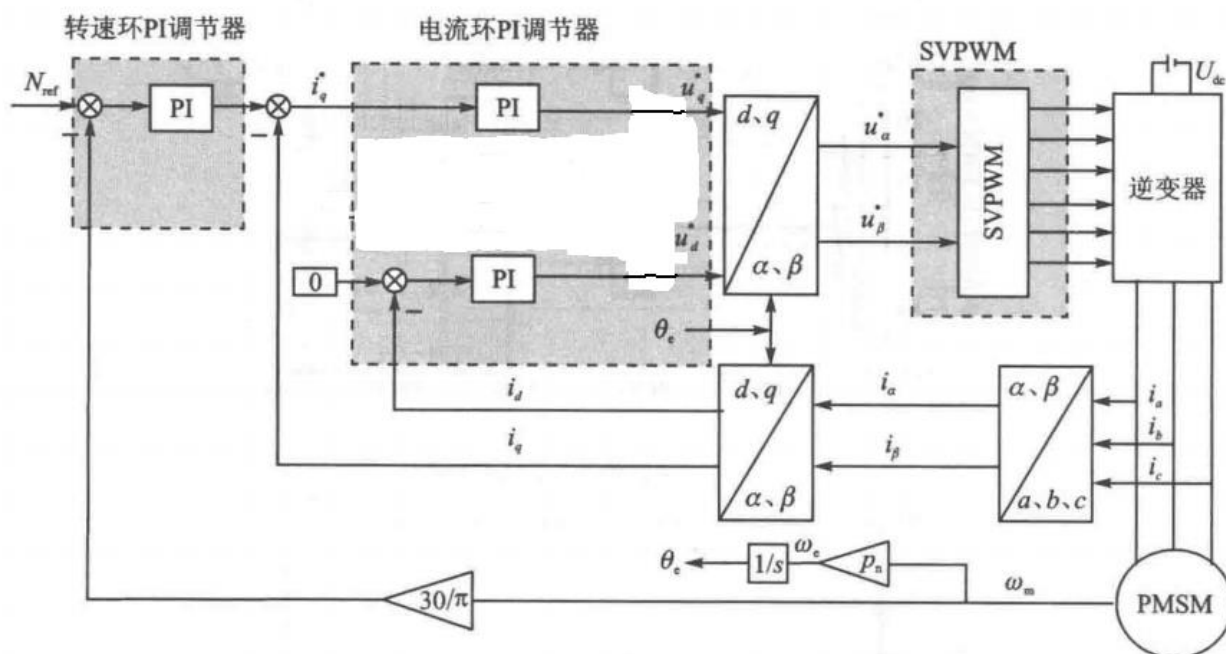


## 简要文档说明

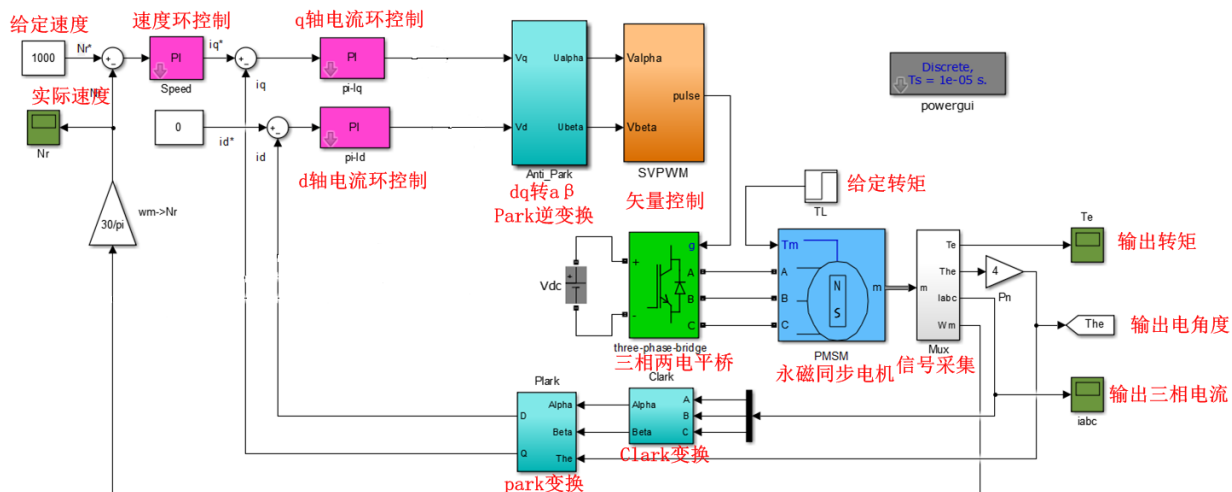
### 1. 算法介绍

算法架构如下所示，其中采用 SVPWM 矢量控制， $i_d=0$ 。主要包括三个部分：转速环 PI 调节器，电流环 PI 调节器，SVPWM 算法等。



### 2. 模型介绍

搭建的仿真模型，各个模块功能基本介绍如下所示：



### 3. 主要参数计算

#### 3.1 转速环 PI 参数理论分析

对于转速环 PI 调节器的参数整定方法,已有大量文献介绍从工程实际出发,采用自动控制理论中的典型 II 系统进行 PI 参数整定。虽然该方法具有一定的实际价值,但是 PI 调节器参数整定的设计过程中涉及的中间变量较多,并且很多情况下是基于特定假设条件得到的近似结果。为了便于转速环 PI 调节器的参数整定,重写三相 PMSM 的电机运动方程为<sup>[1-2]</sup>

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B\omega_m \quad (3-1)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p_n i_q [i_d (L_d - L_q) + \psi_f] \quad (3-2)$$

其中: $\omega_m$  为电机的机械角速度; $J$  为转动惯量; $B$  为阻尼系数; $T_L$  为负载转矩。

采用文献[3]提出的“有功阻尼”的概念对转速环 PI 调节器的参数进行设计,定义有功阻尼为

$$i_q = i'_q - B_a \omega_m \quad (3-3)$$

当采用  $i_d^* = 0$  的控制策略,并假定电机在空载 ( $T_L = 0$ ) 情况下启动时,由式(3-1)~式(3-3)可得到

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1.5 p_n \psi_f}{J} (i'_q - B_a \omega_m) - \frac{B}{J} \omega_m \quad (3-4)$$

将式(3-4)的极点配置到期望的闭环带宽  $\beta$ ,可以得到转速相对于  $q$  轴电流的传递函数为

$$\omega_m(s) = \frac{1.5 p_n \psi_f / J}{s + \beta} i'_q(s) \quad (3-5)$$

比较式(3-4)、式(3-5)可得到,有功阻尼的系数  $B_a$ :

$$B_a = \frac{\beta J - B}{1.5 p_n \psi_f} \quad (3-6)$$

若采用传统的 PI 调节器,则转速环控制器的表达式为

$$i_q^* = \left( K_{p\omega} + \frac{K_{i\omega}}{s} \right) (\omega_m^* - \omega_m) - B_a \omega_m \quad (3-7)$$

因此,PI 调节器的参数  $K_{p\omega}$ 、 $K_{i\omega}$  可由下式整定<sup>[4]</sup>:

$$\begin{cases} K_{p\omega} = \frac{\beta J}{1.5 p_n \psi_f} \\ K_{i\omega} = \beta K_{p\omega} \end{cases} \quad (3-8)$$

其中: $\beta$  是转速环期望的频带带宽。相对于采用典型 II 系统进行 PI 调节器参数整定的方法,此种参数整定简单,并且参数调整与系统的动态品质关系明确。

### 3.2 电流环 PI 参数理论分析

为了便于控制器的设计,重写  $d-q$  坐标系下的电流方程为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}i_d = -\frac{R}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}\omega_e i_q + \frac{1}{L_d}u_d \\ \frac{d}{dt}i_q = -\frac{R}{L_d}i_d - \frac{1}{L_q}\omega_e(L_d i_d + \psi_f) + \frac{1}{L_q}u_q \end{cases} \quad (3-9)$$

从式(3-9)可以看出,定子电流  $i_d$ 、 $i_q$  分别在  $q$  轴和  $d$  轴方向产生交叉耦合电动势。

若  $i_d$ 、 $i_q$  完全解耦,式(3-9)可变为

$$\begin{cases} u_{d0} = u_d + \omega_e L_q i_q = R i_d + L_d \frac{d}{dt}i_d \\ u_{q0} = u_q - \omega_e (L_d i_d + \psi_f) = R i_q + L_q \frac{d}{dt}i_q \end{cases} \quad (3-10)$$

其中: $u_{d0}$  和  $u_{q0}$  分别为电流解耦后的  $d$  轴和  $q$  轴电压。

对式(3-10)进行拉普拉斯变换后,可得

$$\mathbf{Y}(s) = \mathbf{G}(s)\mathbf{U}(s) \quad (3-11)$$

$$\text{其中: } \mathbf{U}(s) = \begin{bmatrix} u_{d0}(s) \\ u_{q0}(s) \end{bmatrix}, \mathbf{Y}(s) = \begin{bmatrix} i_d(s) \\ i_q(s) \end{bmatrix}, \mathbf{G}(s) = \begin{bmatrix} R+sL_d & 0 \\ 0 & R+sL_q \end{bmatrix}^{-1}。$$

采用常规的 PI 调节器并结合前馈解耦控制策略,可得到  $d-q$  轴的电压为

$$\begin{cases} v_d^* = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s}\right)(i_d^* - i_d) - \omega_e L_q i_q \\ v_q^* = \left(K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s}\right)(i_q^* - i_q) + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (3-12)$$

其中: $K_{pd}$  和  $K_{pq}$  为 PI 控制器的比例增益, $K_{id}$  和  $K_{iq}$  为 PI 控制器的积分增益。

其中: $K_{pd}$  和  $K_{pq}$  为 PI 控制器的比例增益, $K_{id}$  和  $K_{iq}$  为 PI 控制器的积分增益。

正如式(3-12)所示,当采用前馈解耦控制策略时,虽然 PI 控制器的参数可以按照自动控制理论中的典型 I 系统进行设计,但该方法却仅当电机的实际参数与模型参数匹配时,交叉耦合电动势才能得到完全解耦。然而,由于内置式三相 PMSM 凸极效应的存在,模型误差给系统造成的影响不可忽略,因而这种解耦方式并不能实现完全解耦。为了解决此问题,应该选取一种对模型精度要求低且对参数变化不敏感的控制策略,而内模控制器具有结构简单、参数单一以及在线计算方便等优点<sup>[5]</sup>,因此可以采用图 3-6 所示的内模控制策略进行参数设计。

图 3-6(a)所示是典型的内模控制框图,其中, $\hat{\mathbf{G}}(s)$  为内模, $\mathbf{G}(s)$  为被控对象, $\mathbf{C}(s)$  为内模控制器。根据经典的自动控制原理,对图 3-6(a)进行适当的等效变换,可得到图 3-6(b)所示的原理框图,其等效控制器为

$$\mathbf{F}(s) = [\mathbf{I} - \mathbf{C}(s)\hat{\mathbf{G}}(s)]^{-1}\mathbf{C}(s) \quad (3-13)$$

其中： $I$  为单位矩阵。

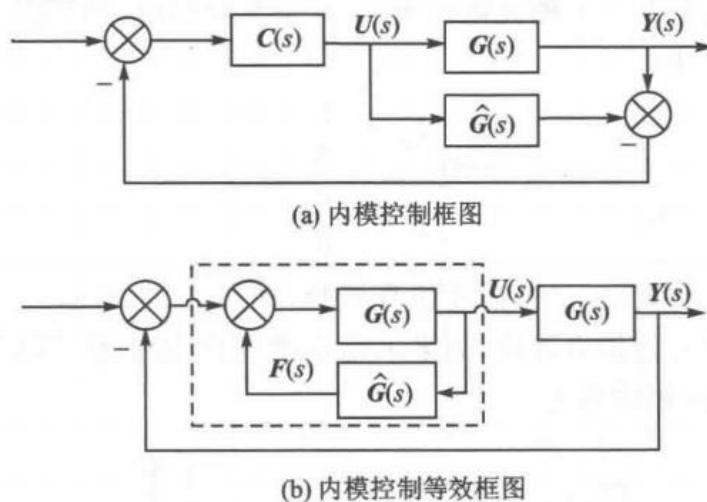


图 3-6 内模控制策略结构图

如果内模建模精确,即  $\hat{G}(s) = G(s)$ ,则系统不存在反馈环节,此时系统传递函数为

$$G_c(s) = G(s)C(s) \quad (3-14)$$

因此要保证系统稳定,只有当且仅当  $G(s)$  和  $C(s)$  稳定。

由于电机的电磁时间常数比机械时间常数小很多,控制系统的电流环可近似看作一阶系统,根据  $\hat{G}(s) = G(s)$ ,定义

$$C(s) = \hat{G}^{-1}(s)L(s) = G^{-1}(s)L(s) \quad (3-15)$$

其中： $L(s) = \alpha I / (s + \alpha)$ ,  $\alpha$  为设计参数。

将式(3-15)代入式(3-13),可得到内模控制器为

$$F(s) = \alpha \begin{bmatrix} L_d + \frac{R}{s} & 0 \\ 0 & L_q + \frac{R}{s} \end{bmatrix} \quad (3-16)$$

将式(3-16)代入式(3-14),可得

$$G_c(s) = \frac{\alpha}{s + \alpha} I \quad (3-17)$$

将式(3-17)和式(3-12)比较可知,控制器的调节参数从 2 个缩减为 1 个,减小了参数调节的难度,且满足如下关系:

$$\begin{cases} K_{pd} = \alpha L_d \\ K_{id} = \alpha R \\ K_{pq} = \alpha L_q \\ K_{iq} = \alpha R \end{cases} \quad (3-18)$$

定义响应时间  $t_{res}$  为系统响应从阶跃的 10%~90% 所需的时间,则  $\alpha$  与  $t_{res}$  的关



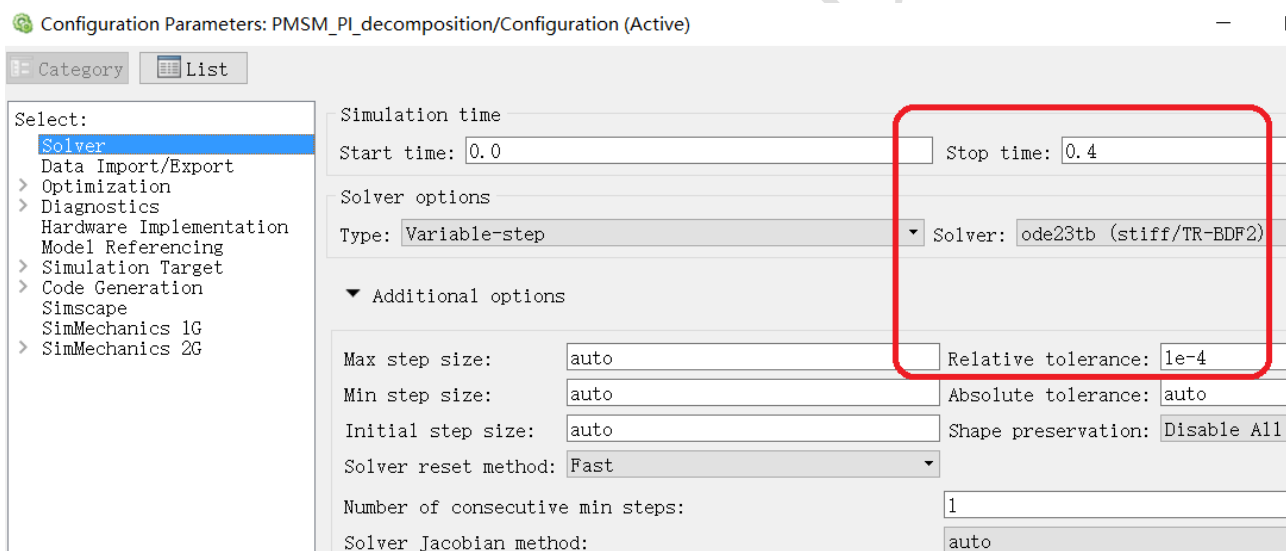
系近似为  $t_{res} = \ln 9 / \alpha$ 。由  $\alpha$  与  $t_{res}$  的关系可知,减小  $\alpha$  将延长系统响应时间,增大  $\alpha$  将加快系统响应速度,但是  $\alpha$  不能无限增大,实际中系统响应时间受电气时间常数的限制,电机的时间常数为<sup>[6-7]</sup>

$$\begin{cases} T_d = \frac{L_d}{R} \\ T_q = \frac{L_q}{R} \end{cases} \quad (3-19)$$

### 3.3 参数计算

电机参数设置如下:极对数  $P_n=4$ , 定子电感  $L_d=5.25\text{mH}$ ,  $L_q=12\text{mH}$ , 定子电阻  $R=0.958$  欧, 磁链  $\psi_f = 0.1827\text{wb}$ , 转动惯量  $J = 0.003\text{kg} \cdot \text{m}^2$ , 阻尼系数  $B = 0.008\text{N} \cdot \text{M} \cdot \text{s}$ 。

仿真条件: 直流测电压  $U_{dc} = 311\text{V}$ , PWM 开关频率  $f_{PWM} = 10\text{KHz}$ , 采样周期  $T_s = 10\mu\text{s}$ , 采用变步长 ode23tb 算法, 相对误差 0.0001, 仿真时间 0.4s。



电流环带宽和电机时间常数有关系,即时间常数  $\tau = \min \left\{ \frac{L_d}{R}, \frac{L_q}{R} \right\}$ , 带宽  $\alpha = \frac{2\pi}{\tau}$ 。选取转速环带宽

为  $\beta = 50\text{rad} / \text{s}$ 。各个参数求解如下:

电流环参数计算:

$$\tau = \min \left\{ \frac{L_d}{R}, \frac{L_q}{R} \right\} = \frac{L_d}{R} = \frac{5.25 \times 10^{-3}}{0.958} = 5.48 \times 10^{-3}$$

$$\alpha = \frac{2\pi}{\tau} = \frac{6.28}{5.48 \times 10^{-3}} = 1100\text{rad} / \text{s}$$

电流环各个 PI 参数:

$$\begin{cases} K_{pd} = \alpha L_d = 1100 L_d = 1100 * 5.25 * 10^{-3} \\ K_{id} = \alpha R = 1100 R = 1100 * 0.958 \end{cases} \quad \begin{cases} K_{pq} = \alpha L_q = 1100 L_q = 1100 * 12 * 10^{-3} \\ K_{iq} = \alpha R = 1100 R = 1100 * 0.958 \end{cases}$$

转速环参数计算:

$$B_\alpha = \frac{\beta J - B}{1.5 P_n \phi_f} = \frac{50 * 0.003 - 0.008}{1.5 * 4 * 0.1827} = 0.13$$

$$K_{pw} = \frac{\beta J}{1.5 P_n \phi_f} = \frac{50 * 0.003}{1.5 * 4 * 0.1827} = 0.14$$

$$K_{iw} = \beta K_{pw} = 0.14 * 50 = 7$$

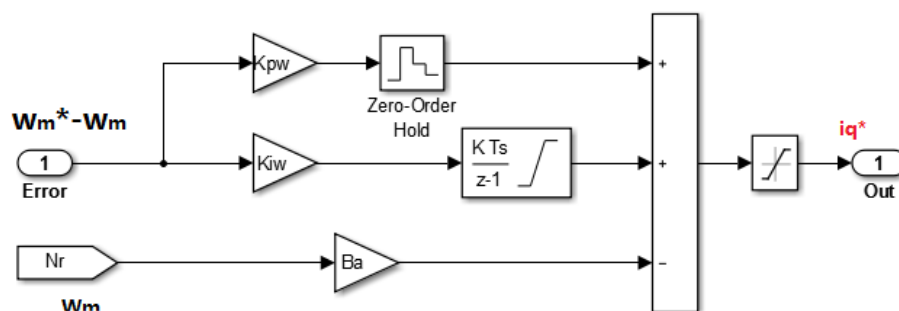
注意: 计算出的 PI 参数有时候并不是最优值, 在仿真过程中可以进行调试, 达到最优控制效果。

## 4. 模块介绍

### 4.1 速度环模块

根据式 3-7, 搭建仿真模型如下:

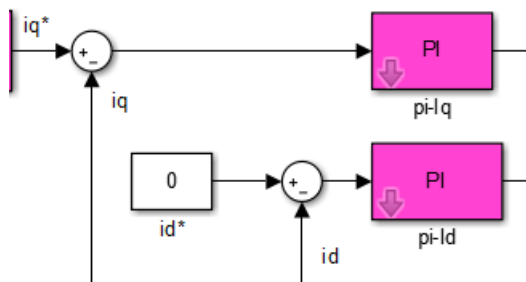
$$i_q^* = \left( K_{pw} + \frac{K_{iw}}{s} \right) (\omega_m^* - \omega_m) - B_\alpha \omega_m$$



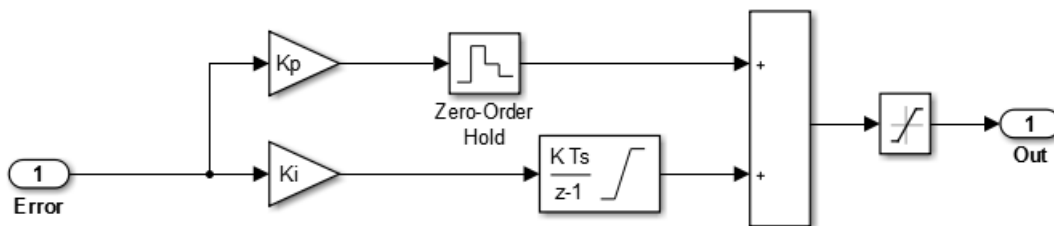
### 4.2 电流环模块

根据式 3-12 和式 3-18, 搭建仿真模块如下:

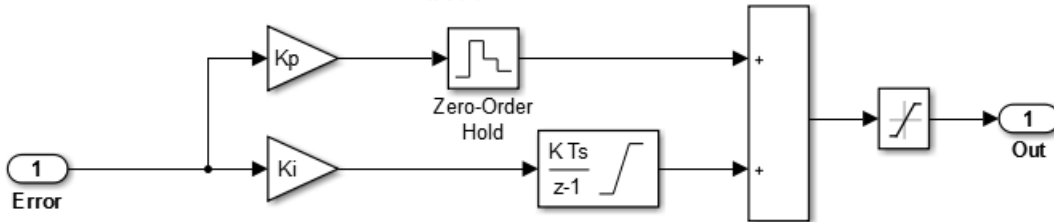
$$\begin{cases} v_d^* = \left( K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) (i_d^* - i_d) \\ v_q^* = \left( K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s} \right) (i_q^* - i_q) \end{cases} \quad \begin{cases} K_{pd} = \alpha L_d \\ K_{id} = \alpha R \\ K_{pq} = \alpha L_q \\ K_{iq} = \alpha R \end{cases}$$



### PI-iq模块

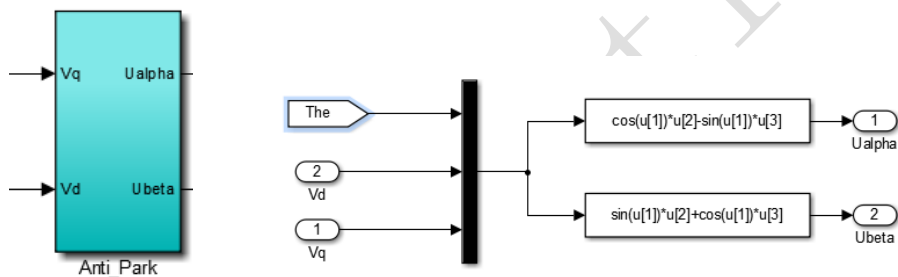


### PI-id模块



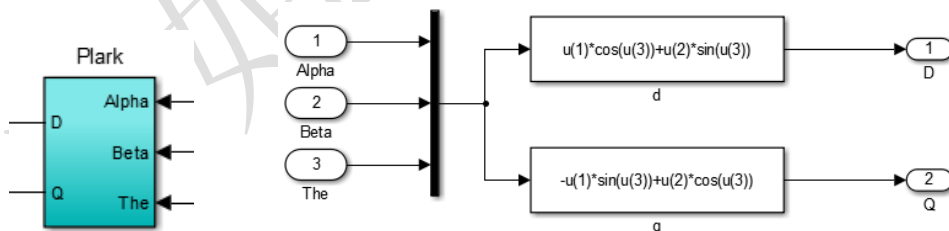
### 4.3 Anti\_Park 模块

相关公式可参考教材、文献或百度，此次不在赘述。



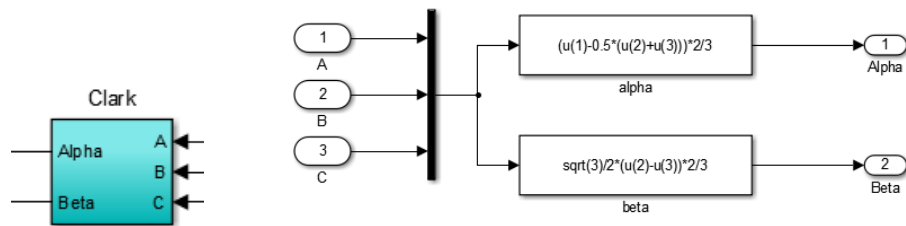
### 4.4 Park 模块

相关公式可参考教材、文献或百度，此次不在赘述。

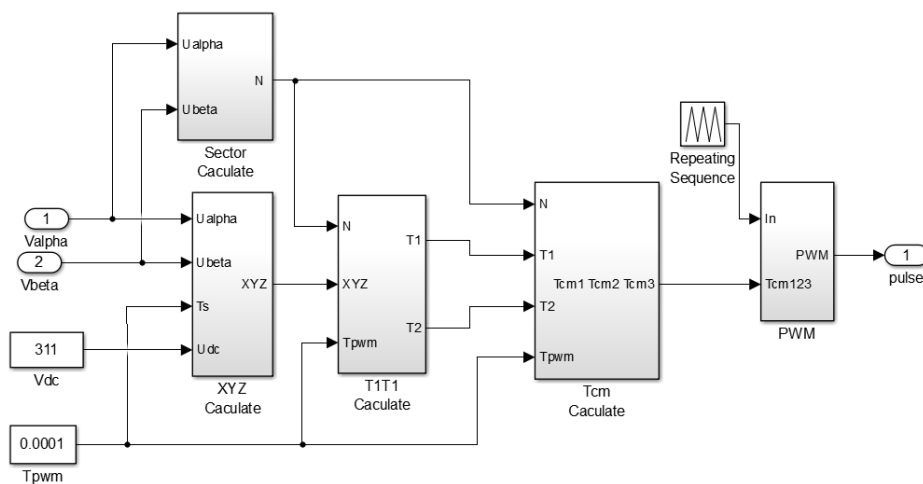
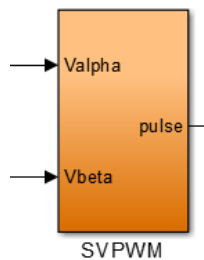


### 4.5 Clark 模块

相关公式可参考教材、文献或百度，此次不在赘述。



#### 4.6 SVPWM 模块



##### 4.6.1 扇区判断

判断电压空间矢量  $U_{out}$  所在扇区的目的是确定本开关周期所使用的基本电压空间矢量。用  $u_\alpha$  和  $u_\beta$  表示参考电压矢量  $U_{out}$  在  $\alpha$ 、 $\beta$  轴上的分量, 定义  $U_{ref1}$ 、 $U_{ref2}$  和  $U_{ref3}$  三个变量, 令



$$\begin{cases} U_{\text{ref1}} = u_{\beta} \\ U_{\text{ref2}} = \frac{\sqrt{3}}{2}u_{\alpha} - \frac{1}{2}u_{\beta} \\ U_{\text{ref3}} = -\frac{\sqrt{3}}{2}u_{\alpha} - \frac{1}{2}u_{\beta} \end{cases} \quad (2-18)$$

再定义 3 个变量  $A$ 、 $B$ 、 $C$ ，通过分析可以得出：

若  $U_{\text{ref1}} > 0$ ，则  $A=1$ ，否则  $A=0$ ；

若  $U_{\text{ref2}} > 0$ ，则  $B=1$ ，否则  $B=0$ ；

若  $U_{\text{ref3}} > 0$ ，则  $C=1$ ，否则  $C=0$ 。

令  $N=4C+2B+A$ ，则可以得到与扇区的关系（见表 2-4），通过表 2-4 可得出  $U_{\text{out}}$  所在的扇区。

表 2-4  $N$  与扇区的对应关系

$N$	3	1	5	4	6	2
扇区	I	II	III	IV	V	VI

另外，关于扇区的划分同样可以采用图 2-6 所示的方法。当参考电压矢量  $U_{\text{out}}$  的角度确定时，便可根据图 2-6 所示的关系进行扇区划分。

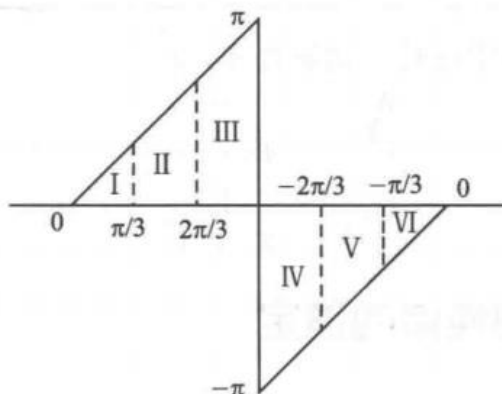


图 2-6 扇区与参考电压矢量之间的关系

#### 4.6.2 非零矢量和零矢量作用时间

在 8 种组合电压空间矢量中,包括 6 个非零矢量  $U_1(001)$ 、 $U_2(010)$ 、 $U_3(011)$ 、 $U_4(100)$ 、 $U_5(101)$ 、 $U_6(110)$ ,以及两个零矢量  $U_0(000)$ 、 $U_7(111)$ ,将 8 种组合的基本空间电压矢量映射至如图 2-4 所示的复平面中,即可得到该图所示的电压空间矢量图。它们将复平面分成了 6 个区,称之为扇区。

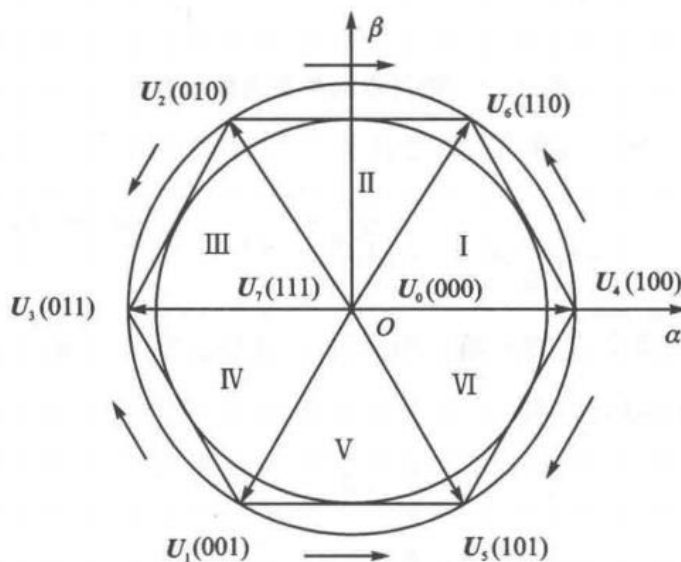


图 2-4 电压空间矢量图

SVPWM 算法的理论基础是平均值等效原理,即在一个开关周期  $T_s$  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。如图 2-4 所示,在某个时刻,电压空间矢量  $U_{out}$  旋转到某个区域中,可由组成该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得到。以扇区 I 为例,空间矢量合成示意图如图 2-5 所示。根据平衡等效原则可以得到下式<sup>[2-3]</sup>:

$$T_s U_{out} = T_4 U_4 + T_6 U_6 + T_0 (U_0 \text{ 或 } U_7) \quad (2-12)$$

$$T_4 + T_6 + T_0 = T_s \quad (2-13)$$

$$\begin{cases} U_1 = \frac{T_4}{T_s} U_4 \\ U_2 = \frac{T_6}{T_s} U_6 \end{cases} \quad (2-14)$$

其中： $T_4$ 、 $T_6$ 、 $T_0$  分别为  $U_4$ 、 $U_6$  和零矢量  $U_0$  ( $U_7$ ) 的作用时间。

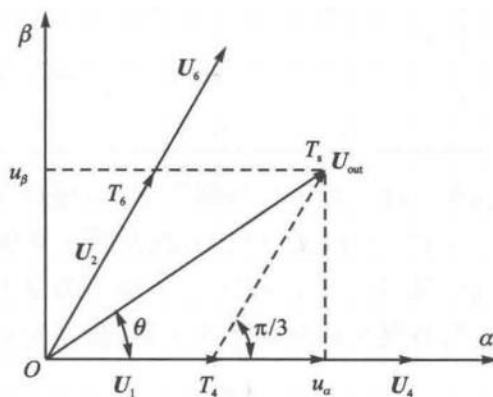


图 2-5 电压空间矢量合成示意图

要合成所需的电压空间矢量,需要计算作用时间  $T_4$ 、 $T_6$ 、 $T_0$ ,由图 2-5 可以得到

$$\frac{|U_{out}|}{\sin \frac{2}{3}\pi} = \frac{|U_1|}{\sin(\frac{\pi}{3} - \theta)} = \frac{|U_2|}{\sin \theta} \quad (2-15)$$

其中： $\theta$  为合成矢量与主矢量的夹角。将式(2-14)及  $|U_4| = |U_6| = \frac{2}{3}U_{dc}$  和  $|U_{out}| = U_m$  代入式(2-15)中,可以得到

$$\begin{cases} T_4 = \sqrt{3} \frac{U_m}{U_{dc}} T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_6 = \sqrt{3} \frac{U_m}{U_{dc}} T_s \sin \theta \\ T_0 = T_7 = \frac{1}{2}(T_s - T_4 - T_6) \end{cases} \quad (2-16)$$

由图 2-5 可以得出:

$$\begin{cases} u_\alpha = \frac{T_4}{T_s} |U_4| + \frac{T_6}{T_s} |U_6| \cos \frac{\pi}{3} \\ u_\beta = \frac{T_6}{T_s} |U_6| \sin \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (2-19)$$

通过简单计算,式(2-19)可变为

$$\begin{cases} T_4 = \frac{\sqrt{3}T_s}{2U_{dc}}(\sqrt{3}u_a - u_\beta) \\ T_6 = \frac{\sqrt{3}T_s}{2U_{dc}}u_\beta \end{cases} \quad (2-20)$$

同理,可以得出其他扇区各矢量的作用时间。令

$$\begin{cases} X = \frac{\sqrt{3}T_s u_\beta}{U_{dc}} \\ Y = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}u_a + \frac{1}{2}u_\beta\right) \\ Z = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}\left(-\frac{\sqrt{3}}{2}u_a + \frac{1}{2}u_\beta\right) \end{cases} \quad (2-21)$$

可以得到各个扇区  $T_0$  ( $T_7$ )、 $T_4$  和  $T_6$  作用的时间,如表 2-5 所列。

表 2-5 各扇区作用时间  $T_0$  ( $T_7$ )、 $T_4$  和  $T_6$

N	1	2	3	4	5	6
$T_4$	Z	Y	-Z	-X	X	-Y
$T_6$	Y	-X	X	Z	-Y	-Z
$T_0$	$T_0(T_7) = (T_s - T_4 - T_6)/2$					

如果  $T_4 + T_6 > T_s$ ,则需进行过调制处理,令

$$\begin{cases} T_4 = \frac{T_4}{T_4 + T_6} T_s \\ T_6 = \frac{T_6}{T_4 + T_6} T_s \end{cases} \quad (2-22)$$

#### 4.6.3 扇区矢量切换点

首先定义

$$\begin{cases} T_a = (T_s - T_4 - T_6)/4 \\ T_b = T_a + T_4/2 \\ T_c = T_b + T_6/2 \end{cases} \quad (2-23)$$

则三相电压开关时间切换点  $T_{cm1}$ 、 $T_{cm2}$  和  $T_{cm3}$  与各扇区的关系如表 2-6 所列。

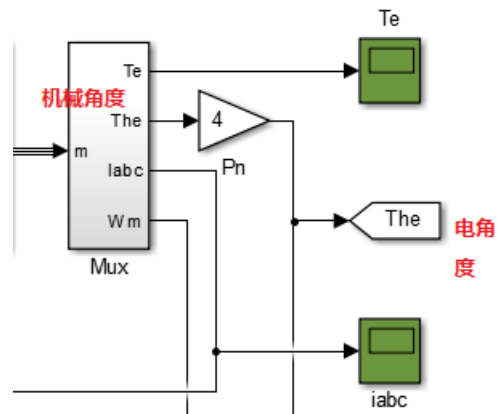
表 2-6 各扇区时间切换点  $T_{cm1}$ 、 $T_{cm2}$  和  $T_{cm3}$

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

综上所述,SVPWM 算法的实现方式主要包括参考电压矢量的扇区判断、各个扇区非零矢量和零矢量作用时间的计算以及各个扇区矢量切换点的确定,最后使用一定频率的三角载波信号与各个扇区矢量切换点进行比较,从而可以产生变换器所需的 PWM 脉冲信号。

#### 4.7 电角度模块

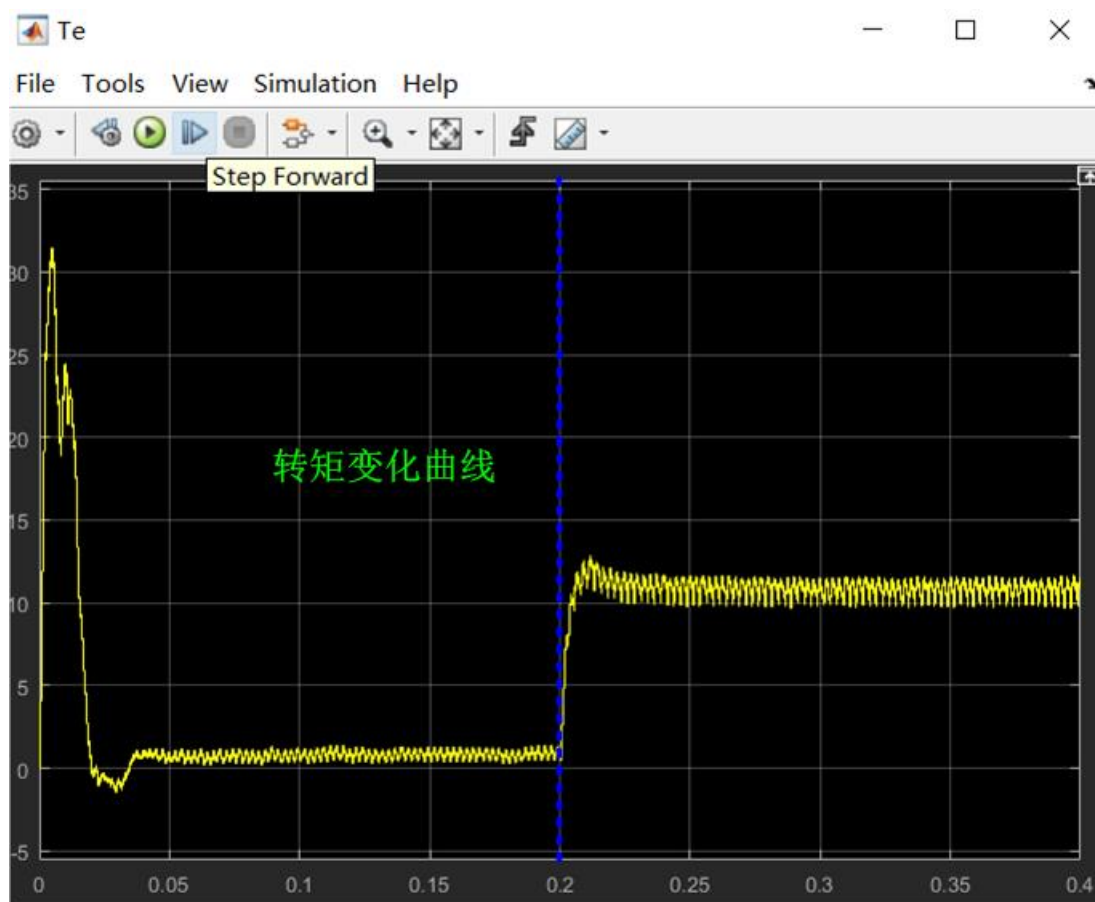
采集模块采集的是机械角度,在计算时采用的是电角度。电角度=机械角度\*极对数。



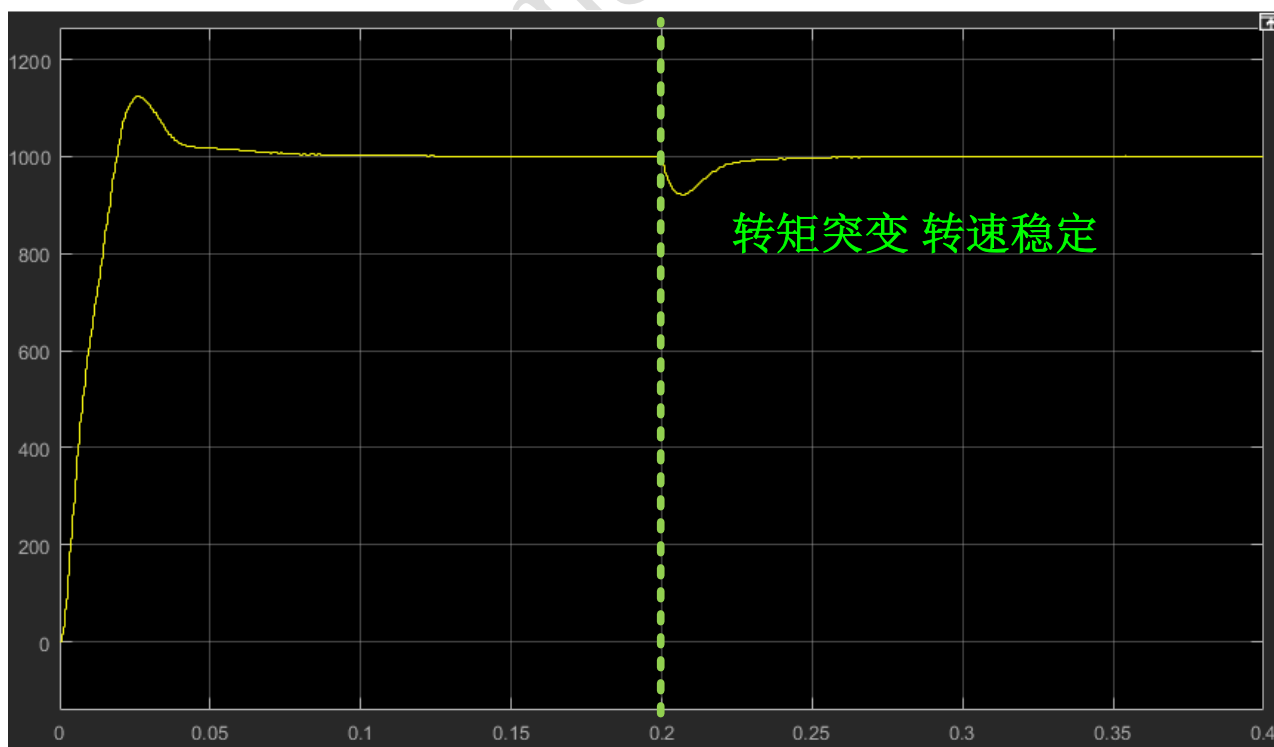
#### 5. 仿真结果分析

参考转速为 1000r/min, 初始时刻负载转矩为 0N.m, 在 0.2s 时转矩为 10 N.m。

### 5.1 电磁转矩变化曲线

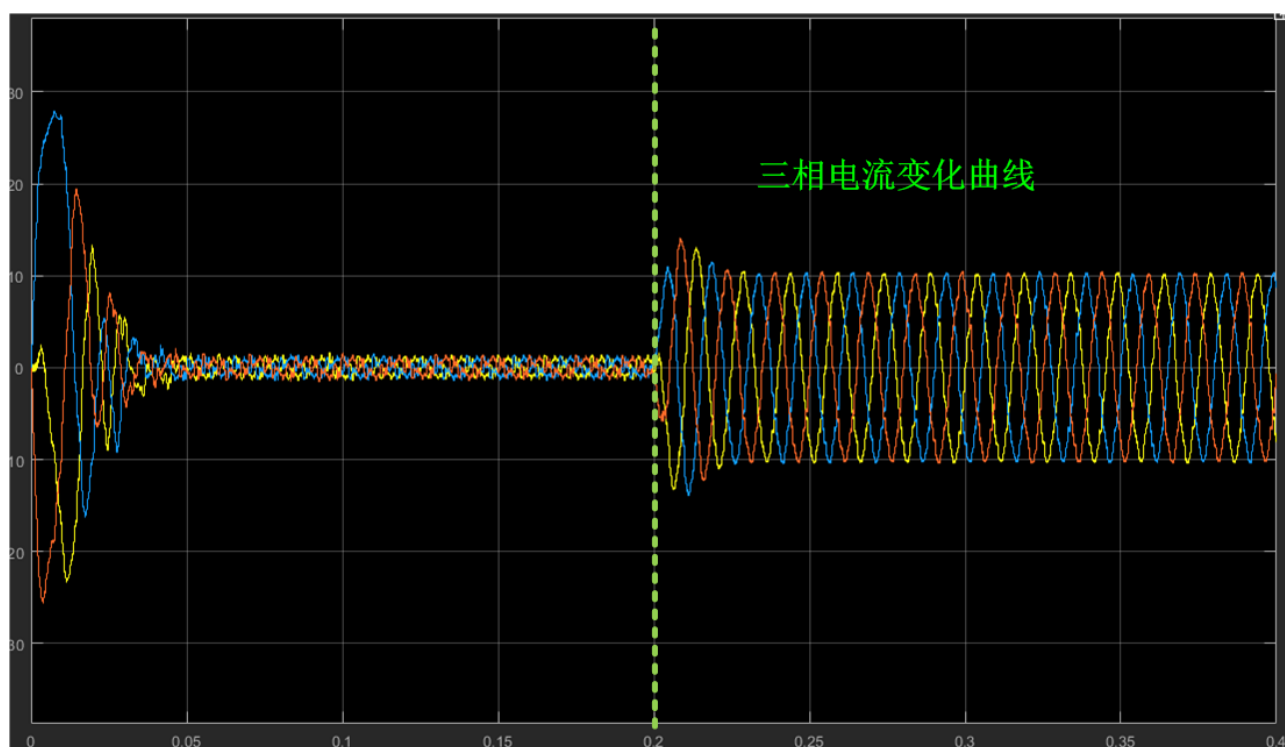


### 5.2 转速变化曲线

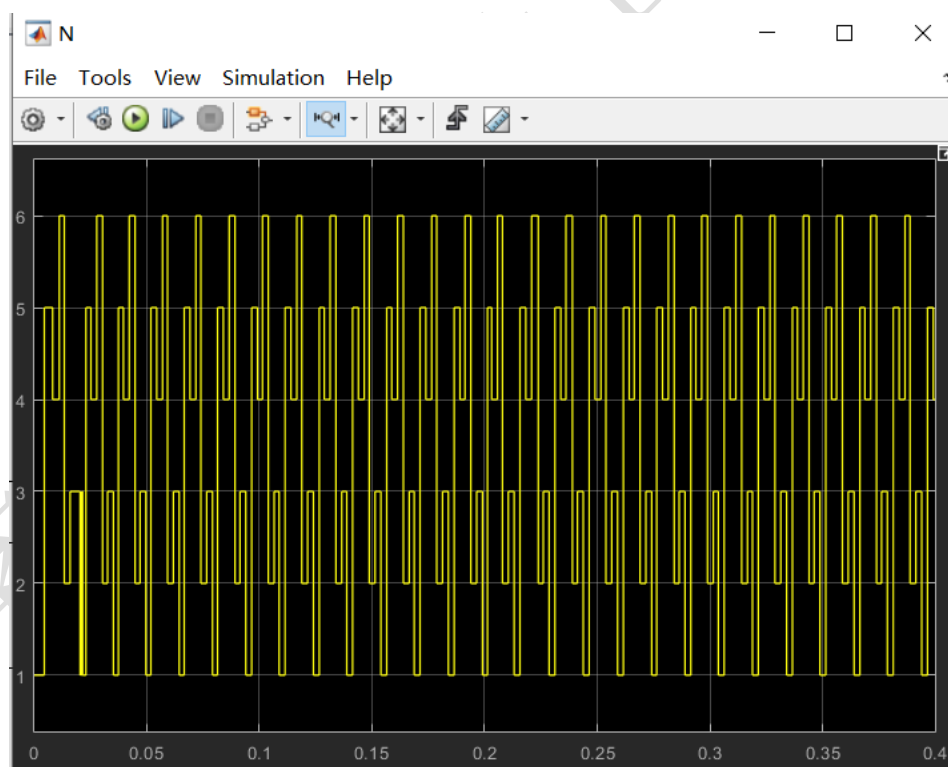




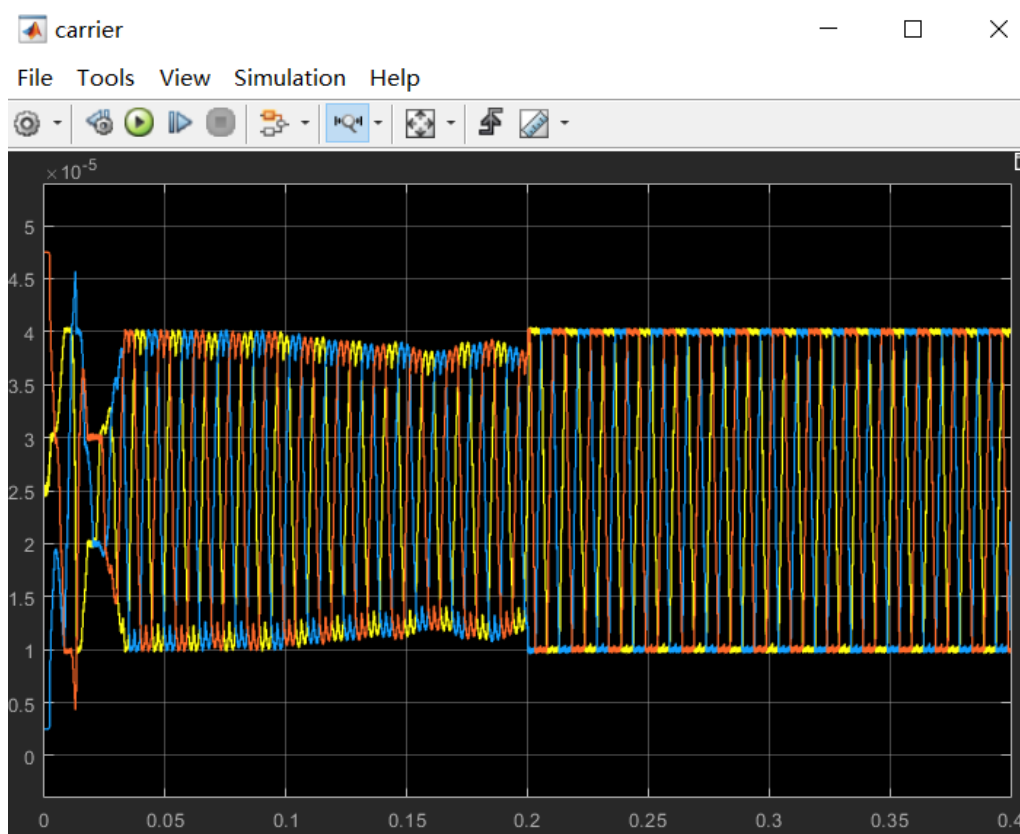
### 5.3 三相电流变化曲线



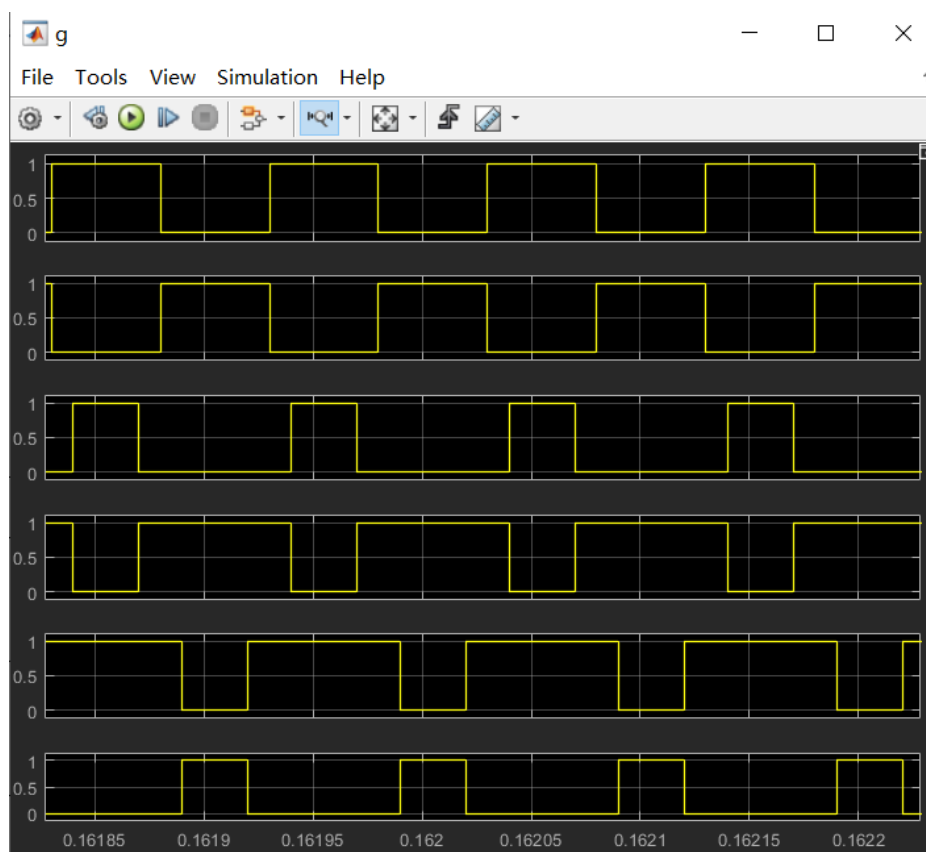
### 5.4 扇区 N 变化曲线



## 5.5 调制信号变化曲线



## 5.6 驱动信号变化曲线



## 5.7 简要分析

通过仿真结果可知，开始时电机转速有一些超调量，但具有较快的动态响应速度，当转矩突变时电机也能够快速恢复到给定参考值。说明设计的 PI 参数合理，具有较好的动态性能和抗扰动能力。