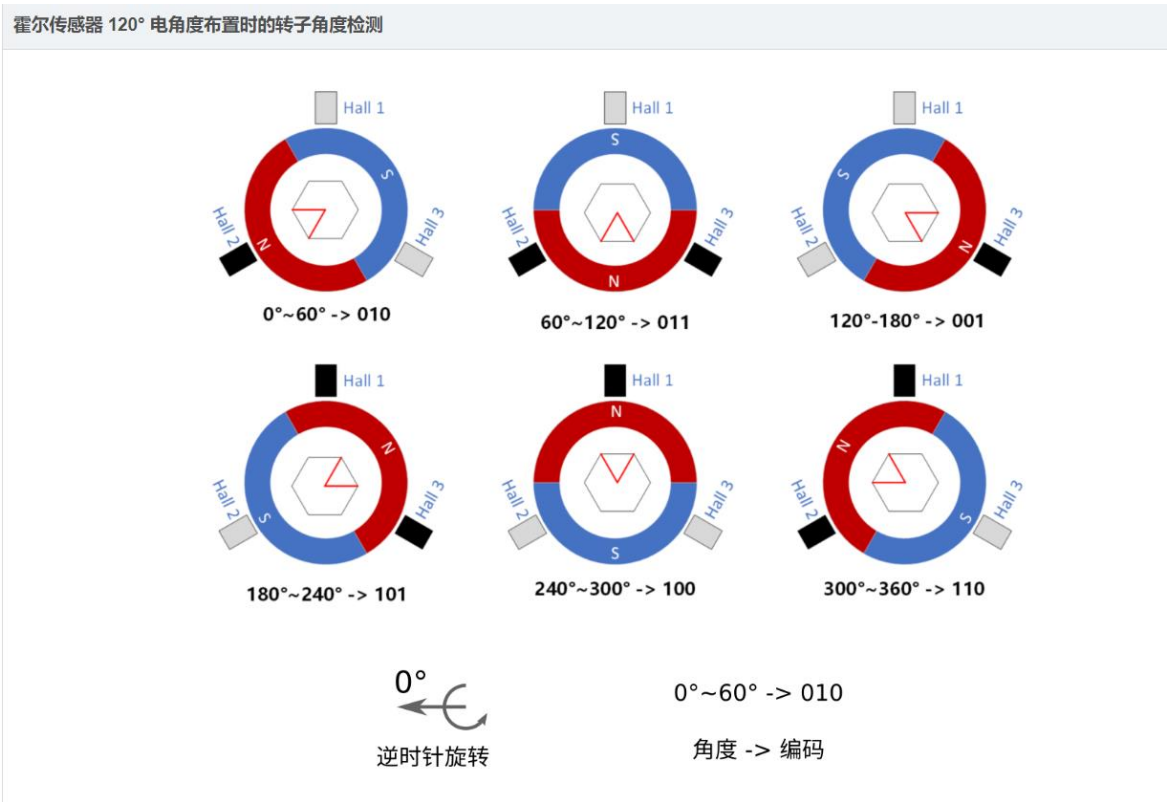
2.2.3 六步换向有感控制策略

实现定子磁场换向的前提是明确转子位置，因此，需要霍尔传感器作为反馈器件，采集转子位置信号，再根据霍尔信号进行换向。

本文的霍尔传感器安装角度为 120° ，可与定子绕组位置相同，该传感器将定子磁场密度转化为高低电平输出，如下图。

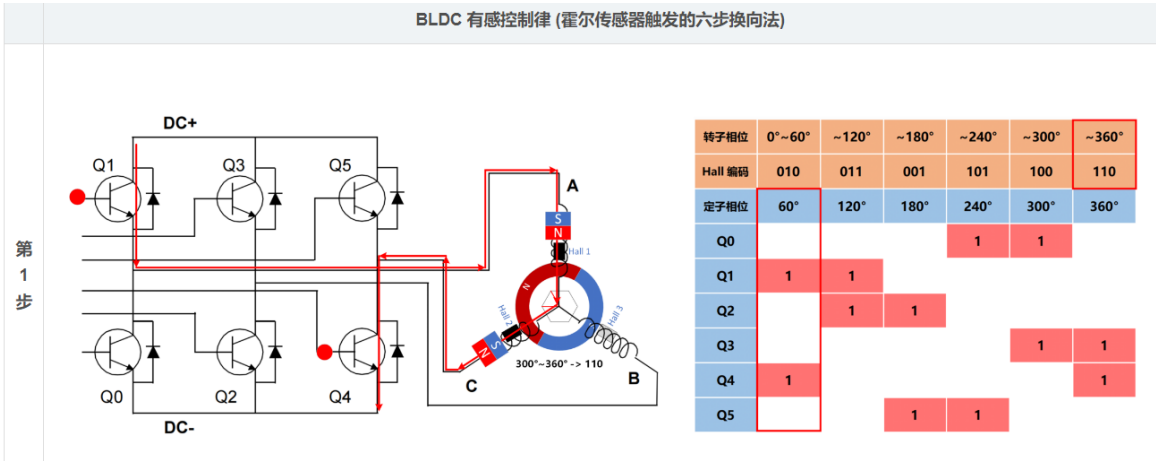


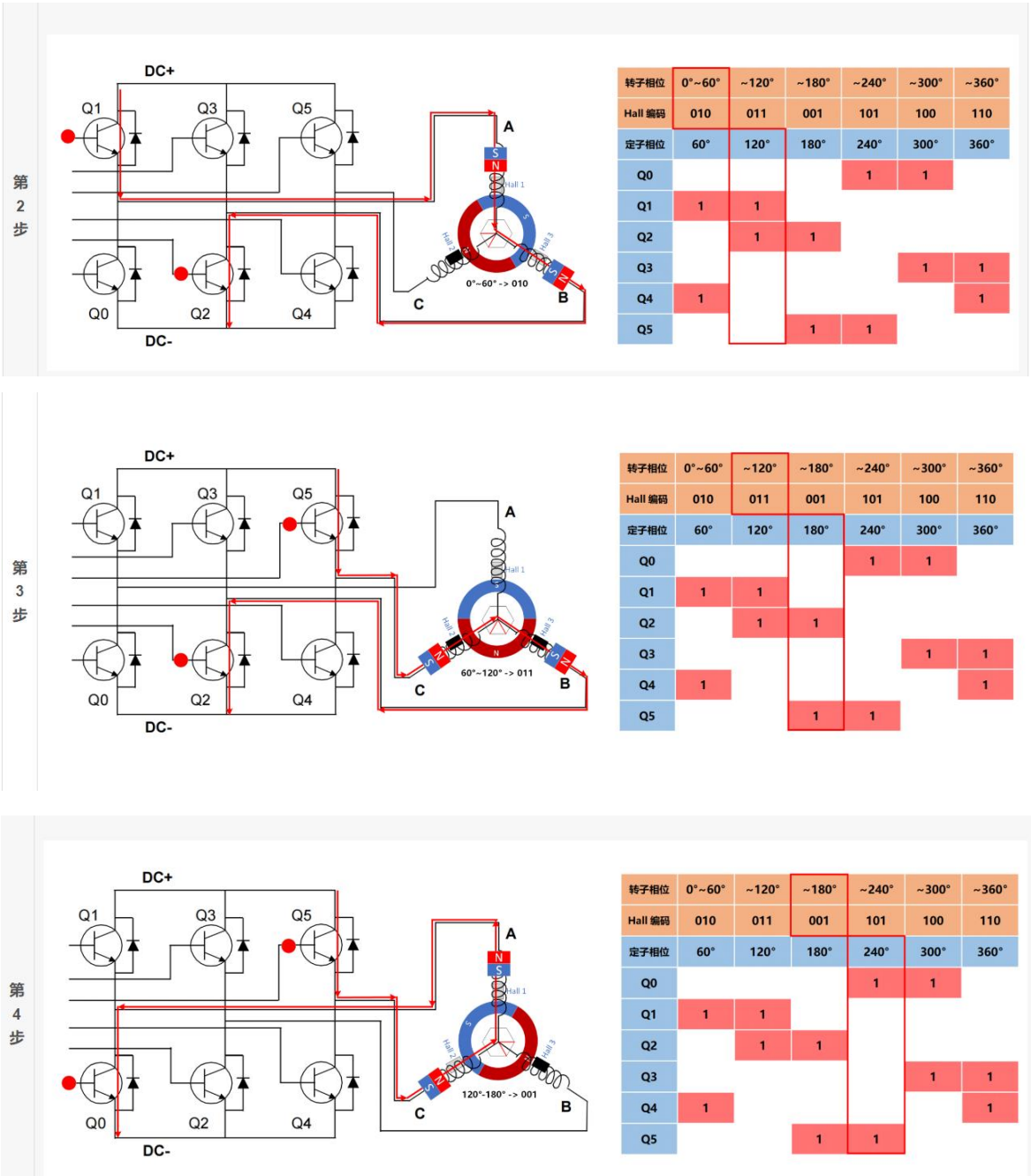
三个霍尔传感器的电平信号可用 3 位编码代表，如下图。



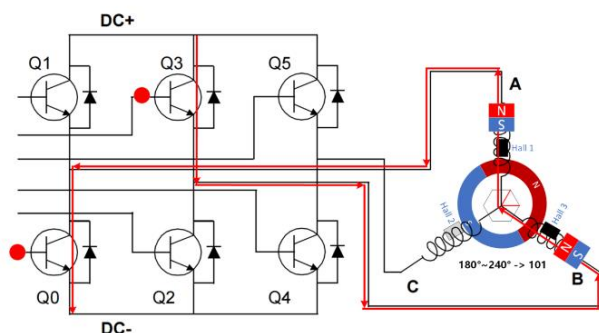
已知当定子合成磁场方向与定子磁场方向正交时，磁场力矩转化率最高，因此，定子旋转磁场的相位需要超前于转子磁场 90°，此时，单位电流的力矩转化率最大。

因此，可使得定子磁场相位超前于转子 120°，转子在旋转 60° 的过程中，二者夹角从 120° 到 60°，转换率较高，如下图所示。



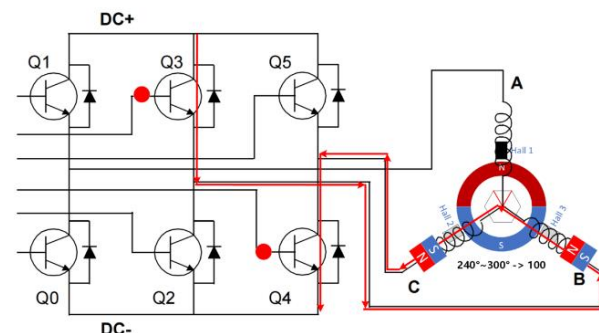


第5步



转子相位	0°~60°	~120°	~180°	~240°	~300°	~360°
Hall 编码	010	011	001	101	100	110
定子相位	60°	120°	180°	240°	300°	360°
Q0				1	1	
Q1	1	1				
Q2		1	1			
Q3					1	1
Q4	1					1
Q5			1	1		

第 6 步

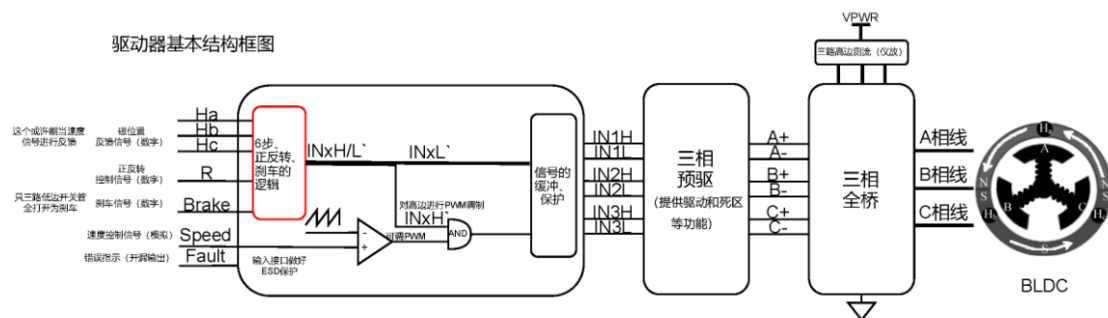


转子相位	0°~60°	~120°	~180°	~240°	~300°	~360°
Hall 编码	010	011	001	101	100	110
定子相位	60°	120°	180°	240°	300°	360°
Q0				1	1	
Q1	1	1				
Q2		1	1			
Q3					1	1
Q4	1					1
Q5			1	1		

因此，六步换向有感控制的逻辑可用真值表表示。

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							

驱动器基本结构框图

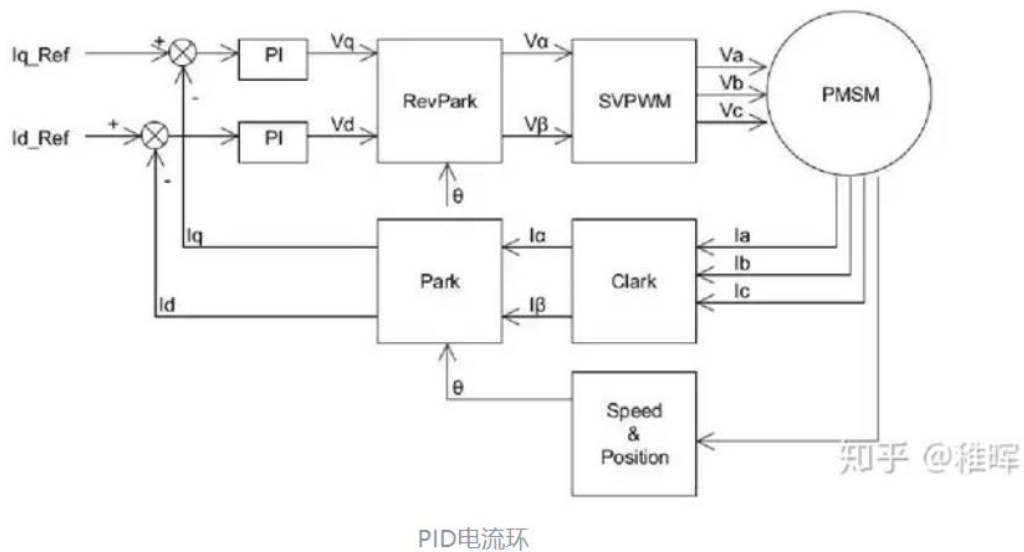


2.2.4 FOC 控制策略

由上文可知，六步换向法的定子磁场方向只有 6 个，在转子磁场旋转 60° 的过程中，定子磁场方向无法维持 90° 的超前相位，力矩转换效率较低。

而 FOC 控制策略可合成任意方向的定子磁场，因此可使得定子磁场始终领先转子磁场 90° ，保持最高的控制效率。

FOC 控制策略的核心为电流环，其控制结构如下。



其控制流程如下：

- (1) 对电机三相电流采样得到 I_a 、 I_b 、 I_c ；
- (2) 对三相电流 I_a 、 I_b 、 I_c 进行 Clark 变换得到 I_α 、 I_β ；
- (3) 对 I_α 、 I_β 进行 Park 变换得到 I_q 、 I_d ；
- (4) 计算设定值 I_{Ref_q} 、 I_{Ref_d} 与 I_q 、 I_d 的误差值；
- (5) 将误差值代入 PID 控制器，得到控制电压 U_q 、 U_d ；
- (6) 将控制电压 U_q 、 U_d 进行反 Park 变换得到 U_α 、 U_β ；
- (7) 将 U_α 、 U_β 导入 SVPWM 模块进行调制，得到该时刻全桥电路的状态编码值；
- (8) 按照状态编码值控制逆变电路，驱动电机运动；

(9) 重复上述步骤。

下文将对该控制流程进行描述。

2.2.4.1 电流采样与 Clark 变换

在步骤 (1) 中，需要对硬件电路中的三相采样电阻进行电流采样，实际上，根据基尔霍夫电流定律，只需要对任意两个相电流进行采样即可。

$$I_a + I_b + I_c = 0 \quad (2.1)$$

其中，各电流为相位差为 120° 的正弦波。

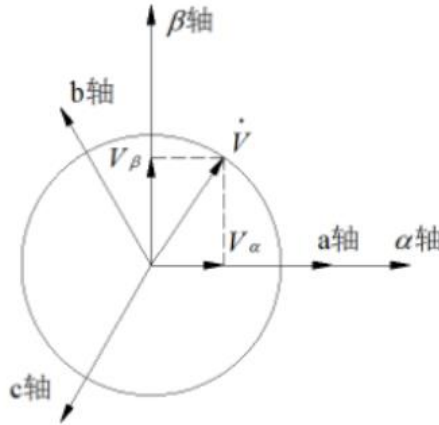
Clark 变换是将 R^2 内的静止三相坐标系变换到静止正交坐标系的过程，如下图所示，其公式为：

$$\begin{cases} I_\alpha = I_a + \cos(\frac{2\pi}{3})I_b + \cos(\frac{2\pi}{3})I_c \\ I_\beta = \sin(\frac{2\pi}{3})I_b - \sin(\frac{2\pi}{3})I_c \end{cases} \quad (2.2)$$

即

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}$$

其中， I_α 、 I_β 为相位差 90° 的正弦波。



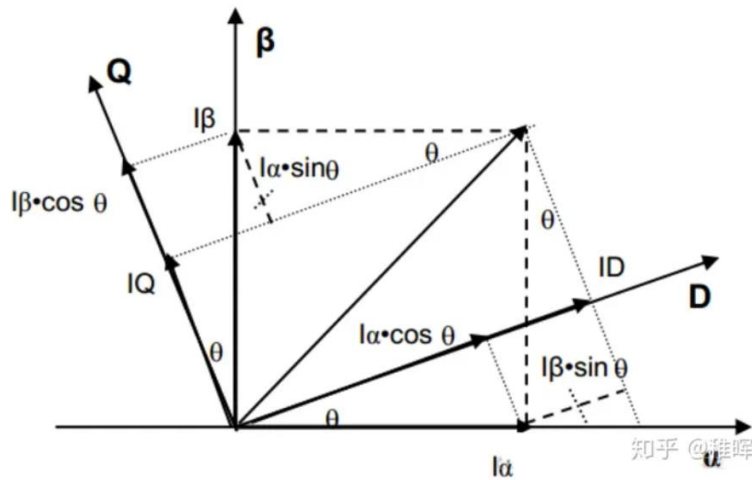
2.2.4.2 Park 变换

在步骤 (3) 中，Park 变换将 R^2 内的静止正交坐标系变换到旋转正交坐标系的

过程，如下图所示，其公式如下：

$$\begin{cases} I_d = I_\alpha \cos \theta + I_\beta \sin \theta \\ I_q = -I_\alpha \sin \theta + I_\beta \cos \theta \end{cases} \quad (2.3)$$

其中， θ 为转子转动的角度，即电角度，注意区别于机械角度，二者的关系为“总电角度=极对数（P/2）*机械角度”。

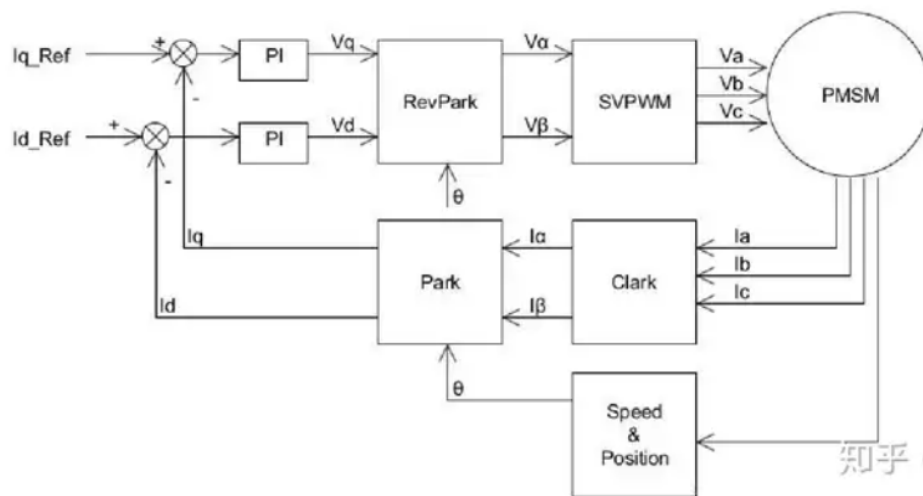


由上式可知，d-p 坐标系是随着转子旋转的，即其相对于转子静止，同时，可见，在静止正交坐标系（ $\alpha - \beta$ ）中的幅值恒定的旋转合成向量，在 d-p 坐标系下为定值（ $I_q \ I_d$ ），这表明，Park 变换实现了控制变量的线性化。

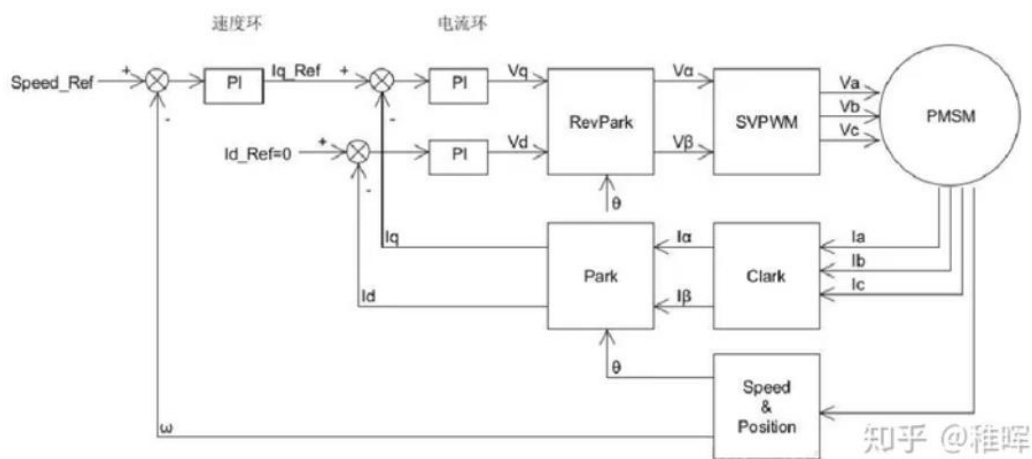
2.2.4.3 PID 控制

在步骤（5）中,FOC 控制可拓展为电流环、转速环、位置环，其控制逻辑为：通过电流反馈控制电机转矩->通过转矩控制电机速度->通过电机转速控制电机位置。

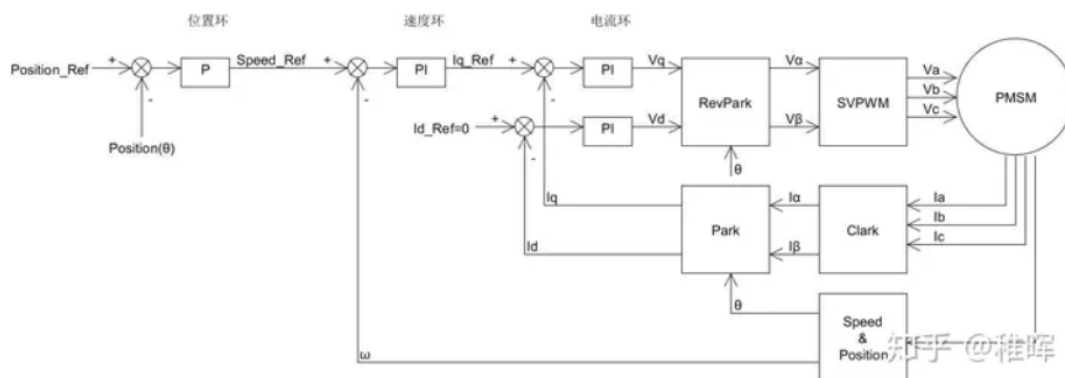
其中，核心的电流环如下图，而 I_{Ref_q} 、 I_{Ref_d} 与 I_q 、 I_d 具备物理意义，d 轴方向为转子磁链方向，q 轴方向为转子磁链垂直方向，因此 $I_q \ I_d$ 可分别表示定子磁场的生成力矩分量和与转子磁场叠加分量，一般而言，希望 I_d 尽可能小，故 I_{Ref_d} 可设置为 0。



PID电流环



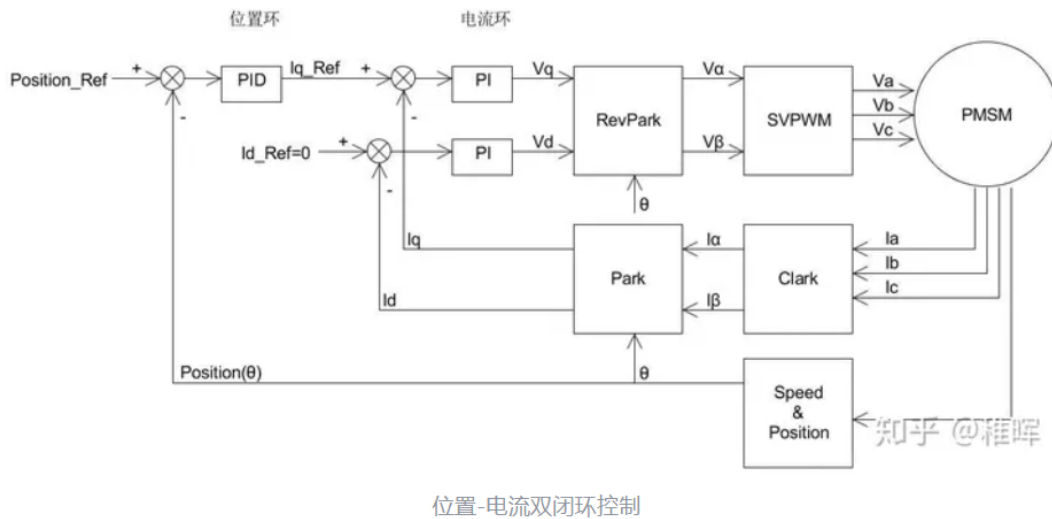
速度-电流双环控制



位置-速度-电流三环控制

需要注意，对于位置环，当转速较高时，根据霍尔传感器反馈值确定其转子位

置，在根据转子角度计算转速是可行的，因为，这实际上是用平均转速代表瞬时速度，当时间变化量较小时，二者差异可忽略。但，当转速较小时，平均测速法的误差较大，因此，为避免速度环节带来的误差，在做位置控制的时候可以只使用位置和电流组成的双环进行控制，不过此时需要对位置环做一定的变化，其控制结构如下。



2.2.4.4 反 Park 变换

在步骤（6）中，反 Park 变换的计算公式如下：

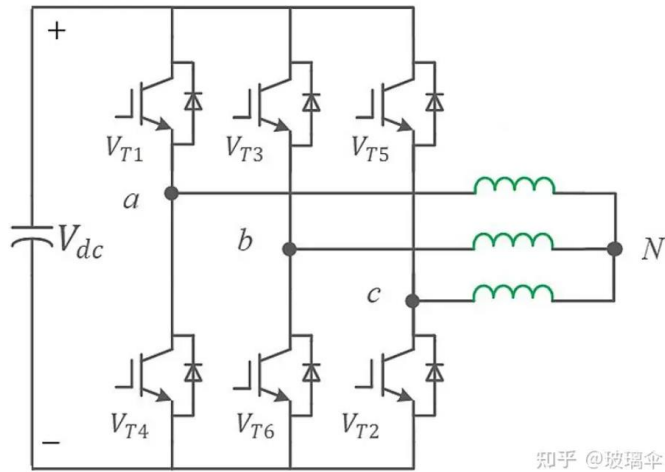
$$\begin{cases} I_{\alpha} = I_d \cos \theta - I_q \sin \theta \\ I_{\beta} = I_d \sin \theta + I_q \cos \theta \end{cases} \quad (2.4)$$

2.2.5 SVPWM 调制技术

空间矢量脉冲宽度调制（Space Vector Pulse-Width-Modulation, SVPWM）。

2.2.5.1 原理

以一般的两电平 SVPWM 为例，其负载一般为三相全桥逆变电路，如下图所示。



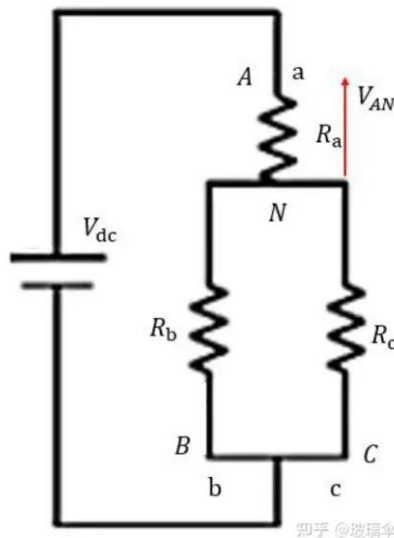
知乎 @玻璃伞

图1

SVPWM 实现的是对三组逆变器的导通时序的计算，首先，可以对每一相桥臂上的逆变器通断定义一个开关函数，函数如下：

$$S_x, x = a, b, c \quad (2.5)$$

每相桥臂只有导通（1）与关断（0）两种状态，三相桥臂共有 8 种状态（000-111），以（100）为例，表示 VT1、VT6、VT2 导通，VT3、VT5、VT4 关断，此时，绕组电路可简化为：



知乎 @玻璃伞

假设，绕组电阻相等，则可得：

$$\begin{aligned} V_{AN} &= 2V_{NB} \\ V_{dc} &= V_{AN} + V_{NB} \\ V_{AN} &= \frac{2}{3}V_{dc} \quad (2.6) \\ V_{BN} &= V_{CN} = -\frac{1}{3}V_{dc} \end{aligned}$$

同理，对剩余 7 种状态进行电压分析可得其相电压，如下。

S_a	S_b	S_c	Vector	Phase voltage		
				V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}
0	0	0	V_0	0	0	0
1	0	0	V_4	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$
1	1	0	V_6	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$
0	1	0	V_2	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$
0	1	1	V_3	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$
0	0	1	V_1	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$
1	0	1	V_5	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$
1	1	1	V_7	0	0	0

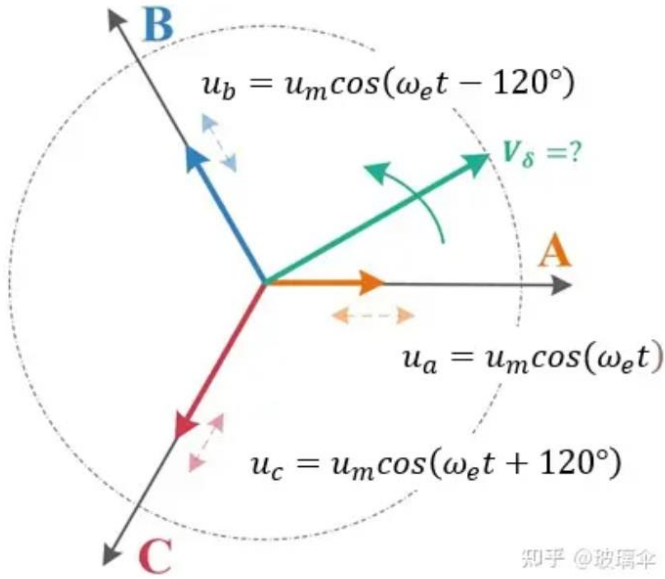
表1

由于三相绕组的空间夹角为 120° ，每个状态可合成一个空间电压向量，其计算公式如下：

$$\left\{ \begin{array}{l}
 V_4 = \frac{2}{3} \left(\frac{2}{3}V_{dc} - \frac{1}{3}V_{dc}e^{j2\pi/3} - \frac{1}{3}V_{dc}e^{j4\pi/3} \right) = \frac{2}{3}V_{dc} \\
 V_6 = \frac{2}{3} \left(\frac{1}{3}V_{dc} + \frac{1}{3}V_{dc}e^{j2\pi/3} - \frac{2}{3}V_{dc}e^{j4\pi/3} \right) = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j\pi/3} \\
 V_2 = \frac{2}{3} \left(-\frac{1}{3}V_{dc} + \frac{2}{3}V_{dc}e^{j2\pi/3} - \frac{1}{3}V_{dc}e^{j4\pi/3} \right) = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j\pi 2/3} \\
 V_3 = \frac{2}{3} \left(-\frac{2}{3}V_{dc} + \frac{1}{3}V_{dc}e^{j2\pi/3} + \frac{1}{3}V_{dc}e^{j4\pi/3} \right) = -\frac{2}{3}V_{dc} \\
 V_1 = \frac{2}{3} \left(-\frac{1}{3}V_{dc} - \frac{1}{3}V_{dc}e^{j2\pi/3} + \frac{2}{3}V_{dc}e^{j4\pi/3} \right) = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j\pi 4/3} \\
 V_5 = \frac{2}{3} \left(\frac{1}{3}V_{dc} - \frac{1}{3}V_{dc}e^{j2\pi/3} + \frac{2}{3}V_{dc}e^{j4\pi/3} \right) = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j\pi 5/3} \\
 V_0 = 0 \\
 V_7 = 0
 \end{array} \right. \quad (2.7)$$

注意， V 均为空间矢量， $e^{j\pi/3}$ 表示逆时针旋转 60° ，同时，合成电压向量均乘系数 $2/3$ ，这是由于三相交流电压的合成电压向量的幅值是单相电压的 1.5 倍，为使得 SVPWM 的合成电压幅值与相电压幅值相同，因此，同一乘系数 $2/3$ ，该系数也可以在 Clark 变换中加入。

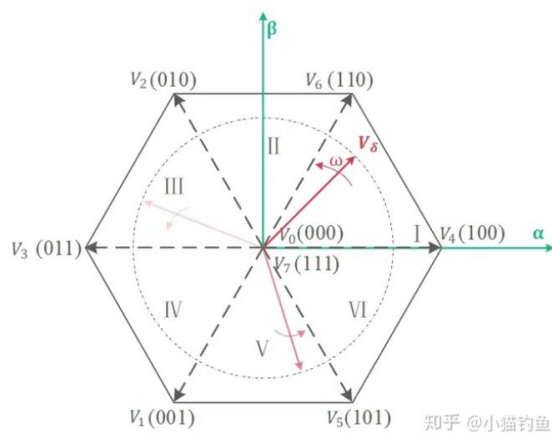
（补充：三相交流电压的合成电压原理如下：



$$\begin{aligned}
 V_{\delta} &= u_a + u_b \cdot e^{j \cdot 120^\circ} + u_c \cdot e^{-j \cdot 120^\circ} \\
 &= u_m \cos(\omega_e t) + u_m \cos(\omega_e t - 120^\circ) \cdot e^{j \cdot 120^\circ} + u_m \cos(\omega_e t + 120^\circ) \cdot e^{-j \cdot 120^\circ} \\
 &= u_m \cos(\omega_e t) + u_m \cos(\omega_e t - 120^\circ) \cdot [\cos(120^\circ) + j \sin(120^\circ)] + u_m \cos(\omega_e t + 120^\circ) \cdot [\cos(120^\circ) - j \sin(120^\circ)] \\
 &= u_m \{ \cos(\omega_e t) + [\cos(\omega_e t - 120^\circ) + \cos(\omega_e t + 120^\circ)] \cos(120^\circ) + j \sin(120^\circ) [\cos(\omega_e t - 120^\circ) - \cos(\omega_e t + 120^\circ)] \} \\
 &= u_m \{ \cos(\omega_e t) + 2 \cos(\omega_e t) \cos(120^\circ) \cdot \cos(120^\circ) + j \sin(120^\circ) \cdot 2 \sin(\omega_e t) \sin(120^\circ) \} \\
 &= u_m \left[\frac{3}{2} \cos(\omega_e t) + j \frac{3}{2} \sin(\omega_e t) \right] \\
 &= \frac{3}{2} u_m e^{j \omega_e t}
 \end{aligned}$$

注意，三相电压的相位关系决定了合成电压向量的旋转方向，且该电压向量为幅值恒定的旋转向量，且存在 1.5 倍关系。）

而三相电压的合成电压向量 V_{δ} （或三相电压自身）就是 SVPWM 的输入值，输出值就是逆变电路的开关状态值，使得逆变电路的输出值为 PWM 形式的 V_{δ} ，定义其为 V_{out} ，为参考电压向量。



为了复现 v_s 的任意位置、任意幅值的特点，需要利用三相绕组形成的 8 个空间电压向量（2 个零向量和 6 个非零向量），且其幅值固定（ V_{dc} ）。该过程为：在一个 T_s 内，从 6 个非零矢量和 2 个零矢量中挑选出的矢量，确保其合成矢量 v_{out} 与采样时刻的 v_s 重合。

仍然以第一扇区为例，在一个 PWM 周期 T_s 内， V_4 、 V_6 、 V_0 、 V_7 可用于合成 V_{out} 。

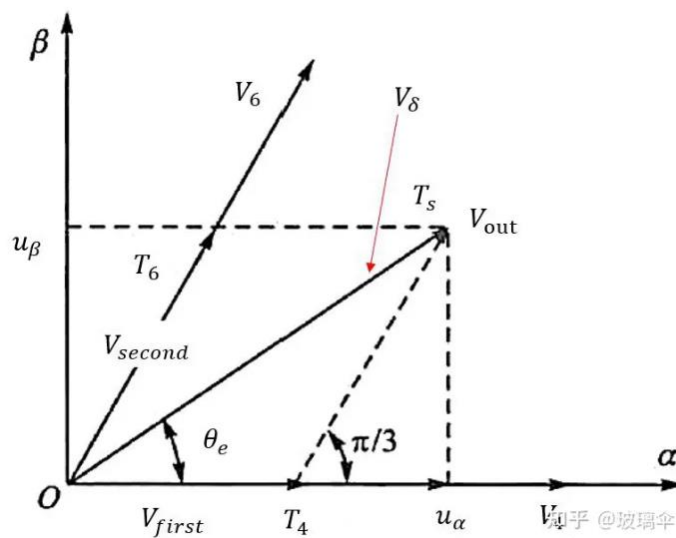


图11

根据伏秒平衡等效原理，有如下关系：

$$\begin{aligned}
 T_s V_{out} &= T_4 V_4 + T_6 V_6 + T_0 V_0 \\
 T_4 + T_6 + T_0 &= T_s \\
 V_{first} &= \frac{T_4}{T_s} V_4 \\
 V_{second} &= \frac{T_6}{T_s} V_6
 \end{aligned} \quad (2.8)$$

同时，根据上图的几何关系可得：

$$\begin{aligned}
 |V_{out}| \sin \theta &= |V_{second}| \sin\left(\frac{1}{3}\pi\right) \\
 |V_{first}| \sin \theta &= |V_{second}| \sin\left(\frac{1}{3}\pi - \theta\right)
 \end{aligned} \quad (2.9)$$

联立上述公式可得每个电压向量的持续时间，如下：

$$\begin{aligned}
 T_4 &= \sqrt{3} \frac{u_m}{V_{dc}} T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\
 T_6 &= \sqrt{3} \frac{u_m}{V_{dc}} T_s \sin(\theta) \\
 T_0 = T_7 &= \frac{1}{2}(T_s - T_4 - T_6)
 \end{aligned} \quad (2.10)$$

其中， u_m 为三相电压幅值， V_{dc} 为逆变器电压， T_s 为 PWM 周期，注意系数 $2/3$

确保了 V_{out} 幅值仍为 u_m 。

每个电压向量 V 对应不同的逆变器状态 (S_x)，为了在一个 PWM 周期内，逆变器动作次数最少，可引入 V_0 和 V_7 作为过渡状态，每个扇区的开关切换顺序如下：

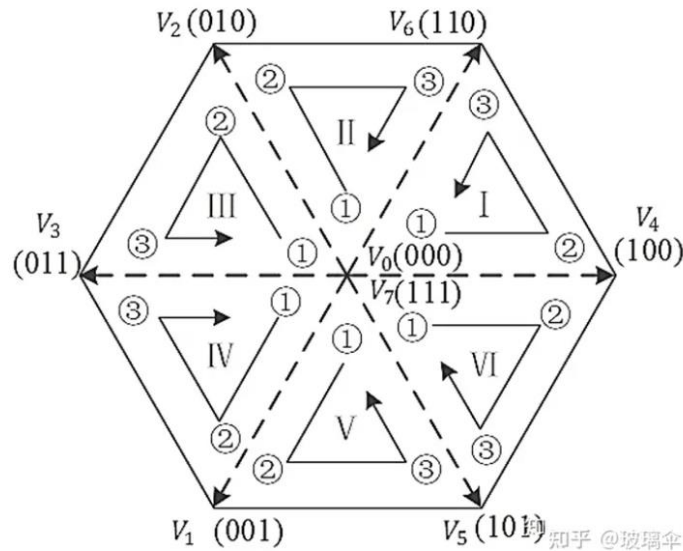

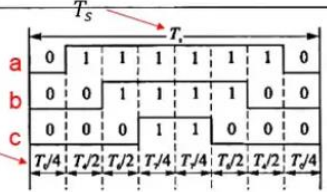
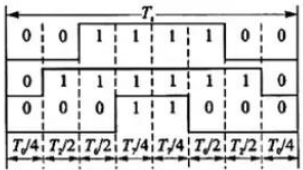
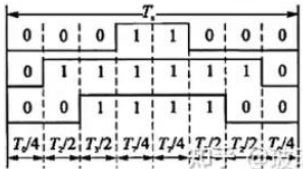
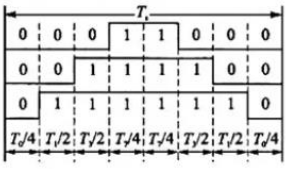
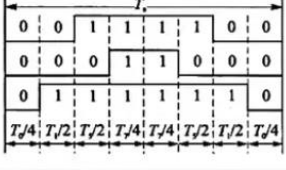
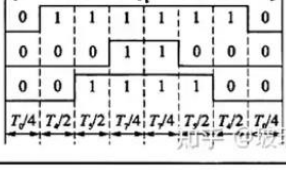


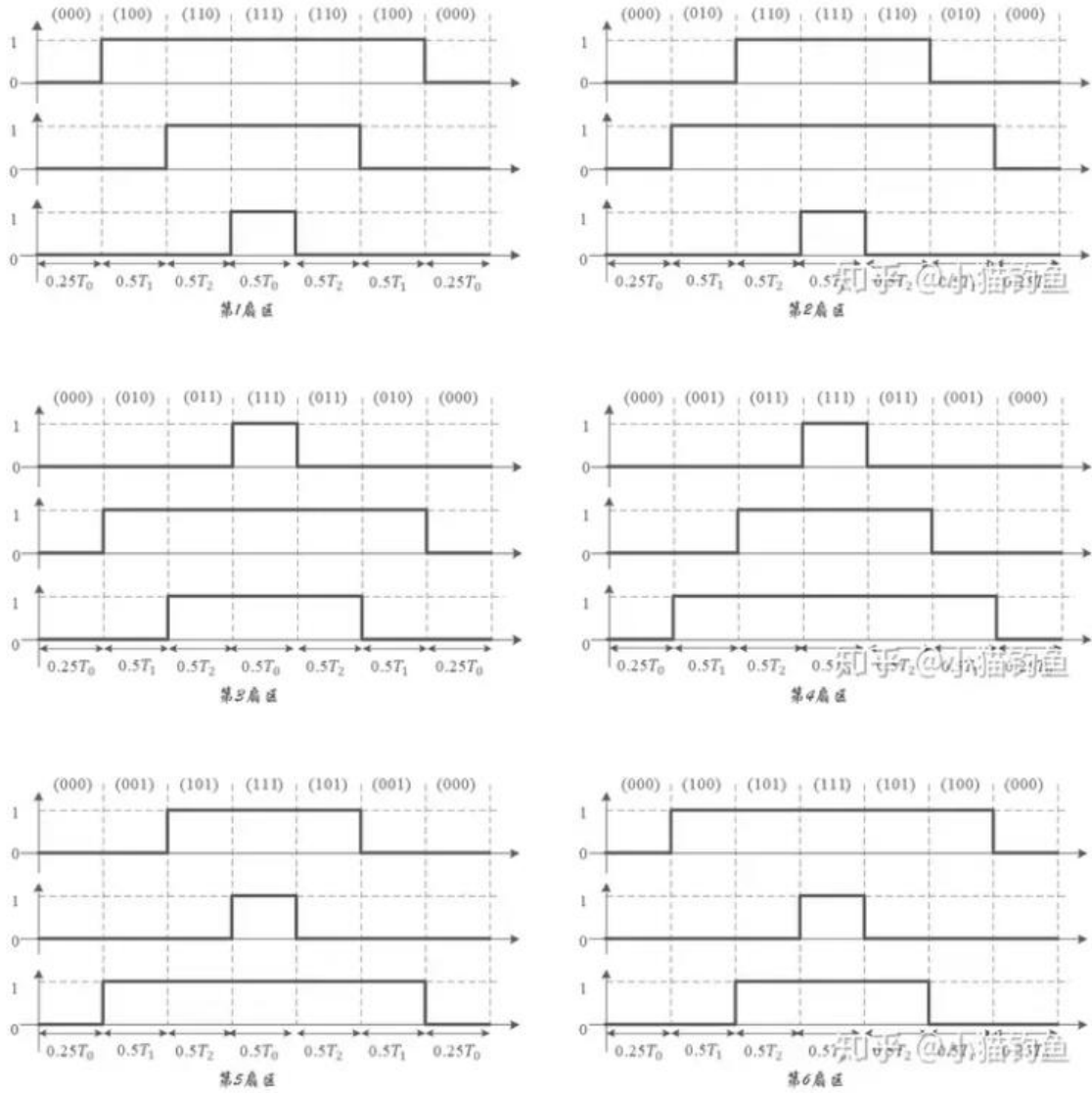
图14

可见，在任意一个扇区，合成完一次参考电压向量后开关状态总是回到零向量位置，合成过程总是从一个零向量开始，这就保障了参考电压向量合成的连续性，

这便是“七步换向法”。

Position of V_{out}	Switching sequence	
I ($0^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$) 	$0 \rightarrow 4 \rightarrow 6 \rightarrow 7 \rightarrow 7 \rightarrow 6 \rightarrow 4 \rightarrow 0$	
II ($60^\circ \leq \theta \leq 120^\circ$)	$0 \rightarrow 2 \rightarrow 6 \rightarrow 7 \rightarrow 7 \rightarrow 6 \rightarrow 2 \rightarrow 0$	
III ($120^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$)	$0 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 7 \rightarrow 7 \rightarrow 3 \rightarrow 2 \rightarrow 0$	

Position of V_{out}	Switching sequence	
IV ($180^\circ \leq \theta \leq 240^\circ$)	$0 \rightarrow 1 \rightarrow 3 \rightarrow 7 \rightarrow 7 \rightarrow 3 \rightarrow 1 \rightarrow 0$	
V ($240^\circ \leq \theta \leq 300^\circ$)	$0 \rightarrow 1 \rightarrow 5 \rightarrow 7 \rightarrow 7 \rightarrow 5 \rightarrow 1 \rightarrow 0$	
VI ($300^\circ \leq \theta \leq 360^\circ$)	$0 \rightarrow 4 \rightarrow 5 \rightarrow 7 \rightarrow 7 \rightarrow 5 \rightarrow 4 \rightarrow 0$	



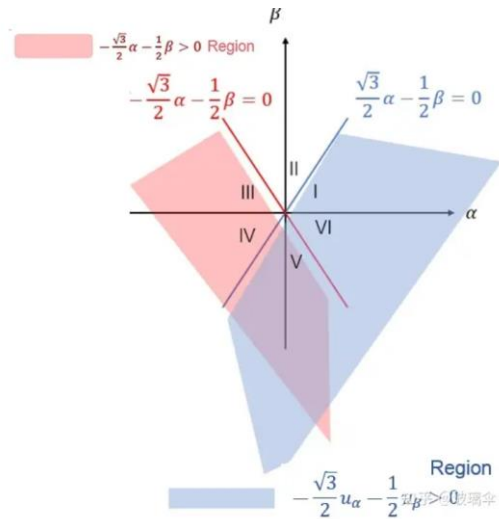
至此，便得到了 SVPWM 的输出，即逆变电路的控制逻辑时序。

2.2.5.2 实现方法

(1) 扇区判断

SVPWM 需要确定参考电压向量 V_{out} 的扇区位置，才可以进行向量合成。

如 2.2.4.4 节所示，SVPWM 的输入为 U_α 、 U_β ，可在正交坐标系下设置三组直线，分别为 $-\frac{\sqrt{3}}{2}U_\alpha - \frac{1}{2}U_\beta = 0$ 与 $\frac{\sqrt{3}}{2}U_\alpha - \frac{1}{2}U_\beta = 0$ 、 $U_\beta = 0$ ，依此划分坐标系，如下图。



根据 U_α 、 U_β 与三条直线的关系，可得：

S E C T O R	$-\frac{\sqrt{3}}{2}\alpha - \frac{1}{2}\beta$ C	$\frac{\sqrt{3}}{2}\alpha - \frac{1}{2}\beta$ B	u_β A	$N=4C+2B+A$
I (1)	0	1	1	3
II (1)	0	0	1	1
III(3)	1	0	1	5
IV(4)	1	0	0	4
V (5)	1	1	0	6
VI(6)	0	1	0	2

（注意，这里的 ABC 与前文的 ABC 相不同）

这里的 N 与扇区一一对应，即可得到参考电压向量的位置。

（2）扇区内相邻两个非零向量和零向量的作用时间

确定参考电压向量的扇区位置后，便可进行电压向量合成，依此确定各向量的作用时间。

参照（2.10）的推导过程，可得其余扇区的计算公式。

定义变量：

$$\begin{aligned}
 X &= \frac{\sqrt{3}T_s u_\beta}{V_{dc}} \\
 Y &= \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{dc}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} u_\alpha + \frac{1}{2} u_\beta \right) \quad (2.11) \\
 Z &= \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{dc}} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} u_\alpha + \frac{1}{2} u_\beta \right)
 \end{aligned}$$

N	1	2	3	4	5	6
T_{first}	Z	Y	-Z	-X	X	-Y
T_{second}	Y	-X	X	Z	-Y	-Z
$T_0(T_7)$	$T_0(T_7) = (T_s - T_{first} - T_{second})/2$ 知乎 @玻璃伞					

其中, T_{first} 为任意扇区内逆时针数第一个非零电压向量持续的时间, T_{second} 为同一扇区第二个非零电压向量持续的时间。

同时, 若 $T_{first} + T_{second} > T_s$, 需要进行过调制处理:

$$T_{first} = \frac{T_{first}}{T_{first} + T_{second}} T_s \quad (2.12)$$

$$T_{second} = \frac{T_{second}}{T_{first} + T_{second}} T_s$$

(3) 确定切换时间点

得到空间电压向量的作用时间后, 需要根据“七步换向法”的逻辑确定各相电桥的切换时间点。

通过对扇区的电桥切换时间的总结, 可以定义以下新的变量:

$$T_a = \frac{T_s - T_{first} - T_{second}}{4}$$

$$T_b = T_a + \frac{T_{first}}{2} = \frac{T_s + T_{first} - T_{second}}{4} \quad (2.13)$$

$$T_c = T_b + \frac{T_{second}}{2} = \frac{T_s + T_{first} + T_{second}}{4}$$

其中, T_a 、 T_b 、 T_c 为从短至长的切换时间点, 并非 a、b、c 相电桥开启时间。

各扇区对应的各相电桥的切换时间 T_{cm} 如下:

N	1	2	3	4	5	6
T_{cm1}	T_b	T_a	T_a	T_c	T_c	T_b
T_{cm2}	T_a	T_c	T_b	T_b	T_a	T_c
T_{cm3}	T_c	T_b	T_c	T_a	T_b	T_a

≡≡≡

其中, T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3} 为 a、b、c 相电桥开启时间点, 如下图所示。

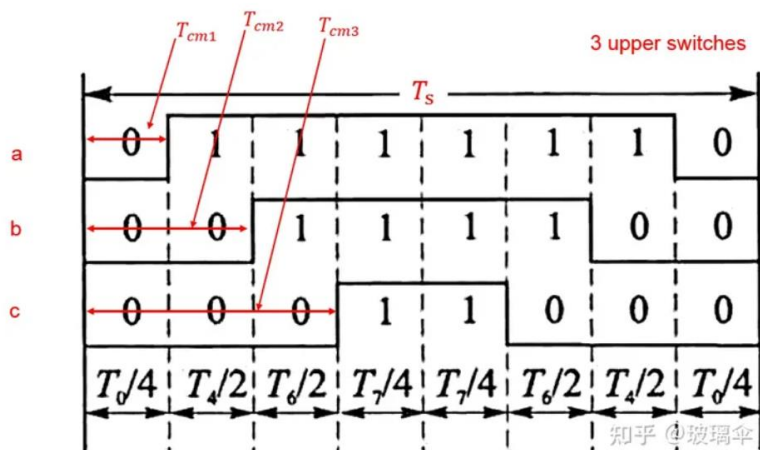
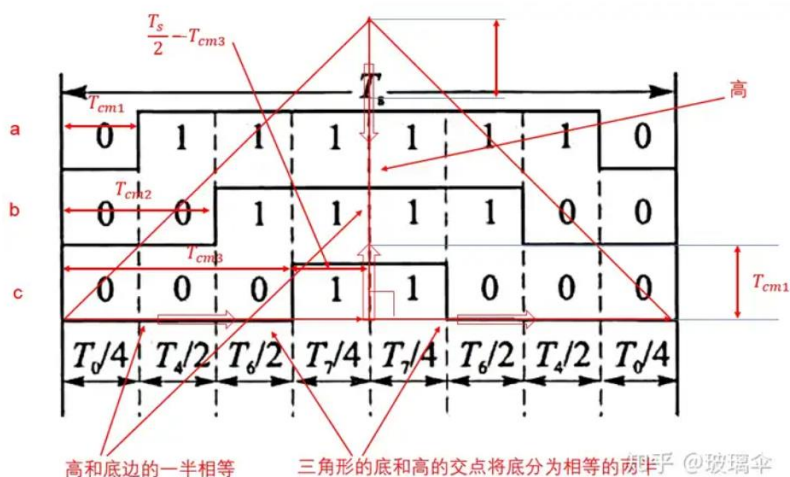


图23

(4) PWM 波调制

可利用三角波和切换时间点进行 PWM 波形调制。其原理为：在一个 PWM 周期内，输出一个等腰直角三角波，其斜边为 PWM 周期 T_s ，高为 $T_s/2$ ，这样的三角波幅值变化与时间变化相同，然后，将三角波的幅值与开启时间 T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3} 作比较，便可得到导通、关断的 PWM 信号，如下图所示。

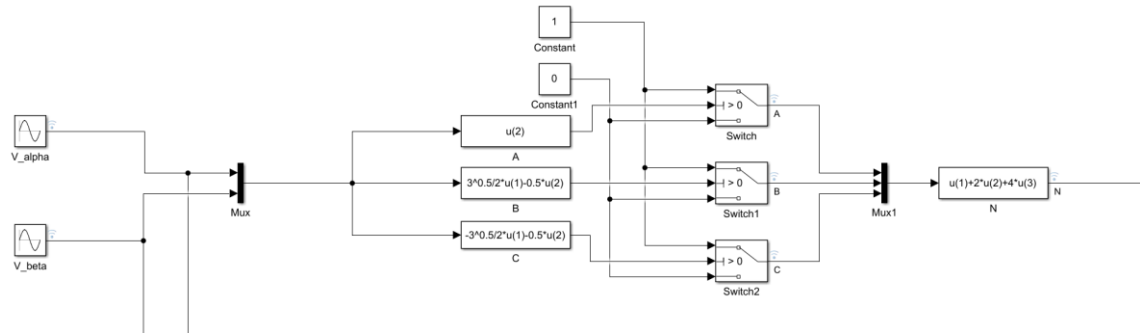


(注意，使用三角波是由于三相电桥的开启时间为中心对称的)

2.2.5.3 模型示例

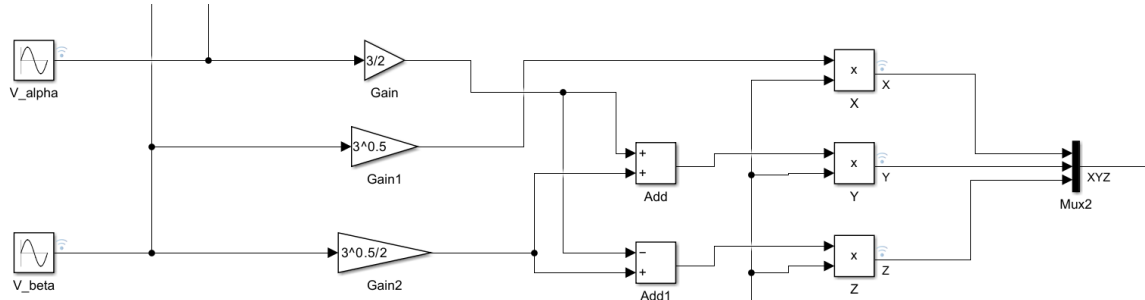
(1) 判断扇区

输入参考电压向量的正交分量 U_α 、 U_β ，得到与扇区一一对应的编号 N。

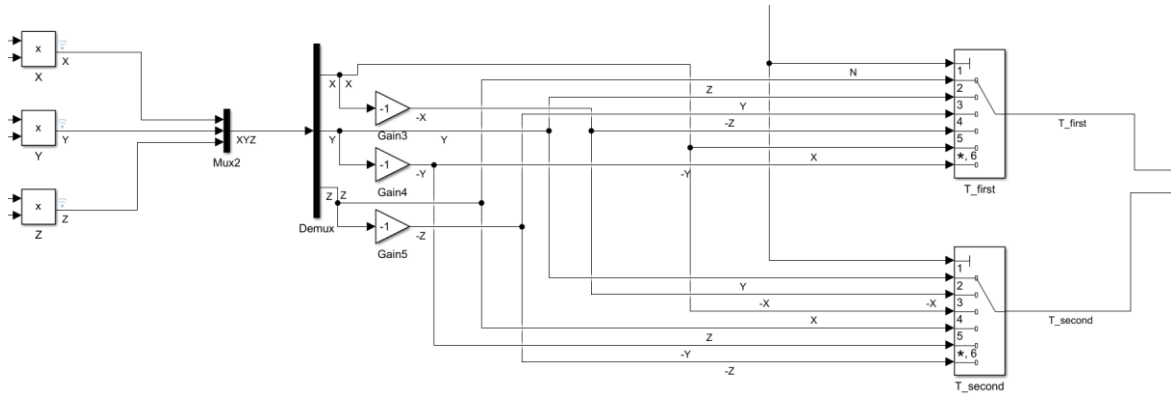


(2) 计算空间电压持续时间

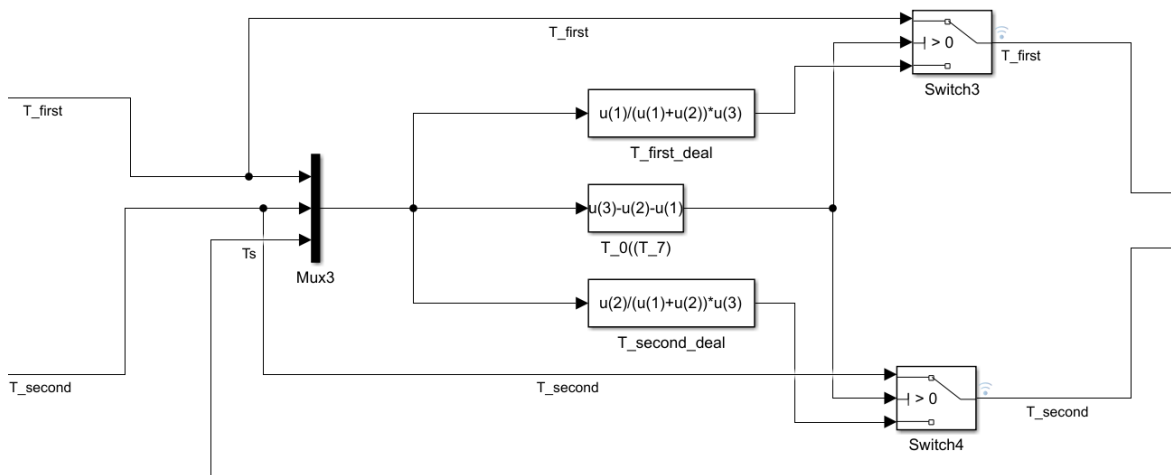
首先，计算时间变量 X、Y、Z.



然后，基于扇区判断 N 和 XYZ 计算各扇区的 Tfirst 和 Tsecond.

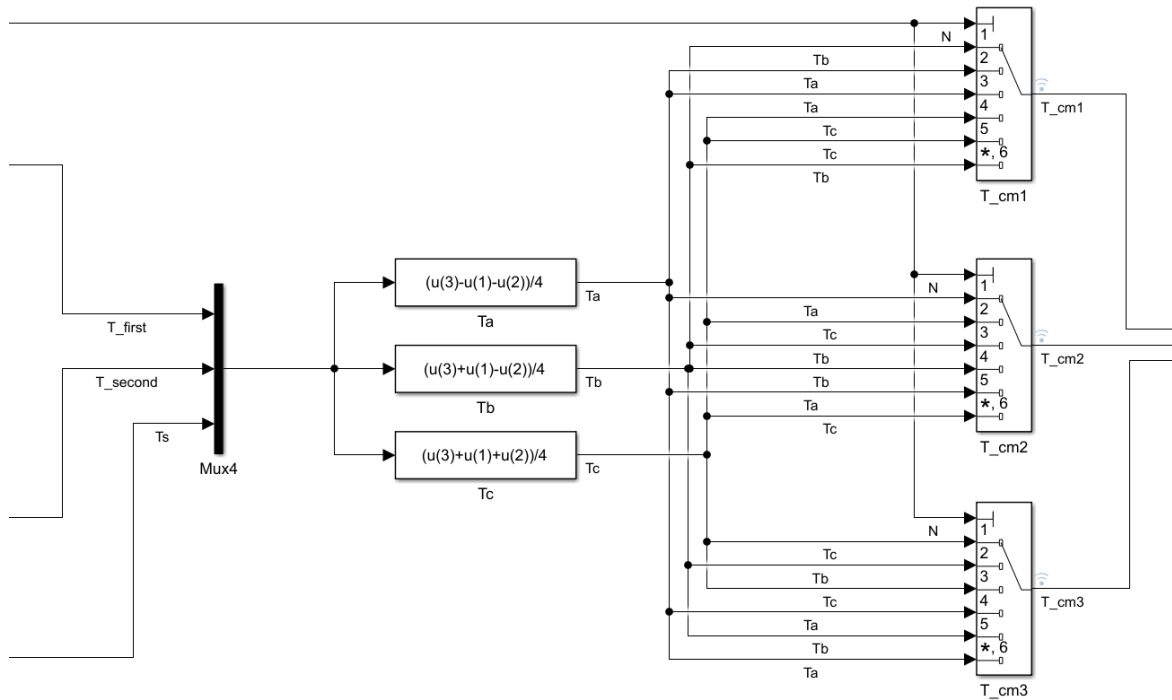


最后，进行过调制处理。



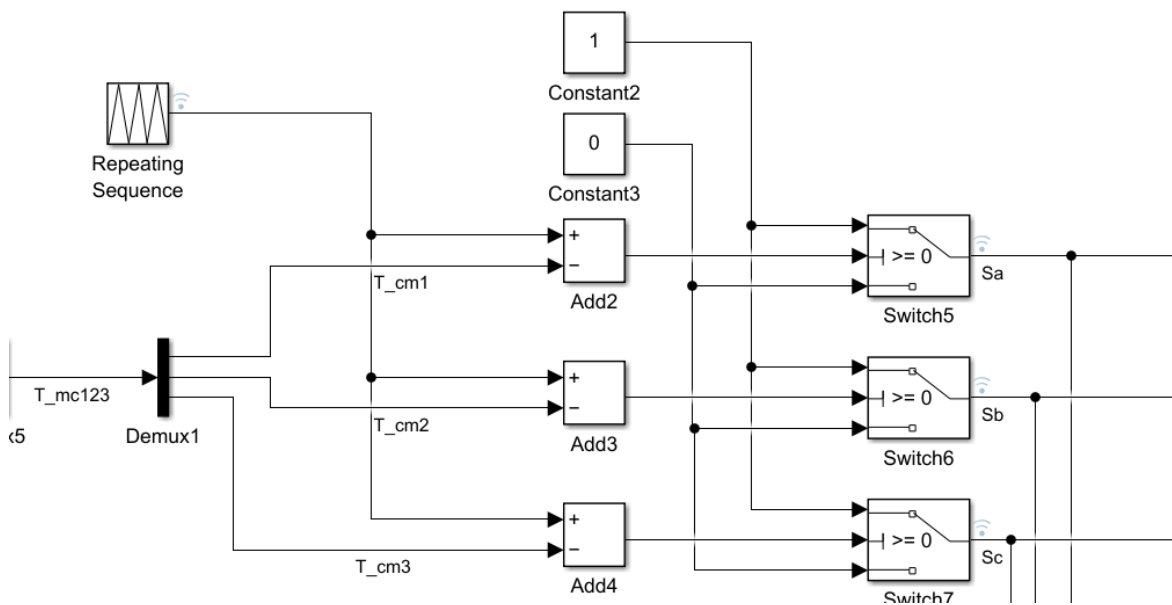
(3) 电桥的切换时间判断

根据扇区判断 N 和 Tfirst 和 Tsecond 计算各扇区的 Tcm。



(4) PWM 调制

利用三角波进行 PWM 调制。



得到的 PWM 信号经过三相全桥逆变电路后的相电压如下图所示。

