

自动控制元件

课程设计报告

直流有刷伺服电机

调速控制系统设计

学院名称 _____

组 员 _____

组 员 _____

组 员 _____

2022年5月

目录

一、 直流伺服电机介绍	1
(一) 直流伺服电机简介	1
(二) 直流伺服电机特点	1
(三) 直流伺服电机分类	2
二、 直流伺服电机特性	2
(一) 静态特性	2
(二) 动态特性	3
三、 直流伺服电机的转速控制	3
(一) 调速原理	3
(二) 晶闸管调速系统	5
(三) 晶体管脉宽调制 (PWM) 调速系统	12
四、 晶闸管调速系统仿真模型	17
(一) 电机模块	19
(二) 输入模块	19
(三) PID控制	21
(四) 双闭环直流调速系统	22
(五) 触发脉冲发生器	24
(六) 可控硅整流器	25
(七) 能耗制动模块	25
五、 晶体管脉宽调制 (PWM) 调速系统仿真模型	26
(一) 直流脉宽调制模块	28
(二) 可逆H型PWM开关功率放大器模块	28
六、 实验验证仿真模型结果	30
(一) 晶闸管调速系统	30
(二) 晶体管脉宽调制 (PWM) 调速系统	45
七、 仿真模型的改进	51
(一) 现有仿真模型问题	51
(二) PWM调速系统仿真模型的改进	55

八、 实验心得体会	59
九、 参考文献.....	61

图目录

图 1	直流电动机的动态方框图.....	4
图 2	电枢控制的直流伺服电机机械特性	5
图 3	纯电阻负载的晶闸管桥式电路	6
图 4	纯电阻负载的晶闸管输出电压与触发脉冲关系	6
图 5	电感性负载的晶闸管输出电压与触发脉冲关系	8
图 6	可控硅整流驱动直流电机.....	9
图 7	晶闸管调速系统结构图.....	11
图 8	三角波发生器	12
图 9	三种不同平均电压的调制波形	13
图 10	可逆H型双极式PWM开关功率放大器	14
图 11	重负载情况下的电机电枢电流变化图.....	15
图 12	轻负载情况下的电机电枢电流变化图.....	16
图 13	晶体管脉宽调制（PWM）调速系统结构图	16
图 14	电机模块及参数设置.....	19
图 15	输入面板.....	19
图 16	输入模块.....	20
图 17	换向电路.....	21
图 18	速度环PID设置.....	22
图 19	电流环PID设置.....	22
图 20	双闭环直流调速系统.....	23
图 21	导通角计算函数	24
图 22	锁相环基本结构	24
图 23	触发脉冲发生器	25
图 24	可控硅整流器	25
图 25	能耗制动模块	26
图 26	直流脉宽调制模块	28
图 27	可逆H型PWM开关功率放大器模块及内部端口定义	29
图 28	可逆H型PWM开关功率放大器模块内部结构.....	29

图 29	转速、电压和负载转矩开环导通角转换模块	30
图 30	相电压测量来源	31
图 31	开环导通角模型转速、负载参数设置	31
图 32	开环导通角模型转速变化图	32
图 33	开环导通角模型电枢电流变化图	32
图 34	开环导通角模型电磁转矩变化图	32
图 35	计算电机转速调节控制系统的转速控制能力	34
图 36	断开电流反馈信号的单闭环电路连接	35
图 37	单位负反馈转速图像	36
图 38	单位负反馈的转速误差信号图像	36
图 39	$K_{nP} = 20$ 的转速图像	37
图 40	$K_{nP} = 20, K_{nI} = 20$ 的转速图像	37
图 41	$K_{nP} = 20, K_{nI} = 80$ 的转速图像	38
图 42	$K_{nP} = 20, K_{nI} = 120$ 的转速图像	38
图 43	$K_{nP} = 20, K_{nI} = 40, K_{iP} = 2$ 的转速图像	39
图 44	$K_{nP} = 20, K_{nI} = 40, K_{iP} = 2$ 的电流图像	40
图 45	$K_{nP} = 30, K_{nI} = 10, K_{iP} = 4, K_{iI} = 2$ 的转速图像	41
图 46	计算动态误差	41
图 47	模型转速、负载参数设置	43
图 48	晶闸管调速系统闭环转速变化图	43
图 49	晶闸管调速系统闭环电枢电流变化图	44
图 50	晶闸管调速系统闭环电磁转矩变化图	44
图 51	模型转速、负载参数设置	46
图 52	闭环PWM模型转速变化图	46
图 53	闭环PWM模型电流变化图	47
图 54	闭环PWM模型电磁转矩变化图	47
图 55	模型负载参数调整	48

图 56	负载参数调整后仿真结果	48
图 57	开环系统仿真结果	49
图 58	速度环单闭环系统仿真结果	50
图 59	电流环单闭环系统仿真结果	50
图 60	有刷直流电机“负载转矩”输入端	51
图 61	无电源输入情况下的转速随负载转矩作用变化	52
图 62	负载输入模块	52
图 63	过零卡死报错	53
图 64	刹车试验效果	54
图 65	刹车零位卡死状态	55
图 66	逻辑优化后的负载模块	56
图 67	使用修正后的负载输入模块的晶闸管调速控制系统转速图像	57
图 68	此时的信号输入情况	57
图 69	双向晶闸管整流电路调速控制系统	58
图 70	优化后的晶闸管调速控制电路	59

表目录

表 1	电机调速系统的性能指标	34
表 2	电机调速系统闭环系统设计1	35
表 3	电机调速系统闭环系统设计2	36
表 4	电机调速系统闭环系统设计3	37
表 5	电机调速系统闭环系统设计4	38
表 6	电机调速系统闭环系统设计5	38
表 7	电机调速系统闭环系统设计6	39
表 8	最终电机调速系统闭环系统设计	40

一、直流伺服电机介绍

（一）直流伺服电机简介

伺服电机(servo motor)是指在伺服系统中控制机械元件运转的发动机，是一种补助马达间接变速装置，称为执行电动机。伺服电机在自动控制系统中作为执行元件，将输入的电压信号变换成转轴的角位移或角速度，分为直流和交流伺服电动机两大类。伺服电动机可控性好、反应迅速，是自动控制系统和计算机外围设备中常用的执行元件。

直流伺服电动机是专门为控制系统特别是伺服系统设计和制造的一种电机，它的转子运动受输入信号控制能作快速反应。使用直流电源的伺服电动机，实质上是一台他励式直流电动机。最先制造的直流伺服电动机的电枢铁心同样具有齿槽结构，称为传统（普通）型直流伺服电动机；其工作原理、结构和基本特性与普通直流电动机基本相同，有定子与转子两大部分，根据定子磁场的来源分为电磁式与永磁式。但为了满足控制系统的要求，在结构和性能上做了一些改进。

（二）直流伺服电机特点

直流伺服电机主要具有惯量小、转矩大、起动力矩大、调速范围宽等特点，具体表现为：

1. 采用细长的电枢以便降低转动惯量，其惯量大约是普通直流电动机的 $1/3 \sim 1/2$ 。
2. 具有优良的换向性能，在大的峰值电流冲击之下仍能确保良好的换向条件，因此具有大的瞬时电流和瞬时转矩。
3. 机械强度高，能够承受住巨大的加速度造成的冲击力作用。
4. 电刷一般都安放在几何中性面上，以确保正、反转特性对称。

其主要缺点为低速运转不平稳等问题。从直流伺服电动机理想的调节特性来看，只要控制电压 U_a 足够小，电机便可以在很低的转速下运行。但是实际上，当直流电动机工作在每分钟几转到几十转的范围内时，其转速就不均匀，就会出现时快时慢，甚至暂停一下的现象（称为爬行），这就是低速运转的不

平稳性。产生这种现象的原因是：

1. 低速时，反电势平均值和电枢电压都小，因此齿槽效应等原因造成的电势波动的影响增大，电刷和换向器之间的接触压降不平稳性的影响也增大，故导致电流及电磁转矩波动较大。

2. 电机频率响应具有低频通和高频衰减的特性。低速时转矩波动的频率低，对系统输出的影响比高速时大。

（三）直流伺服电机分类

为了适应控制系统的需要，直流伺服电动机的类型也在不断发展。目前应用的直流伺服电动机除了传统型的直流伺服电动机外，还有低惯量型直流伺服电动机、宽调速直流伺服电动机等。常用的直流伺服电机如盘型电枢直流伺服电动机、空心杯直流伺服电动机、无槽直流伺服电动机等均属于低惯量型直流伺服电动机。此外，控制系统中应用的直流电动机还有直流力矩电动机、无刷有限转角直流力矩电动机、直线直流电动机等。

二、直流伺服电机特性

（一）静态特性

1. 电磁转矩：

$$T_M = C_T \Phi I_a$$

T_M —电磁转矩； C_T —转矩常数； Φ —磁场磁通； I_a —电枢电流

2. 电枢回路的电压平衡方程式：

$$U_a = I_a R_a + E_a$$

U_a —电枢上的外加电压； R_a —电枢电阻； E_a —电枢反电势

3. 电枢反电势与转速：

$$E_a = C_e \Phi \omega$$

C_e —电势常数； ω —电机转速（角速度）

由以上三式有：

$$\omega = \frac{U_a}{C_e \phi} - \frac{R_a}{C_e C_T \phi^2} T_M$$

因此可以计算出：

1. 当负载转矩为0时，理想空载转速：

$$\omega_0 = \frac{U_a}{C_e \phi}$$

2. 当转速为0时，启动转矩：

$$T_s = \frac{U_a}{R_s} C_T \phi$$

3. 当电机带动某一负载 T_L 时，电机转速与理想空载转速的差：

$$\Delta\omega = \frac{R_a}{C_e C_T \phi^2} T_L$$

（二）动态特性

动态力矩平衡方程式：

$$T_M - T_L = J \frac{d\omega}{dt}$$

T_M —电机电磁转矩； T_L —折算到电机轴上的负载转矩； ω —电机转子角速度； J —电机转子上总转动惯量； t —时间自变量

三、直流伺服电机的转速控制

（一）调速原理

根据机械特性公式，调速有改变电枢电压 U_a 和气隙磁通 Φ 两种方法。对于要求在一定范围内无级平滑调速的系统，一般选择调节电枢电压的控制方式。减弱磁通虽然能够平滑调速，但调速范围不大，往往只是配合调压方案，在电机额定转速以上作小范围的弱磁升速。因此，自动控制的直流调速系统往往以调压调速为主。

对于直流电机而言，电枢控制时的动态特性就是上述四个方程的动态函数形式，有：

$$\begin{aligned}\Omega(s) &= \frac{1}{Js} [T_{em}(s) - T_c(s)] \\ T_{em}(s) &= K_t I_a(s) = T_f + K_c \omega(t) \\ I_a(s) &= \frac{1}{L_a s + R_a} [U_a(s) - E_a(s)] \\ E_a(s) &= K_e \Omega(s)\end{aligned}$$

分别对应直流状态下的机械特性、转矩平衡方程、电压平衡方程以及反电势方程。利用上述关系式可以画出直流电动机的动态方框图，如下所示：

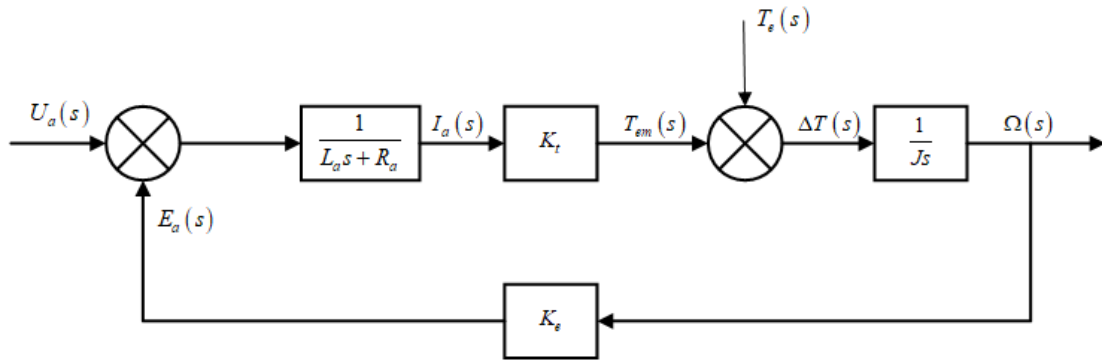


图 1 直流电动机的动态方框图

在本实验中，角速度是输出量，无论是晶闸管调速还是PWM调速两种方式，归根结底都是通过控制电枢电压改变角速度的输出值，因此传递函数可以写为：

$$\frac{\Omega(s)}{U_a(s)} = \frac{1/K_e}{\tau_m \tau_e s^2 + \tau_m s + 1}$$

通常 τ_e 很小，直流电机的传递函数可以简化为如下：

$$\frac{\Omega(s)}{U_a(s)} = \frac{1/K_e}{\tau_m s + 1}$$

其中， $\tau_m = \frac{R_a J}{K_e K_t}$ 称为是电动机的机电时间常数， $\tau_e = \frac{L_a}{R_a}$ 称为是电动机的

电磁时间常数。机电时间常数是决定电动机的惯性和过渡时间（即响应速度）的主要数据，力矩惯量比（ T_s/J ）越大的电机，机电时间常数越小。在本实验中，由于直流伺服电动机的转动惯量通常较小，因此其机电时间常数较大，响应速度快。

本实验中使用控制信号驱动功率放大电路产生供电电流驱动电机运转，如

果认为功率放大器的输出电流与控制信号电压成比例，即：

$$I_a = KU_i$$

则传递函数应该改写为：

$$\frac{\Omega(s)}{U_a(s)} = \frac{K_t}{Js + K_e}$$

当励磁电压恒定、负载转矩一定时，升高电枢电压，电机的转速随之升高；反之，减小电枢电压，电机的转速下降。若电枢的电压为零，电机停转。当电枢的电压极性改变时，电机的旋转方向也随之改变。

由下图所示，随着控制电压的增大，电机的机械特性曲线平行地向转速和转矩增加的方向移动，但它的斜率保持不变，所以电枢控制时直流伺服电动机机械特性是一组平行的直线。

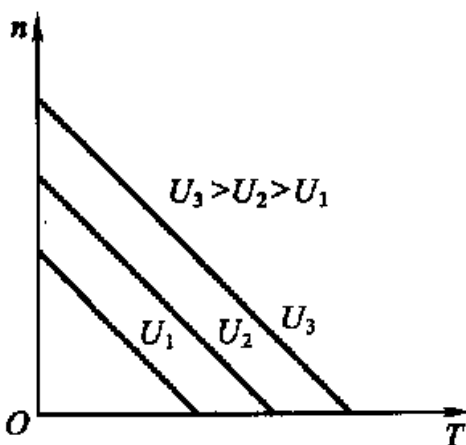


图 2 电枢控制的直流伺服电机机械特性

一般调速系统有晶闸管调速系统与晶体管脉宽调制（PWM）调速系统两种，本次实验分别搭建两个系统，通过系统与参数设计获得较好的伺服电机特性。

（二）晶闸管调速系统

1. 晶闸管介绍

晶闸管是晶体闸流管的简称，又称为可控硅整流器，是PNPN四层三端器件，共有三个PN结。晶闸管具有硅整流器件的特性，能在高电压、大电流条件下工作，且其工作过程可以控制、被广泛应用于可控整流、交流调压、无触点电子开关、逆变及变频等电子电路中。在控制直流电机时，同一套晶闸管往往既作整流（把交流电转换为直流电），又作逆变（把直流电转换为交流电），通常称为变

流器。

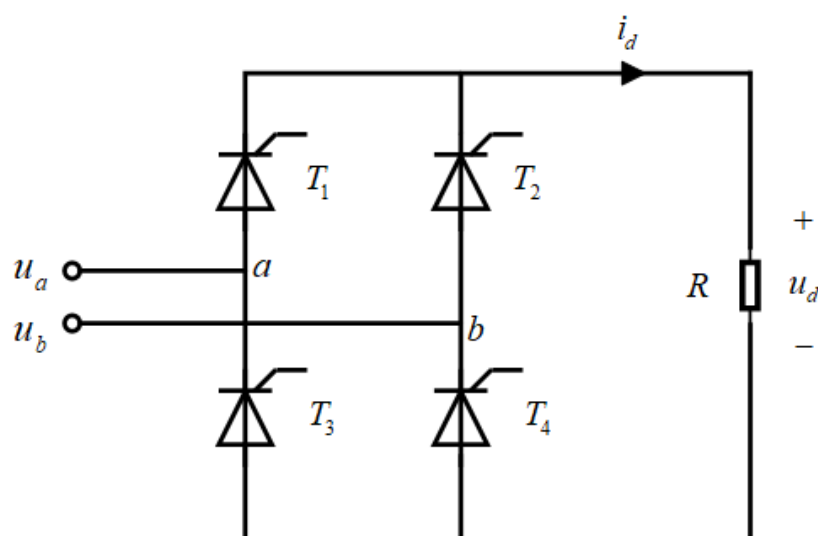


图 3 纯电阻负载的晶闸管桥式电路

对于简单的情况如晶闸管驱动纯电阻性负载时，电路的电压和电流输出同相位，不妨设输入电压的频率是 f ，记 $\omega = 2\pi f$ 是电路的电角频率。桥臂两端口接入相位差正好为 180° 的两个等幅值正弦波 u_a 和 u_b ，门极和阴极之间的电压记为 u_G ，这是一种脉冲电压，也称为触发脉冲，利用这一脉冲电压同时控制所有晶闸管的开通。阳极和阴极之间的电压记为 u_T ，它为正时，称其为正向阳极电压。

如果设初始电流为0，晶闸管导通时，认为压降为0，下图是纯电阻型负载对应情况下的晶闸管输出电压与触发脉冲的关系：

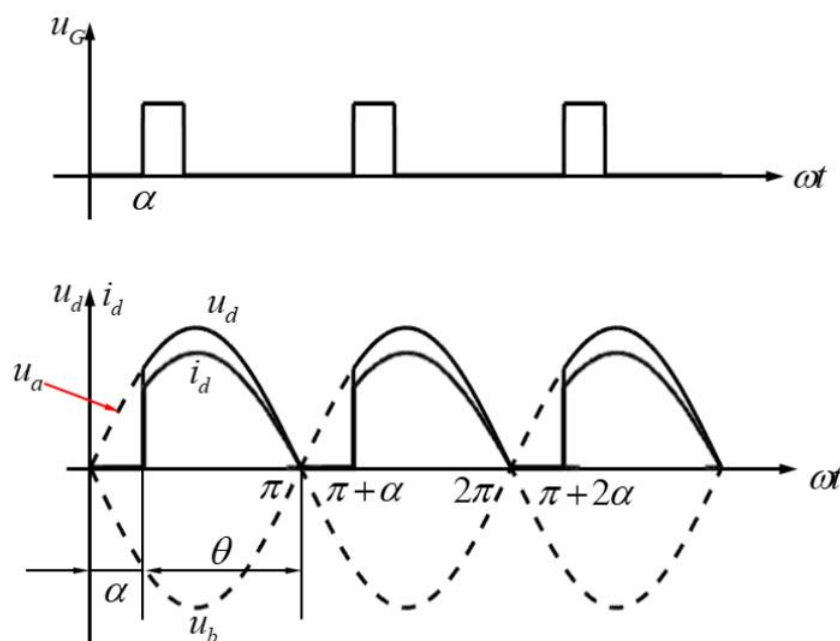


图 4 纯电阻负载的晶闸管输出电压与触发脉冲关系

从图中可以得知，电路的工作可以分为几个时间区段：

(1) 时段 $0 \sim \omega t_1$ ，此时 $i_d=0$ ，晶闸管输出一段没有电流，因此电阻上检测不到电压，此时 T_1 和 T_4 晶闸管承受正向的阳极电压，但是没有接收到触发脉冲，因此不能导通。另外两个晶闸管 T_2 和 T_3 承受反向的阳极电压，电路对外表示截止。

(2) 时段 $\omega t_1 \sim \pi$ ，此时 $\omega t = \omega t_1$ 时刻，触发脉冲到来，晶闸管 T_1 和 T_4 导通，电流分别经过 T_1 、电阻负载以及 T_4 形成回路。类似地，另外两个晶闸管处于截止状态。当电角 ωt 接近于 π 时，回路中通过的电流小于晶闸管的维持电流 I_H ，晶闸管将自行关断，驱动负载的电流降为0。

(3) 时段 $\pi \sim \pi + \alpha$ ，此时 T_1 和 T_4 承受正向的阴极电压，大小与反向的阳极电压相等，因此是截止状态。 T_2 和 T_3 承受反向的阴极电压，即正向阳极电压，但是没有接收到触发脉冲，因此暂时处于截止状态，电路对负载的输出为0。

(4) 时段 $\pi + \alpha \sim 2\pi$ ，触发脉冲到来， T_2 和 T_3 晶闸管导通，电流经 T_2 、电阻负载以及 T_3 形成回路，直到电角接近 2π 时输出电流小于维持电流而关断之前，电路中有输出电流，负载电阻上能检测到输出电压，到此，晶闸管的输出完成了一个周期，将重复上述操作进行下一周期。

从整个工作过程来看，虽然输入的两个信号是交流的正弦信号，但是经过晶闸管的整流之后，输出端接收到的电流和电压是直流信号，并且幅值与控制角 α ， $0 \leq \alpha < \pi$ 的大小有关。定性来看， α 越大，对应的半个周期以内电路处于导通状态的电角 θ 就越小，电路驱动电阻负载的有效电压就越低。记 θ 为晶闸管的导通角，控制角越大，导通角越小，电路输出的电流电压有效值就越大。这样的电路控制方式被称为是**相位控制**。

晶闸管桥式电路输出的整流电压的平均值（有效值）与控制角的定量关系按下式计算：

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_a \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2} U_a}{\pi} (1 + \cos \alpha) = 0.45 U_a (1 + \cos \alpha) = 0.45 U_a (1 - \cos \theta)$$

其中， $\alpha \geq 0$ ， $\theta < \pi$ ， $\alpha + \theta = \pi$ ， U_a 为输入正弦信号的有效值。

可见，当导通角 θ 为0时，电路能够取得最大的输出有效电压 $0.45 U_a$ ，此时晶闸管电路相当于一个全波整流电路；反之当其取 π 时，电路就没有输出电压，对外表示截止。由此可见，晶闸管控制电路输出会存在电流断续和连续两种状态，

对于一般的阻性负载而言，这样的影响可以忽略不计。

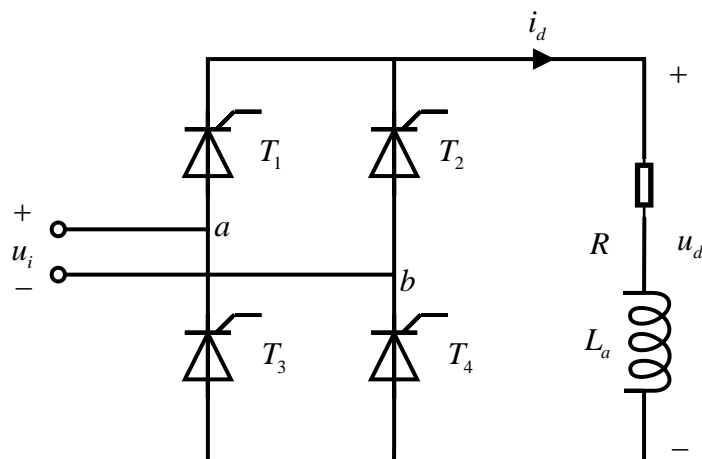


图 5 电感性负载的晶闸管输出电压与触发脉冲关系

同理，当晶闸管驱动负载是纯电感时，如果电感足够大，使电路中的电流不产生断流与反向，在 $0 \sim \omega t_1$ 时段和 $\pi \sim \pi + \alpha$ 时段下分别维持晶闸管 T_1 、 T_4 以及 T_2 、 T_3 不产生因电流较小而截止，则输出电流的有效值可计算为：

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} U_a \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2} U_a}{\pi} \cos \alpha = 0.9 U_a \cos \alpha = -0.9 U_a \cos \theta \quad (*)$$

可见，控制角的移相范围仅有 $0^\circ \sim 90^\circ$ 。当 $\alpha=0^\circ$ 时，输出电压有效值最大；当 $\alpha=90^\circ$ 时，输出电压的有效值最小，其值为0。

2. 晶闸管驱动直流电机

整流的作用是将交流电能变为直流电供给直流用电设备。整流电路可以分为不可控、半控、全控三种，本次实验主要以三相全控整流电路作为可控直流电源供给直流电动机。

可控硅整流放大器是由大功率晶闸管构成的三相全控桥式（三相全波）反并联可逆电路，分成二大部分（I和II），分别实现正转和反转。每部分内由一组共阴极的三相半波（1、3、5）和一组共阳极的三相半波（2、4、6）可控整流电路串联起来构成，这二组中必须各有一个可控硅同时导通。为保证合闸后两个串联可控硅能同时导通，或已截止的相再次导通，采用双脉冲控制。

不同于一般的纯阻性负载，直流电机负载中至少包含了阻性和感性的阻抗，同时还会有输出电磁转矩产生的反电动势。如果仍然按图 2 电枢控制的直流伺服电机机械特性所示直接将电机（下图中框出的部分）与晶闸管电路相连接的话，在

晶闸管整流输出为0时，电机将失去动力，此时作用在电机上的负载阻转矩将影响电机正常旋转，使得电机产生“低速爬行”或者跳变振荡等一系列不稳定的运行情况。因此，为了使输出电流平滑以保证电机的正常运行性能，需要在输出回路上串接一个大电感元件 L_p （称为平波电抗器），其能将晶闸管整流输出的电流进行平滑，保证在全部周期内电机电枢绕组都有电流供应；此外，采用三相交流电也能有效减少输出的空档期，使电机的运行性能得到改善。

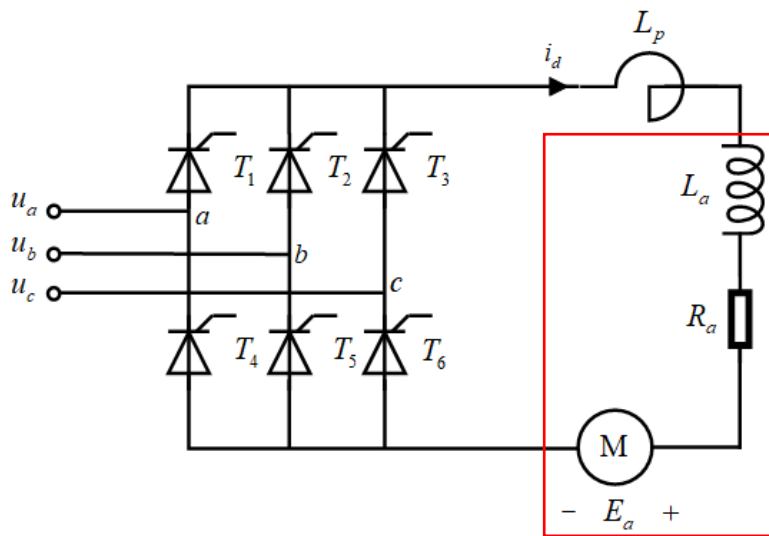


图 6 可控硅整流驱动直流电机

根据控制角 α 的大小，可以把电路的工作状态分为3种：

（1）整流工作状态

当控制角 $0 < \alpha < \pi/2$ 时，电机产生的反电势 $E_a > 0$ ，在导通角作用期间电机转动方向与晶闸管输出电压驱动方向相同，电源通过晶闸管向电动机供能。在触发脉冲到来之前，晶闸管不输出能量，电机此时充当发电机的作用，其产生电流变化保证晶闸管不截止；晶闸管对外将这部分能量回馈至电源之中，对外输出的电压为负。

下面求解此状态下的晶闸管输出电压有效值：

由于串联有较大电感的 L_p ，因此电路的情况接近于电感性负载，忽略晶闸管自身的压降，电路的方程为：

$$u_d = u_{cd} = (L_p + L_a) \frac{di_d}{dt} + R_a i_d + E_a$$

电流周期性变化时，理想电感两端平均电压为0，因此对上式取有效值得：

$$U_d = R_a I_d + E_a = 0.9U \cos \alpha$$

式中， I_d 是电流的平均值，电机端电压为：

$$u_a = u_{ed} = L_a \frac{di_d}{dt} + R_a i_d + E_a$$

取平均值得：

$$U_a = R_a I_d + E_a = U_d = 0.9U \cos \alpha$$

其中， U 是三相电中某一相电的对地电压有效值。所以，改变晶闸管导通角 α 可以控制电机电压，从而控制电机，对于直流电机而言，晶闸管可以作用直流功率放大器来使用。

(2) 中间状态

当 $\alpha = \pi/2$ 时，如果 $E_a > 0$ ，则此状态与整流工作状态类似，只是这里的正输出电压与负输出电压电角范围相等，因此其电压平均值理论上应该为0，电机处于能耗制动状态而停转。但是实际上，由于晶闸管输出端的电流只能单方向流动，如图 5 中只能沿 i_d 方向流动一样，正负电压状态下，晶闸管总会输出一定的波动电流。如果电感 L_p 足够大，就能将这部分波动电流抑制在较小的水平，使之不能产生足够的转矩克服电机本身的阻尼转矩而发生转动。

(3) 逆变工作状态

当 $\pi/2 < \alpha < \pi$ 时，若此时电机的反电势 $E_a < 0$ ，与 (1) 相反，电机产生的反电势高于晶闸管输出电压，电流将电机转子具有的机械能回馈至电源中，即将直流电变成交流电再送回至电源，即是一种有源逆变状态。逆变状态下晶闸管输出电压的平均值为：

$$U_d = -\frac{2\sqrt{2}U_a}{\pi} \cos(\pi - \alpha) = 0.9U_a \cos \alpha, 0 < \alpha < \pi$$

除此之外，还有两种特殊状态：

(4) 电源短路状态

当 $0 < \alpha < \pi/2$ 时，若 $E_a < 0$ ，则相当于电源与电机电势都在输出电能，电

路中的电流较大，相当于电机工作在反接制动状态，在大功率晶闸管电路中不允许出现这种状态。

(5) 本桥逆变状态

当 $\pi/2 < \alpha < \pi$ 时，若 $E_a > 0$ ，此时电源与电机电势都在吸收电能，电感释放储存的磁场能，电流下降直到为0。这种状态一般比较短暂，因为逆变状态下的电机受到的阻尼转矩特别大，能很快实现电机的刹车或者反转，同时有效地避免了能耗制动或者反接制动不能收集能源或者增加能源耗费的现象。如果晶闸管原本工作在整流状态，现在欲使电流迅速归零以便断开主电路或者使电机反转，往往可以采用本桥逆变的方式使 $\pi/2 < \alpha < \pi$ 。

3. 晶闸管调速系统结构图

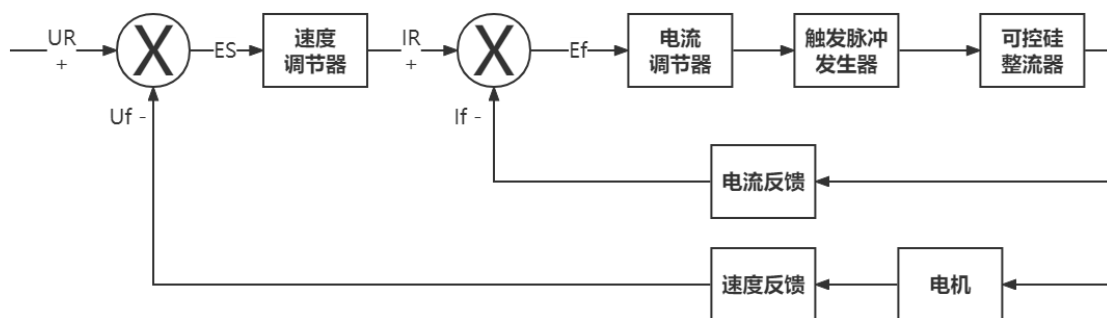


图 7 晶闸管调速系统结构图

晶闸管调速系统由给定电压、速度环、电流环、触发脉冲发生器、可控硅整流器、直流电动机等部分组成。在启动时，加入给定电压 U_R ，通过速度调节器和电流调节器限制输出，使得电动机以限定的最大启动电流加速启动，直到电动机转速达到给定转速，并在出现超调后，两个调节器退出饱和，最后稳定在给定转速下运行。

只要改变可控硅触发角（改变晶闸管电路的控制角，也即改变导通角），就能改变可控硅的整流输出电压，从而改变直流伺服电机的转速。当给定的指令信号增大时，则有较大的偏差信号加到调节器的输入端，产生前移的触发脉冲，可控硅整流器输出直流电压提高，电机转速上升。此时测速反馈信号也增大，与大的速度给定相匹配达到新的平衡，电机以较高的转速运行。

当设定的转速保持不变时，电机外接负载转矩发生变化（保证不超过电机堵转转矩）。不妨设电机外接负载转矩增加，电机转速下降，此时测速模块得到的

电压输出减小、电枢电流增加，速度反馈和电流反馈值均增加，叠加得到的控制信号 E_f 减小，触发脉冲发生器的触发脉冲相位前移，即控制角减小，导通角增大。硅整流元件在其作用下输出更大的功率，即输出电压增加，电机电枢电压上升，带负载的转速随之提高。直到达到设定转速后，两个反馈量叠加的结果使触发脉冲相移为 90° 。在大电感平波电抗器的作用下，电机电枢电流保持不变，即电机转速稳定。

（三）晶体管脉宽调制（PWM）调速系统

1. 脉宽调制器

脉宽调制器包括恒频率信号发生器和脉宽调制电路两部分。其中常用的恒频率信号是三角波或者锯齿波，对于正弦类型的信号，有专门的正弦波脉宽调制系统（SPWM），此处不再介绍。而脉宽调制电路就是将前述恒频率信号经过与比较器的输入端信号进行比较，从而得到脉宽调制信号的电路。整个脉宽调制器用于产生占空比可控的PWM信号，用于控制功率放大元件驱动直流电机运行。

（1）恒频率信号发生器

典型的恒频率信号发生器是由运算放大器组成的三角波发生器，如下所示：

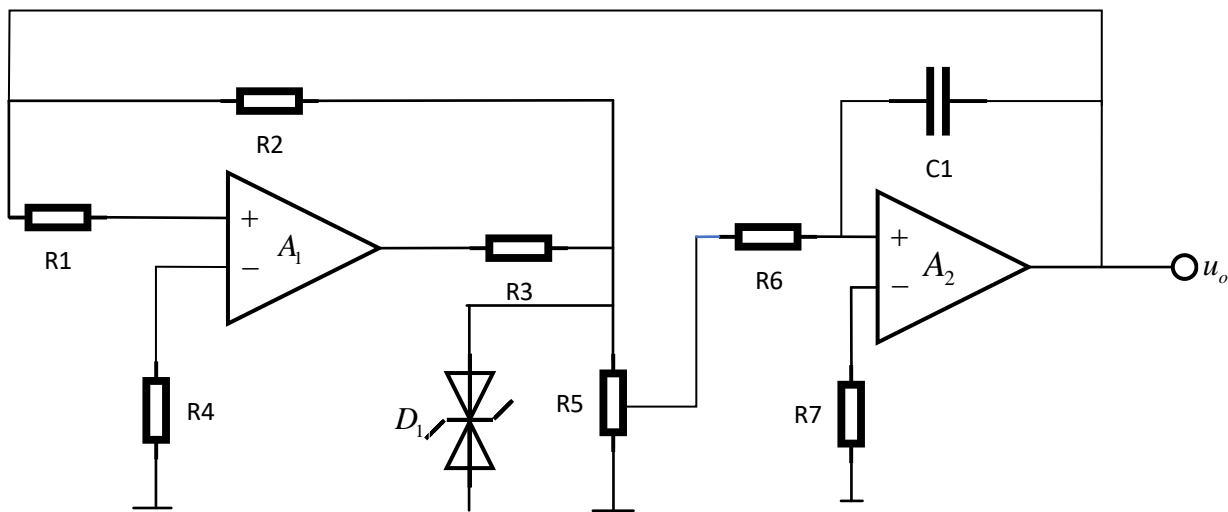


图 8 三角波发生器

它包括两个运算放大器，一个滞回比较器 A_1 ，一个积分器 A_2 ，产生的三角

波是正负部分对称的三角波，上门限电压为 $U_+ = \frac{R_1}{R_2} U_Z$ ，下门限电压为

$$U_- = -\frac{R_1}{R_2} U_z。$$

输出电压经反馈回路作用于滞回器输入端，产生自振，积分器输出端电压变化规律为：

$$u_2(t) = -\frac{t}{R_6 C_1} (-k_1 U_z) + u_2(0)$$

$$\text{振荡的周期为 } T = \frac{4R_1 R_6 C_1}{k_1 R_2}, \text{ 相应的频率为 } f = \frac{1}{T} = \frac{k_1 R_2}{4R_1 R_6 C_1}。$$

实际在使用过程中，为了控制PWM波形的占空比可调，需要将滞回比较器的负端接某一固定电压值 U_i ，其他部分不变，则两个门限电压沿纵轴平移

$$\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) U_i, \text{ 三角波输出电压也平移 } \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) U_i, \text{ 频率与周期均不变。}$$

在仿真中，我们直接采用了simulink自带的三角波发生器产生对称三角波，既能得到质量较好的三角波，又能加快仿真程序的运行，便于得到仿真实验结果。

(2) 脉宽调制电路

脉宽调制电路的基本部分是一个比较器，将恒频率的三角波信号加在比较器的输入端，与输入信号进行比较，就可以得到PWM信号。通常采用同相加法电路或者RC阻容延迟电路进行脉宽调制，输出的波形与门限值的关系如下图所示：

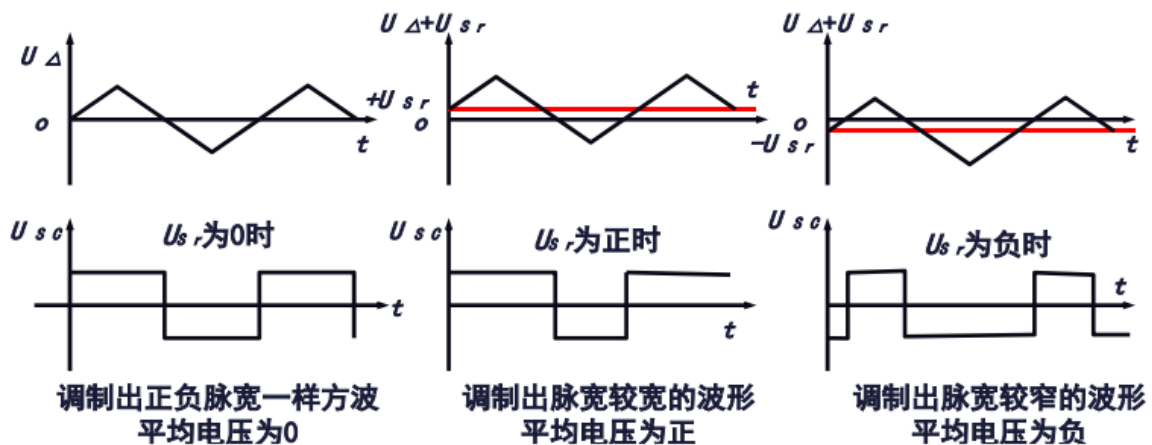


图 9 三种不同平均电压的调制波形

可以得到，门限值的正负决定了调制电路输出电压的平均值正负关系，当门限值为 0 时，输出电压正负部分相互抵消，对外体现为 0 输出，因此电机保持静

止。虽然PWM系统中可以严格保证输出电压有正有负，输出电流方向可以变化，但是也与导通角控制调速系统相类似，这需要在电路中加入一个较大的电感元件以对抗电流变化带来的低速爬行，维持伺服电机无自转现象，这也是对直流伺服电机的最基本的要求。

2. 可逆H型双极式PWM开关功率放大器

脉宽调制器产生了占空比可调的PWM信号并不能直接带动电机运转，需要经过一个功率放大器。这里我们使用了双极式H型桥式电路。

可逆H型双极式PWM开关功率放大器是由四个大功率晶体管(GTR) T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 及四个续流二极管组成的桥式电路。 U_{b1} 、 U_{b2} 、 U_{b3} 、 U_{b4} 为调制器输出，经脉冲分配、基极驱动转换过来的脉冲电压，分别加到 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 的基极。

在 T_1 和 T_4 的栅极上施加一组完全相同的PWM信号，在 T_2 和 T_3 的栅极上施加与之相位相反的另一组完全相同的PWM信号，它们变化的周期就是开关周期 T 。根据 $T_1 \sim T_4$ 导通与关断的情况来驱动电机正转反转调速或停转制动。

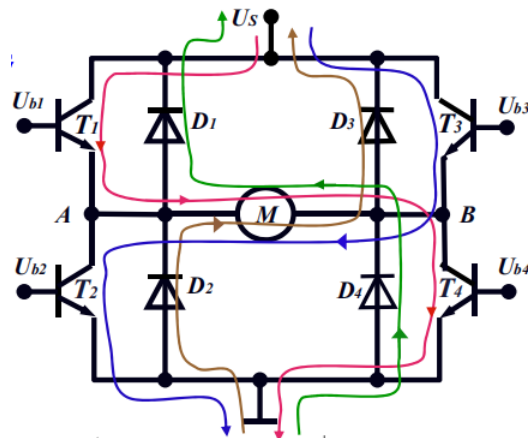


图 10 可逆H型双极式PWM开关功率放大器

输出电压 u_{AB} 的平均值为：

$$U_{AB} = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} U_s dt - \frac{1}{T} \int_{t_1}^T U_s dt = U_s \left(2 \frac{t_1}{T} - 1 \right)$$

其中 t_1 就是一个周期 T 以内，PWM信号为正所持续的时间。

根据平均电压 U_{AB} 和电机反电势 E_a 的大小关系，可以把电路的工作状态分为发电机和电动机两个状态：

(1) 电动机状态

当电机电枢A、B两端的电压平均值 U_{AB} 大于反电势 E_a 时，电机吸收电能，将电源提供的电功率转变为机械能等其他形式的能量。如果此时电机的负载较重，其工作过程中的电枢电流将如下图中 i_d 所示：

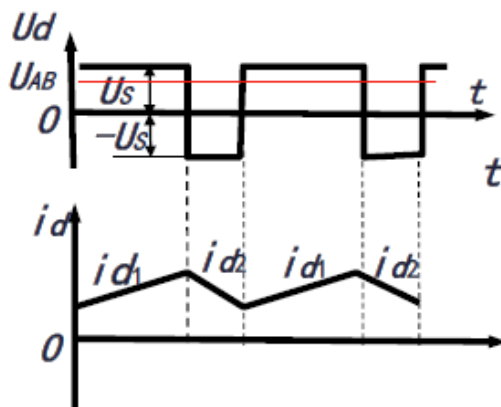


图 11 重负载情况下的电机电枢电流变化图

可见 $0 < t < t_1$ 时间内，电枢电流与电枢电压方向相同，电机从电源吸收能量对外做功；在 $t_1 < t < T$ 时间内，电枢电流与电枢电压方向相反，此时电机的电枢线圈电感释放能量，产生感应电流维持电枢电流方向不变，电源从电枢电流中获得能量。此时 T_2 和 T_3 虽然处于正向栅极偏压状态，但是不满足导通条件，仍然截止，电机不会因为电压的反向产生反接制动，保证了运行的连续性，这是PWM调速控制的主要工作状态。

需要指出的是，四个二极管 D_1, D_2, D_3 和 D_4 对于避免开关器件击穿，维持电动机的电枢电流是十分必要的，这四个二极管被称为续流二极管。

(2) 发电机状态

当电机AB两端电压平均值 U_{AB} 小于反电势 E_a 时，电枢电流 i_a 和其平均电流 I_a 与电机的反电势 E_a 同方向，电机向功率放大元件以及电源输送能量，当PWM控制的电机转速发生反向或者立即刹车时，电机将进入发电机状态，此时电机转子的能量将回馈至电源中，使电机转速很快地降下来。此过程的电流变化图像与图 9类似，但是电流的值在第四象限。

当负载转矩很小时，电枢AB端的平均电压 U_{AB} 接近于反电势 E_a ，电流有正有负，在一个周期以内电机将横跨电动机和发电机两种状态四种情况，其变化的情况如下图所示：

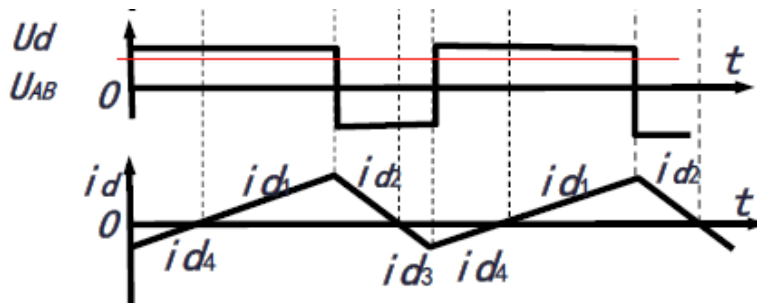


图 12 轻负载情况下的电机电枢电流变化图

可见电机在 i_{d1}, i_{d3} 两种情况下处于电动机状态，电源输出能量；在 i_{d2}, i_{d4} 情况下处于发电机状态，电源吸收能量。

在仿真实验中，我们主要应用的是重负载下的电机工作状态，轻载状态下电机工作较为不稳定，不利于调速系统的控制。

3. 晶体管脉宽调制（PWM）调速系统结构图

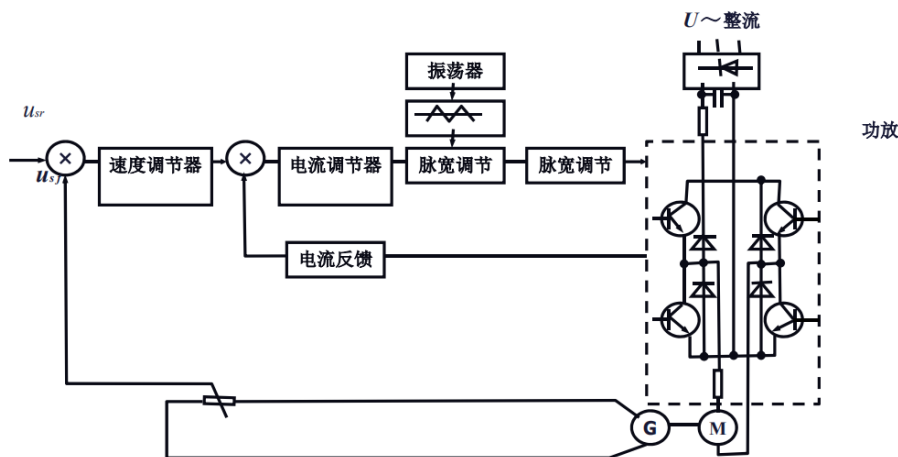


图 13 晶体管脉宽调制（PWM）调速系统结构图

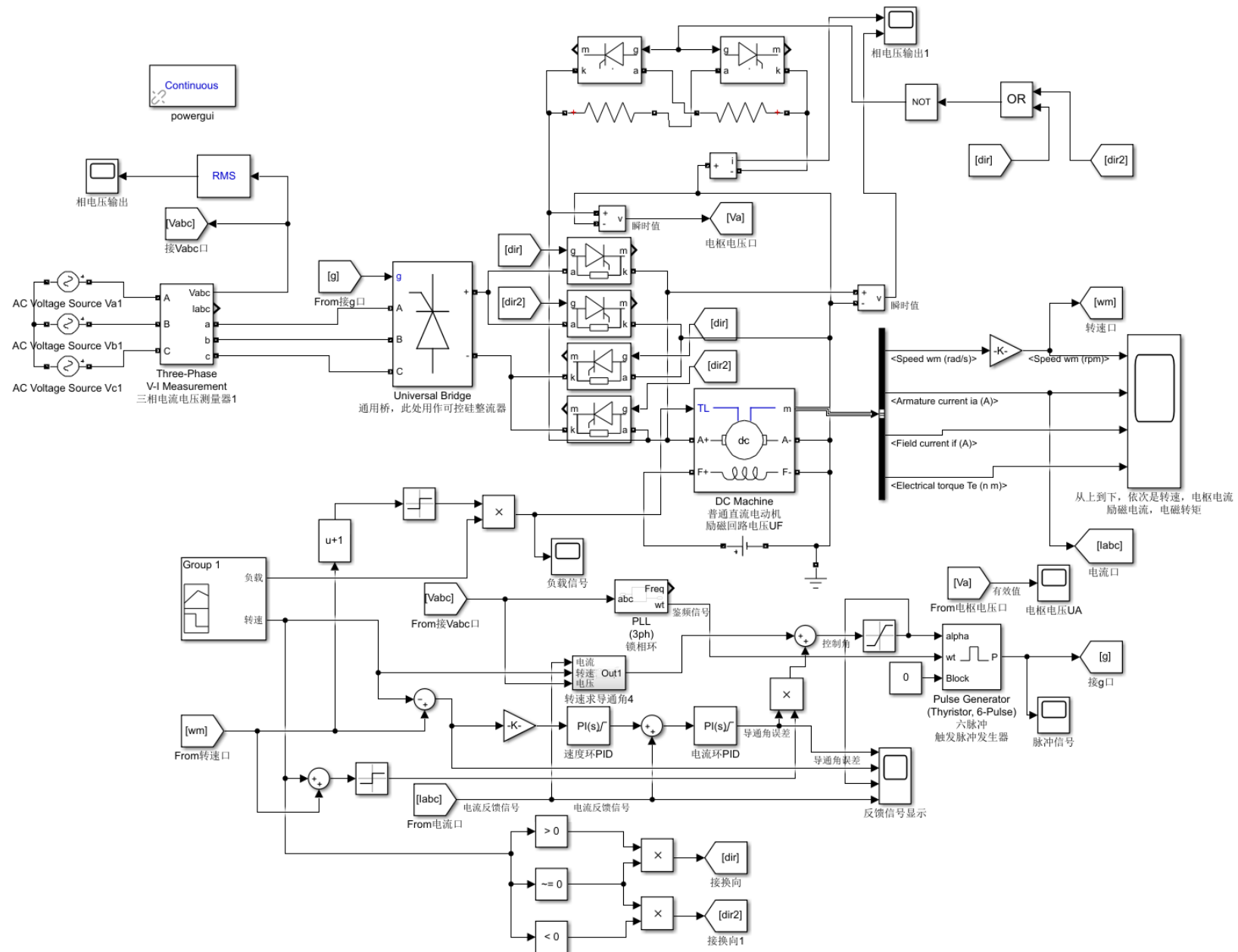
晶体管脉宽调制（PWM）调速系统由速度调节器、电流调节器、脉宽调制器、功率放大器等部分组成。其中，功率放大器（即H桥）的控制信号来自于PWM信号，而PWM信号的正负电压交替时间取决于控制信号。当控制信号为0时，正负电压时间相等，经功率放大器输出的信号平均值为0。

控制系统的反馈环节与晶闸管调速系统类似，测量得到的转速信号与设定的

标准转速求差得到速度误差信号。误差信号经速度调节器运算后与电枢电流反馈信号求和，经电流调节器运算后得到电流误差信号，此信号即为控制信号。它将用于的控制三角波脉宽调制电路的延迟比较器或同相求和器比较器的门限值，将三角波沿纵轴向上或向下平移，产生正负电压时间不等的脉宽调制信号。此PWM信号将控制H桥对应桥臂晶体管的导通与截止，使电机按电动机方式提高速度或者按发电机方向减小速度，实现对设定转速的调速控制。

四、晶闸管调速系统仿真模型

本部分介绍使用晶闸管调速系统的直流伺服电机仿真模型。由控制面板输入目标转速和负载，通过晶闸管调速系统，直流伺服电机最终达到设置转速。晶闸管调速系统整体仿真模型如下页所示。



(一) 电机模块

使用直流电源的伺服电动机，实质上是一台他励式直流电动机。由于普通型直流伺服电动机的工作原理、结构和基本特性与普通直流电动机基本相同，因此在Simulink中，选取普通直流电动机（DC Machine）作为主体部分。

电动机的 T_L 为负载端；F端为励磁回路，连接励磁回路电压 U_F ；A端为电枢电压，从可控硅整流器经换向电路引入。电机具体参数如下图所示：

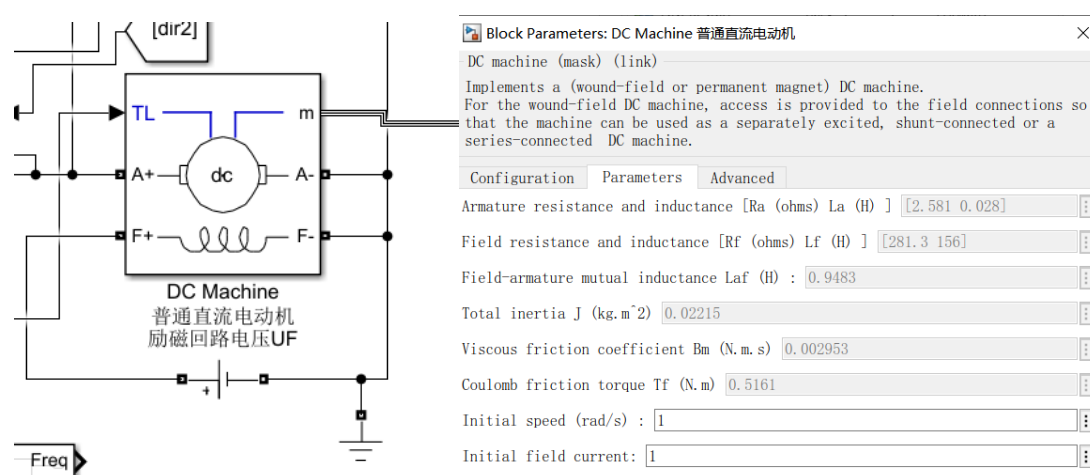


图 14 电机模块及参数设置

(二) 输入模块

本系统输入为目标转速和负载，输入面板如下图所示，上下拖动即可改变相应参数。输入模块如图 16所示，红色为转速输入，蓝色为负载输入。

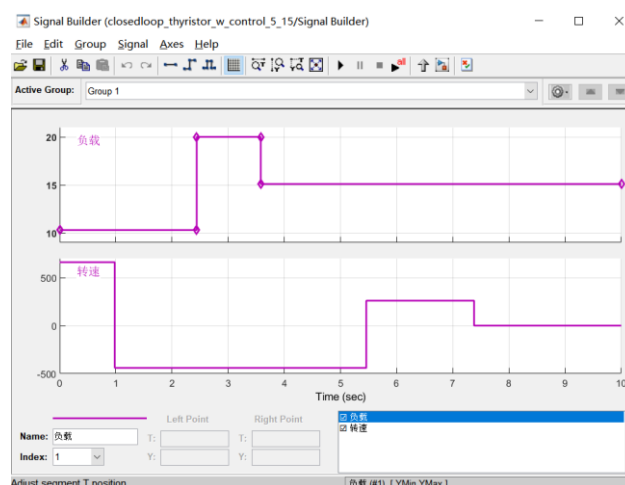


图 15 输入面板

根据给定转速，通过三个判断器判断转速正负，输出换向信号到图 17所示的

换向电路中。换向电路可以看作是两个选通的开关，根据换向信号选通某一对二极管，控制电机的电枢电压正向或反向。当给定转速 >0 时，三个判断器分别为1、1、0，两个换向端口 $\text{dir}=1$ ， $\text{dir}2=0$ ，使得换向电路中二极管1、3导通，电流方向如图所示，电枢电压为正，电机正转；当给定转速 <0 时，三个判断器分别为0、1、1，两个换向端口 $\text{dir}=0$ ， $\text{dir}2=1$ ，使得换向电路中二极管2、4导通，电枢电压为负，电机反转。

由于在Simulink中，普通直流电动机模块的“ T_L ”端视为外加力矩，与“负载”定义不完全相同。若直接将负载输入 T_L 端，可能导致电机在无动力时受其作用反而运动等情况，因此将负载进行处理后再接入。根据电机实际转速方向设置偏置和过零检测，作为开关和死区，再与输入负载相乘，使得负载总是与电机实际转速相反，且在小负载时视为干扰，不对系统产生影响，从而避免了“负载成为动力”这一问题。

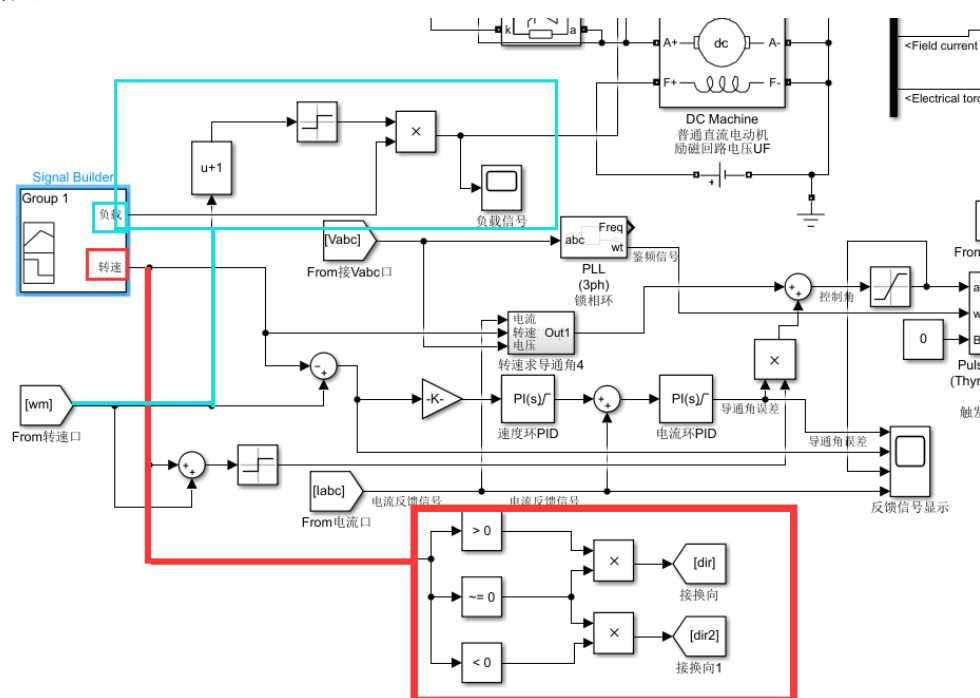


图 16 输入模块

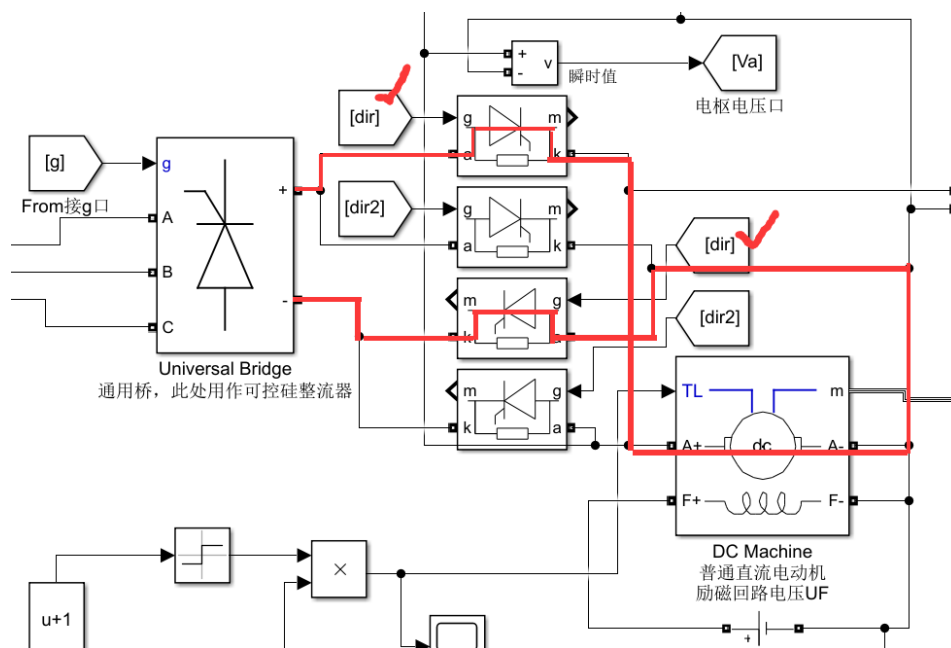


图 17 换向电路

(三) PID控制

在系统的控制方法中，应用最为广泛的调节器控制规律为比例、积分和微分控制，简称PID控制。PID控制可以根据给定值和实际输出值构成控制偏差，将偏差按比例、积分和微分通过线性组合构成控制量，对被控对象进行控制。

PID控制的特点如下：

1. 比例控制（P）：可以快速、及时、按比例调节偏差，提高控制灵敏度，但有静差，控制精度低。
2. 积分控制（I）：可以消除偏差，提高控制精度、改善稳态性能，但容易引起震荡，造成超调。
3. 微分控制（D）：是一种超前控制，可以调节系统速度、减小超调量、提高稳定性。但若时间常数过大则会引入干扰、系统冲击大；过小则会导致调节周期长、效果不显著。

在本模型中，速度调节器与电流调节器均采用PI调节器，因为PI调节器作为校正装置时，既可以保证系统的稳态精度，使系统在稳态运行时得到无静差调速，又能提高系统的稳定性；作为控制器时，还可以兼顾快速响应和消除静差两方面的要求。而一般的调速系统要求以稳和准为主，所以采用PI调节器能保证系统获得良好的静态和动态性能。

Block Parameters: 速度环PID

PID 1dof (mask) (link)

This block implements continuous- and discrete-time PID control algorithms and includes advanced features such as anti-windup, external reset, and signal tracking. You can tune the PID gains automatically using the 'Tune...' button (requires Simulink Control Design).

Controller: **PI** Form: **Parallel**

Time domain:

☒ Continuous-time

☐ Discrete-time

Discrete-time settings

Sample time (-1 for inherited): **-1**

▼ Compensator formula

$$P + I \frac{1}{s}$$

Main Initialization Output Saturation Data Types State Attributes

Controller parameters

Source: **internal**

Proportional (P): **15**

Integral (I): **10**

Automated tuning

Select tuning method: **Transfer Function Based (PID Tuner App)** **Tune...**

☒ Enable zero-crossing detection

图 18 速度环PID设置

Block Parameters: 电流环PID

PID 1dof (mask) (link)

This block implements continuous- and discrete-time PID control algorithms and includes advanced features such as anti-windup, external reset, and signal tracking. You can tune the PID gains automatically using the 'Tune...' button (requires Simulink Control Design).

Controller: **PI** Form: **Parallel**

Time domain:

☒ Continuous-time

☐ Discrete-time

Discrete-time settings

Sample time (-1 for inherited): **-1**

▼ Compensator formula

$$P + I \frac{1}{s}$$

Main Initialization Output Saturation Data Types State Attributes

Controller parameters

Source: **internal**

Proportional (P): **5**

Integral (I): **3**

Automated tuning

Select tuning method: **Transfer Function Based (PID Tuner App)** **Tune...**

☒ Enable zero-crossing detection

图 19 电流环PID设置

(四) 双闭环直流调速系统

反馈闭环控制系统对于被反馈环的前向通道上的一切扰动作用都可以很好地抑制，采用转速负反馈和PI调节器的单闭环调速系统，可以在保证系统稳定的条件下实现转速无静差。即直接将输出的转速通过单位负反馈反馈回输入端，与输入的标准转速值进行比较，经过PI控制器后输出差值电压，并输入到直流电机

的输入端。但如果对系统的动态性能要求较高，如要求起制动等，单闭环系统难以满足需要。

实际应用中，在电机最大电流或转矩受限的条件下，需要充分利用电机的允许过载能力，最好是在过渡过程中始终保持电流或转矩为允许最大值，尽可能用最大的加速度起动，到达稳定转速后，再让电流立即降下来，使转矩马上与负载相平衡，从而转入稳态运行。采用双闭环直流调速系统可以解决这个问题。

双闭环调速系统在单闭环调速系统的基础上补充电流环负反馈得到的，双闭环即速度闭环和电流闭环。双闭环调速系统既存在速度和电流两种负反馈作用，又能使它们作用在不同的阶段，在启动过程中只有电流负反馈，而到达稳态转速后，只有速度负反馈，具有动态响应快、抗干扰能力强的优点。

为了实现上述功能，在系统中设置外部的速度调节环和电流调节环（蓝色所示），两调节器串联，即把转速调节器的输出当作电流调节器的输入，再用电流调节器的输出去控制晶闸管整流器的触发装置。由于转速与电流量纲不同，无法直接加减，于是设置K进行单位转换。此外，目标转速与电压、电流等参数进行运算，得到对导通角的影响，实现了将转速量转化为角度量，具体计算函数见图21，转换的函数计算式原理见（二）章中2节叙述。

由于导通角范围是 $0\sim180^\circ$ ，不能取到负值；当电机反向旋转时，电流符号相反，而求得的标准导通角输入符号不变，因此需要补充负号，如图中橙色所示。

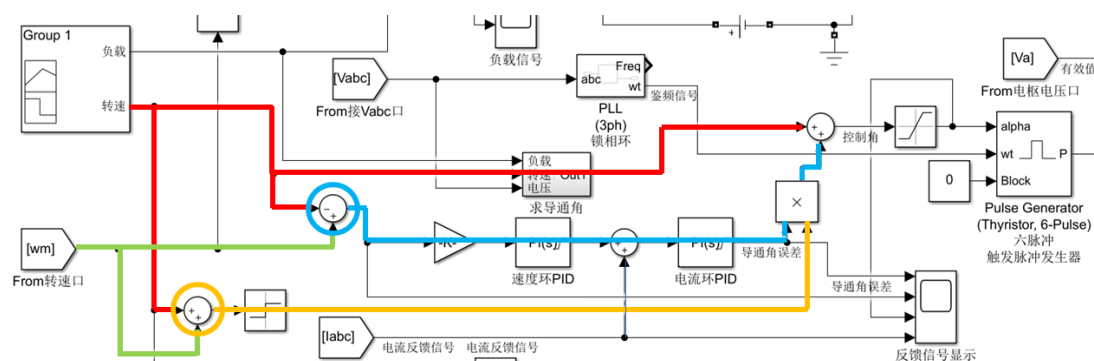


图 20 双闭环直流调速系统

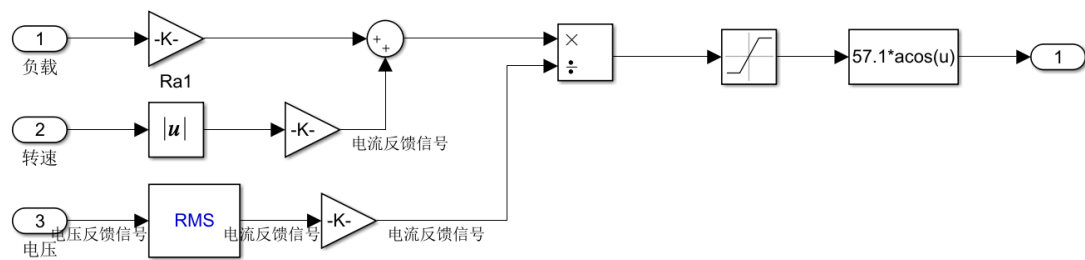


图 21 导通角计算函数

(五) 触发脉冲发生器

使用六脉冲发生器模块，输出包含6个脉冲(0-1)的矢量发送到晶闸管桥上。为了获得稳定的频率信号源，三相电 V_{abc} 输出后的信号先经过锁相环，再与反馈信号运算后的结果一并输入到脉冲触发器中，触发一个初相为 α 、频率为 ω 、幅值为0/1的脉冲信号，如图 23所示。

锁相就是自动控制完成相位同步。能够实现两个电信号相位同步的自动控制系统叫做锁相环路，简称锁相环(PLL)，它包含鉴相器、环路滤波器、压控振荡器三个基本部件。锁相环具有窄带跟踪性能，鉴相器检测输入信号与反馈信号之间的相位偏差，利用相位偏差产生控制信号，从而减小或消除相位偏差，输出具有设定相位的控制信号。

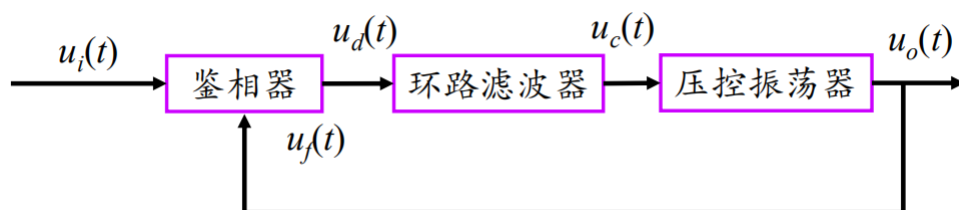


图 22 锁相环基本结构

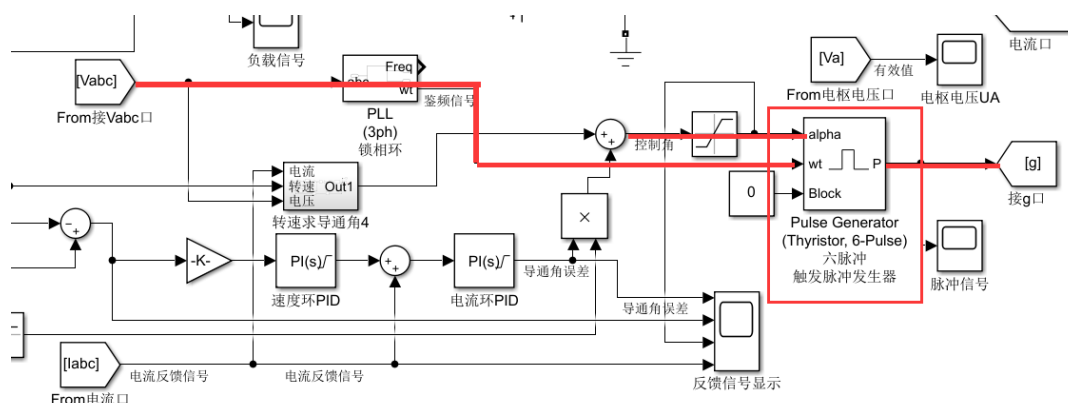


图 23 触发脉冲发生器

(六) 可控硅整流器

在Simulink中，选取通用桥模块作为可控硅整流器。它实现了选定的电力电子器件的桥接，串联RC缓冲电路与每个开关装置并联。可控硅整流器的A、B、C三个口与三相电流电压测量器输出相连，g口接触发脉冲发生器输出端，将触发的脉冲信号输入，作为开关，输出经换向电路与直流电机相连。

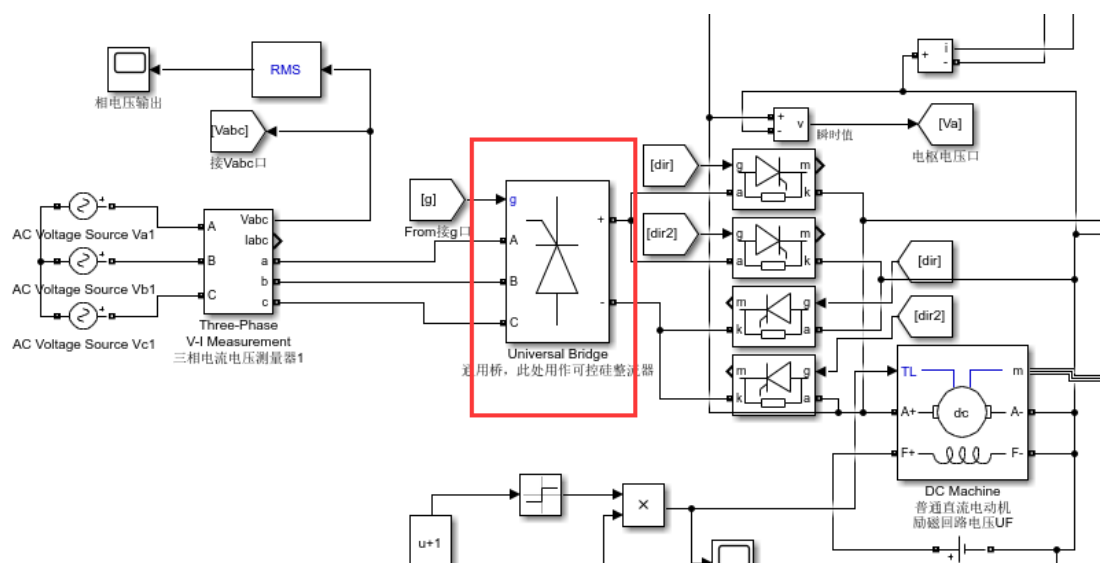


图 24 可控硅整流器

(七) 能耗制动模块

当设置电机转速为0时，电机通过能耗制动模块可以较好地实现制动功能^[1]。当给定转速为0时，三个判断器分别为0、0、0，两个换向口dir、dir2均为0。此时将它们进行或运算得0，取反后为1，触发能耗制动模块，二极管导通，在图中所示回路进行能耗制动；若给定转速非0，两个换向口一个为0，一个为1，或运算得1，取反后为0，二极管不会导通，不会触发制动。

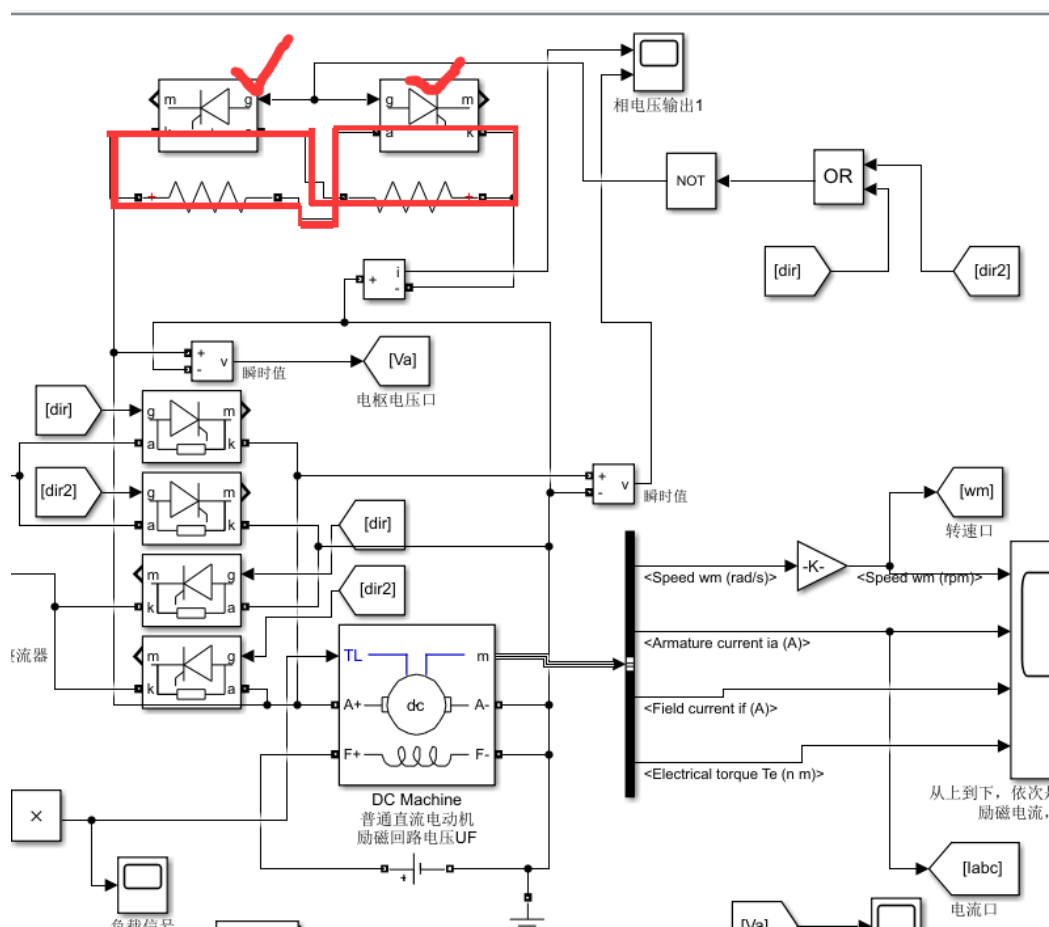
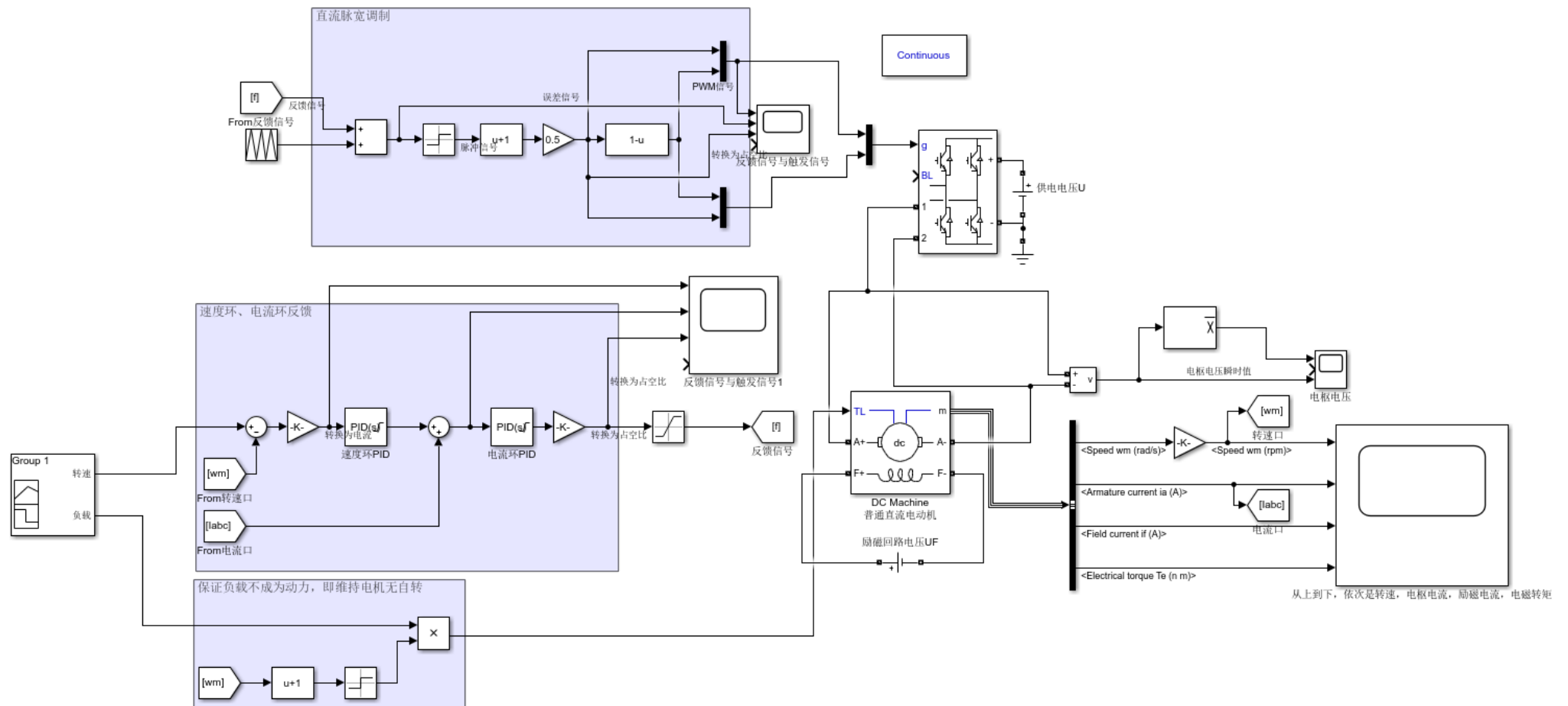


图 25 能耗制动模块

五、晶体管脉宽调制（PWM）调速系统仿真模型

本部分介绍使用晶体管脉宽调制（PWM）调速系统的直流伺服电机仿真模型。由控制面板输入目标转速和负载，通过PWM调速系统，直流伺服电机最终达到设置转速。晶体管脉宽调制（PWM）调速系统整体仿真模型如下页所示。

本模型使用的多个模块与上一部分基本相同：电机模块选取相同参数的普通直流电动机模块，电枢电压A端接入由可逆H型双极式PWM开关功率放大器调制脉冲控制的电压脉冲；输入模块为了保证负载不成为动力，采取相同的处理方式，转速直接输入至双闭环直流调速系统中；双闭环直流调速系统同样采取转速环（外环）+电流环（内环）的形式，通过比例系数转换为占空比信号，作为反馈信号输入到直流脉宽调制模块中。后文中仅重点介绍其余模块。



（一）直流脉宽调制模块

将双闭环直流调速系统得到占空比信号作为反馈信号，与三角波发生器叠加作为输入，经过与0值电压比较输出方波，通过方框中右侧输出两个相反的方波组，作为PWM输出到H桥功率放大电路中。

当反馈信号为0时，三角波无平移，调制出正负脉宽一样方波，平均电压为0；当反馈信号 >0 时，叠加后三角波向上平移，调制出脉宽较宽的波形，平均电压为正；当反馈信号 <0 时，叠加后三角波向下平移，调制出脉宽较窄的波形，平均电压为负。具体情况见图 9所示。

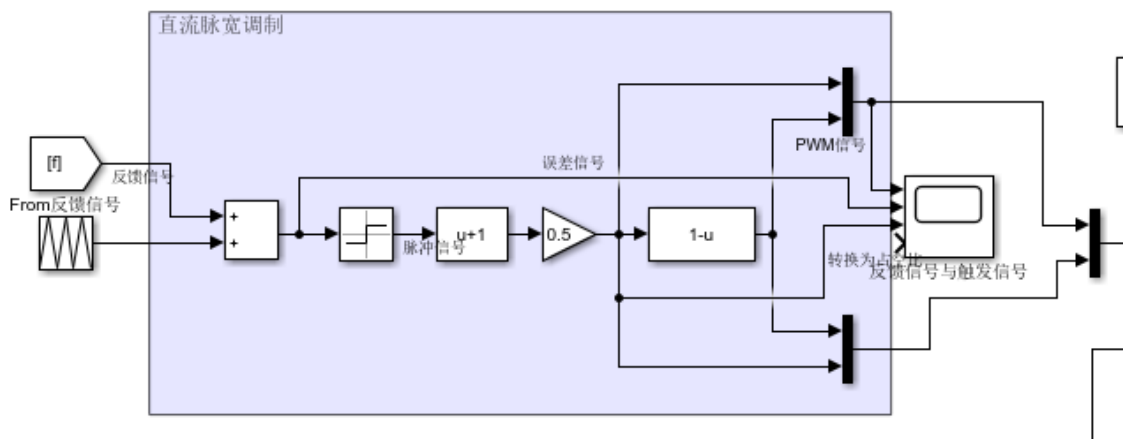


图 26 直流脉宽调制模块

（二）可逆H型PWM开关功率放大器模块

直流脉宽调制后的PWM信号经g口输出到H桥功率放大电路中，1、2号端口为输出端口，分别连接电机电枢的输入正负极，如图 27图 27所示。

模块内部结构如图21所示，自g口信号输入后，模块使用一个饱和模块将其限制在上、下饱和值，再将输入转换为数据类型并缩放输出，最终分为Q1~Q4四路控制桥式电路通断。其中，第一个方向的方波组为Q1、Q4，连接T1、T4三极管的基极；与之相反方向的方波组为Q2、Q3，连接T2、T3三极管的基极。由于两个方波组电压时刻保持相反，所以上下臂一定不会发生直通现象。

中间的1、2端口（即<2>、<4>端口）为输出端口，分别连接电机电枢的输入正负极。当上方Q1、Q4为正电压，Q2、Q3为负电压时，电枢电压为正，在空载时电机正转，反之则电机反转；当Q1~Q4均输入0电压时，电机由于电感的

存在，会因为滞留电流进入反接制动状态进行制动。由于PWM调速模型中，T1、T4或T2、T3输入相同的电压，故不存在能耗制动的状态。

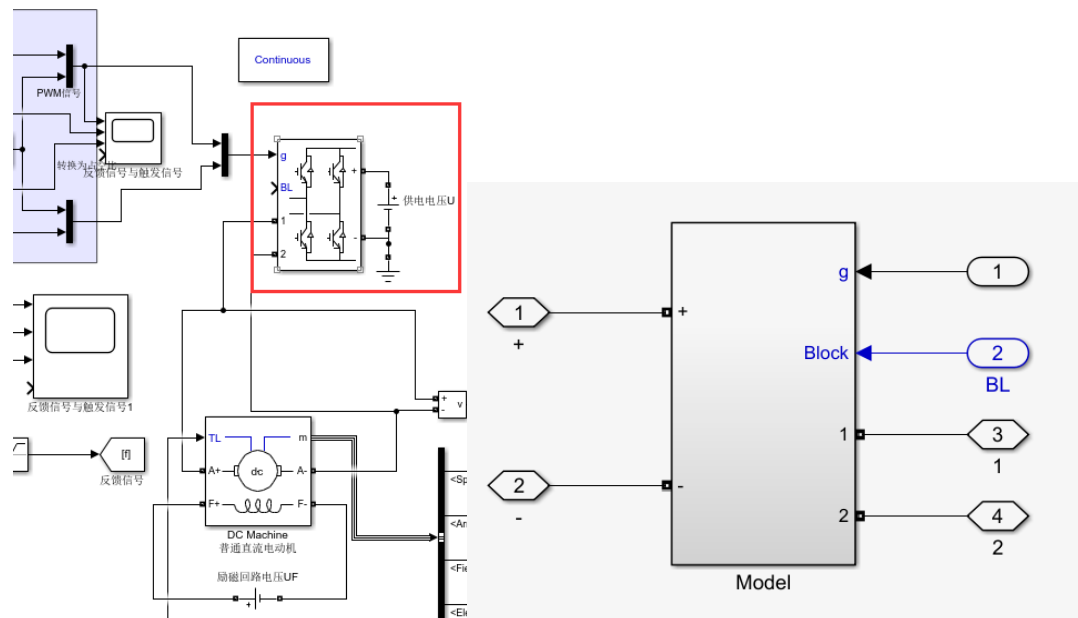


图 27 可逆H型PWM开关功率放大器模块及内部端口定义

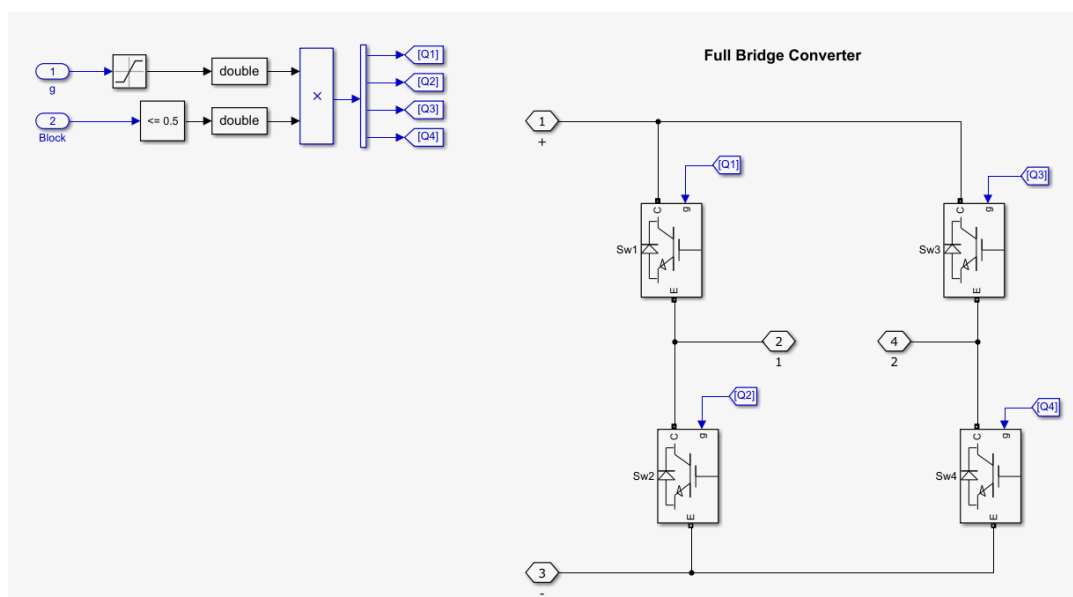


图 28 可逆H型PWM开关功率放大器模块内部结构

六、实验验证仿真模型结果

(一) 晶闸管调速系统

1. 开环调速实验

晶闸管开环状态下，其控制角只能唯一地由导通角公式(*)确定，控制角的可变范围为 $0 \sim 90^\circ$ ，将(*)式作变换，代入电机的机械特性，有：

$$U_o = I_a R_a + E_a = \frac{T_{em}}{K_e} R_a + K_t n = 0.9 U_a \cos \alpha$$

反解控制角得：

$$\alpha = \arccos \frac{\frac{T_{em}}{K_e} R_a + K_t n}{0.9 U_a}$$

其中， U_a 是电源任一相的对地有效值， T_{em} 是电机输出的电磁转矩， n 是电机的转速，在没有反馈的情况下，这三个系数只能默认为电机输入端电压有效值的大小、电机输入端设定的目标转速和负载转矩的实际大小。如下图所示：

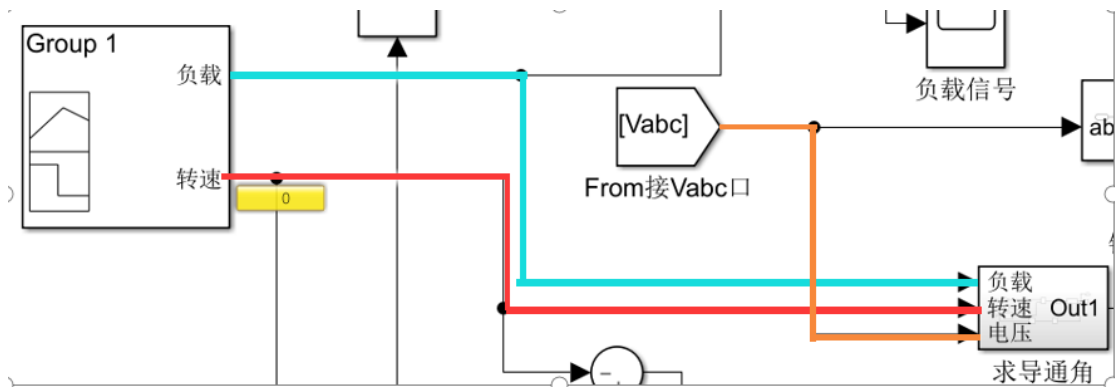


图 29 转速、电压和负载转矩开环导通角转换模块

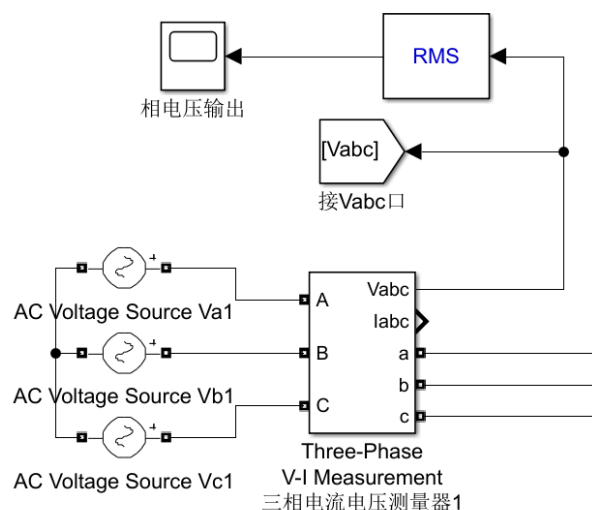


图 30 相电压测量来源

电压、转速以及电磁转矩转换为控制角的转换模块如图 21 所示，此处不再赘述。某次实验的电磁输出转矩与设定的转速信号作用下，电机实际的输出转矩与转速如下图所示：

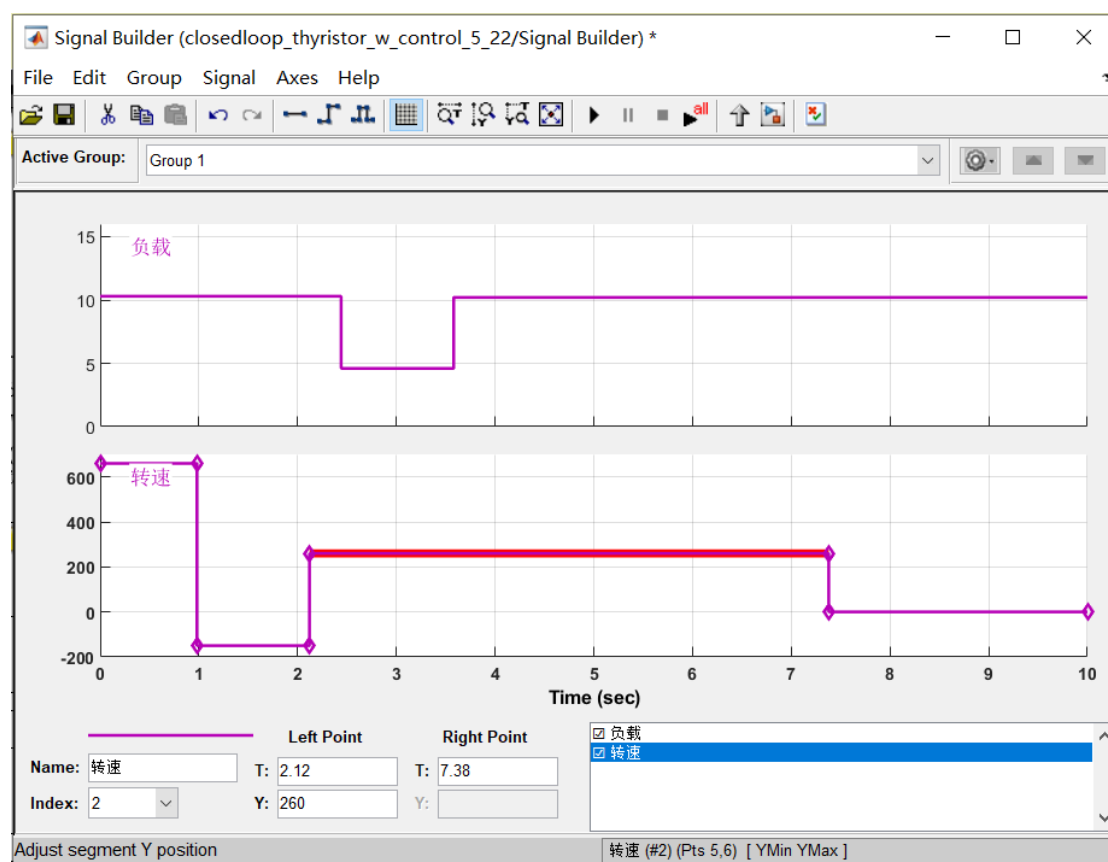


图 31 开环导通角模型转速、负载参数设置

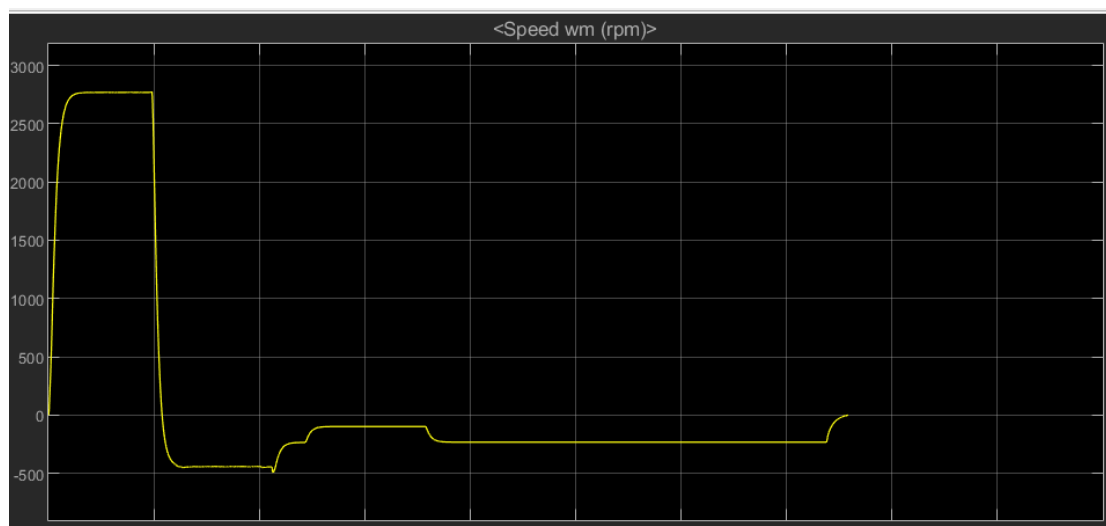


图 32 开环导通角模型转速变化图

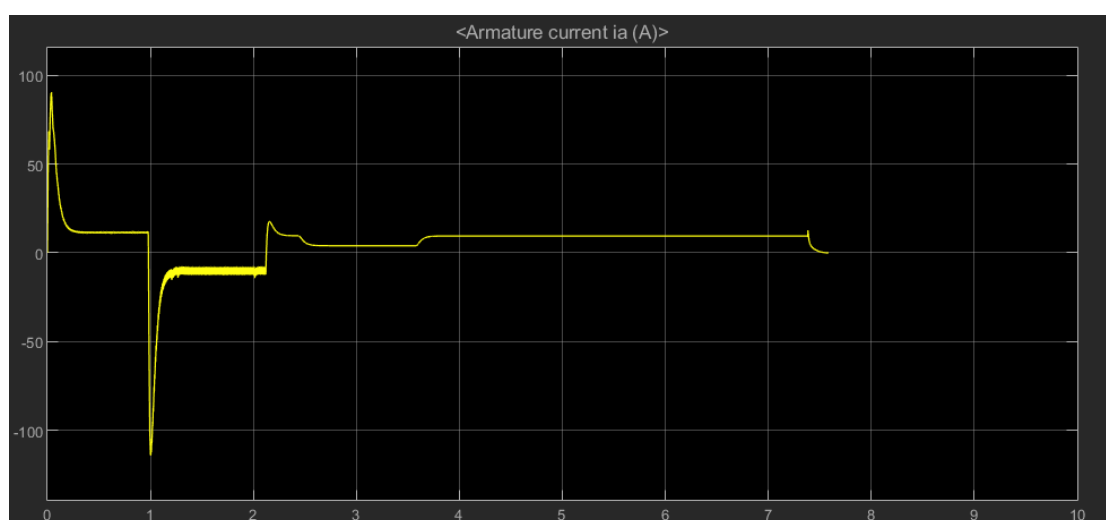


图 33 开环导通角模型电枢电流变化图

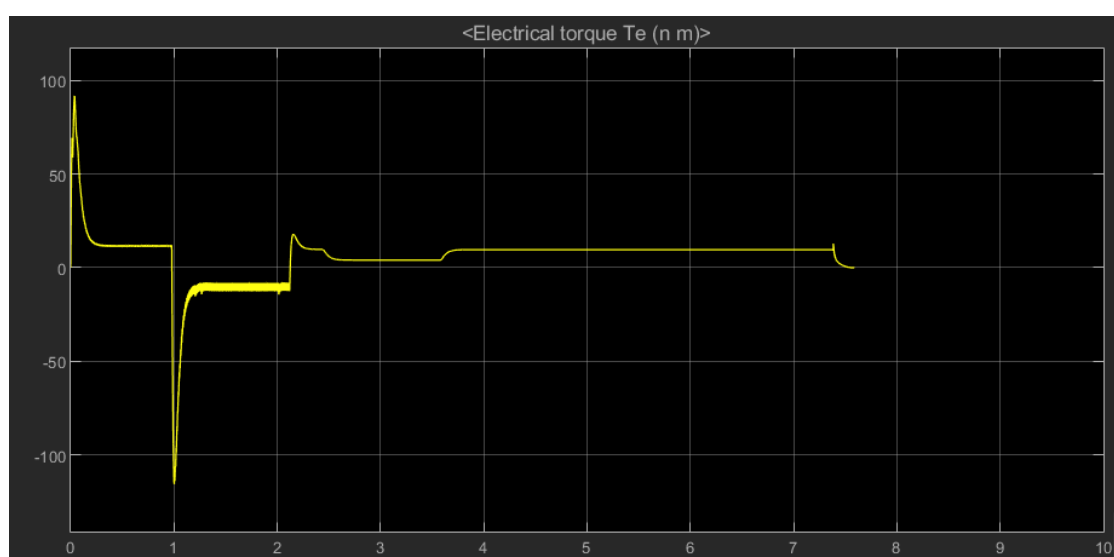


图 34 开环导通角模型电磁转矩变化图

可见，系统输出的转速与设定的转速之间存在着较大的差异，特别是转速为正的时候，稳态误差达到100%以上，系统的控制精度很差。当电机的外加负载转矩发生改变的时候，电枢电流没有较快发生改变，因此造成反电势减小，转速随着输出转矩发生改变的幅度较大。1秒时刻电机设定转速发生由正转到反转的突变，实际的输出转速也随之突变；但是2秒左右电机设定转速再次发生突变时，此时虽然电磁转矩和电枢电流都跟随上了负载转矩的改变，但是输出的转速已经不再是设定的转速，甚至转动的方向也与设置不符；7.5秒左右电机的设定转速下降到0，电机实际转速也在能耗制动模块的作用下随之减小至0。综上所述，电机的开环转速调节虽然一定程度上能实现转速控制，但是控制的效果很差，完全不能满足要求。

下面根据公式 $\varepsilon_D = \left| \frac{n_M - n}{n} \right| \times 100\%$ ，计算外加负载改变时电机转速变化的情

况。记 ε_D 是调速系统的**动态误差**，并以 $A_D = \frac{1}{\varepsilon_D}$ 作为电机调速系统的动态转速

控制能力。 A_D 值越大，电机的转速调节能力越强，式中的 n 是电机负载改变之前达到稳定状态下的转速， n_M 是负载改变后，电机所能达到的最偏离原稳态转速 n 的瞬态转速。

类似地，可以计算电机稳定时的转速与设定的转速的相对误差，即静差率，这里称为**静态误差**，即有：

$$\varepsilon_S = \frac{n' - n}{n} \times 100\%$$

式中的 n' 是电机稳定运行时的实际测量转速。相应地，可以给出系统的静态转速控制能力为： $A_S = \frac{1}{\varepsilon_S}$ 。 A_S 值越小，电机静态的误差越小，静态转速控制能力越好。

在本次仿真实验中，转速的测量方式为调用matlab图形显示界面中的Trace Selection模块，如下图所示：

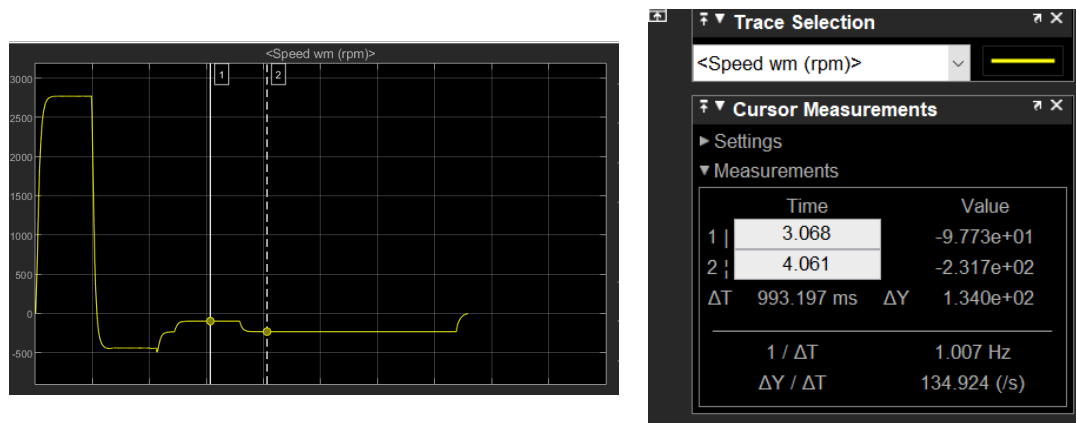


图 35 计算电机转速调节控制系统的转速控制能力

由上图可知，负载改变前后，电机转速改变率，即动态误差为：

$$\varepsilon_D = \left| \frac{-97.7 - (-231.7)}{-231.7} \right| \times 100\% = 57.8\%$$

相应地，系统的动态转速控制能力为： $A_D = \frac{1}{0.578} = 1.73$ 。

计算电机稳态误差为：

$$\varepsilon_s = \frac{260 - (-231.7)}{260} = 189\%$$

静态转速控制能力为： $A_s = \frac{1}{1.89} = 0.529$ 。

通过查阅文献资料^[2,3,4,5,6]，列出下表作为电机调速系统的性能指标：

表 1 电机调速系统的性能指标

每1000rpm的千瓦数	动态误差	静态误差
0.67~2.5以下	10%	±1%
2.5~10以下	7.5%	±0.1%~±5%
10及以上	5%	±0.5%~±1%

本次实验中仿真电机的功率选取为 $5\text{HP} = 5 \times 0.735\text{kW} = 3.675\text{kW}$ ，额定转速为1750rpm。因此查错误!未找到引用源。中第二行指标，可知无论是转速改变率还是稳态误差率，都不能满足要求，开环系统性能非常差。

2. 闭环转速控制系统设计实验

如上文所述，闭环系统设计需要包括两个部分，其中，位于输入端的转速

反馈环直接与设定转速信号作差比较，其反馈环节尤为重要。考虑使用比例-积分环节对误差信号进行一次运算，并变换为电流信号，随后与电枢电流反馈信号求和得到电流误差信号，再经过一次比例-积分环节得到控制信号，作用在触发脉冲发生器上产生触发脉冲，控制晶闸管整流电路输出电压。需要指出的是，电枢电流与转速变换而来的电流信号之间是和的关系，因为电流与外接负载转矩呈正比关系，当某一时刻外接负载突然增大时，电机为了平衡增大的转矩，需要增大电枢电流，因此电枢电流需要与原信号作和。

设计时，遵循着先易后难的原则，使设计的系统最简单，同时能满足相应的指标要求。首先设计转速反馈环节的比例环节，保持设定的转速和负载信号不变，仍与图 31相同，单闭环的电路连接如下图：

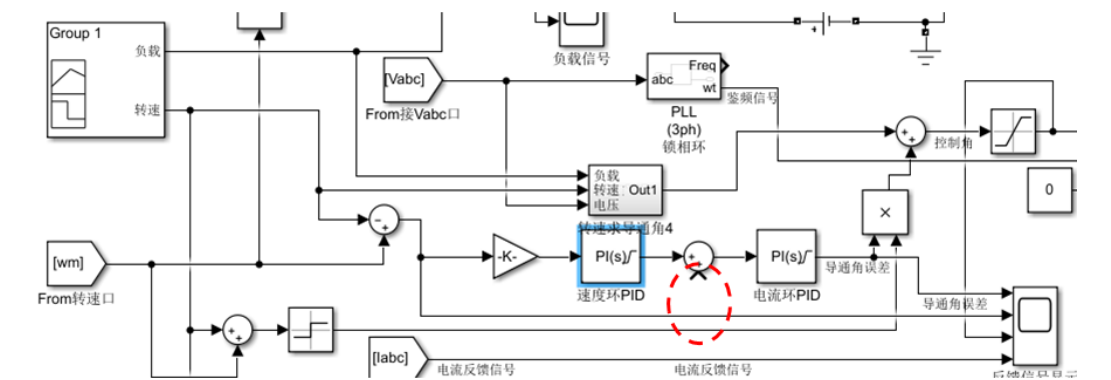


图 36 断开电流反馈信号的单闭环电路连接

各反馈环节的增益系数取值如下：

表 2 电机调速系统闭环系统设计1

转速P增益 K_{nP}	转速I增益 K_{nI}	电流P增益 K_{iP}	电流I增益 K_{iI}
1	0	1	0

此时得到的转速随时间变化的图像和转速的误差信号图像如下所示：

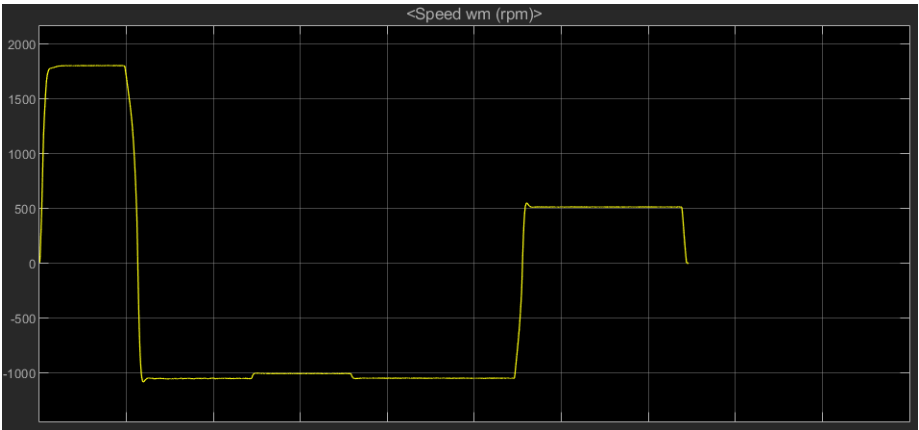


图 37 单位负反馈转速图像

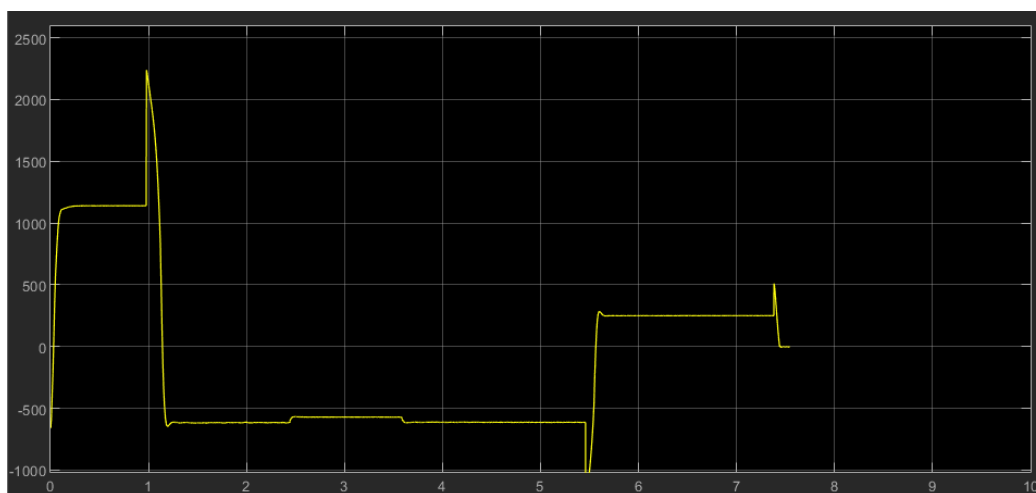


图 38 单位负反馈的转速误差信号图像

可见，加入单位负反馈后，系统的稳态误差与动态误差均有减小的迹象，再一次说明引入负反馈环节可以改善系统的性能（动态与静态）。对于零阶系统而言，当其在阶跃输入信号作用下，系统静态误差与比例增益的关系是：

$$\varepsilon_D = \frac{\frac{R}{K_p + 1}}{R} \times 100\% = \frac{1}{K_p + 1}$$

其中R是阶跃输入的幅值，这里是660N·m，计算约为

$$\varepsilon_D = \frac{746 - 660}{660} \times 100\% = 13.1\%，\text{与}50\%\text{不相符合，说明系统并不是简单的零阶}$$

系统，但是含有零阶系统成分。所以为了减小零阶成分的误差，应该进一步增大比例环节的增益系数，增大为20，如下表所示：

表 3 电机调速系统闭环系统设计2

转速P增益 K_{nP}	转速I增益 K_{nI}	电流P增益 K_{iP}	电流I增益 K_{iI}
20	0	1	0

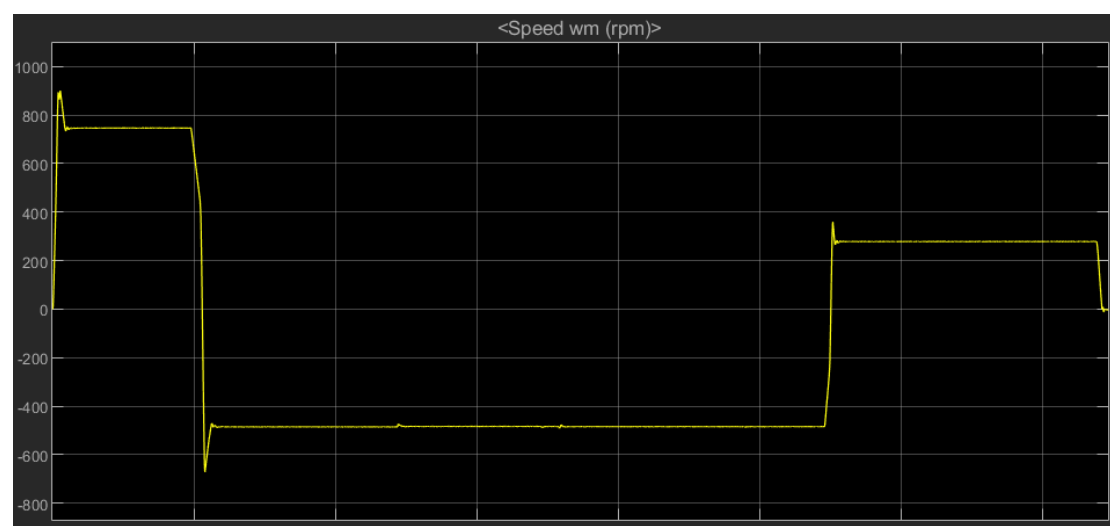


图 39 $K_{nP} = 20$ 的转速图像

可见与图 37相比，调速系统的超调量明显下降，负载改变引起的转速变化也被减小到可以忽略不计，但是系统的静态误差基本上没有发生改变，这进一步验证了系统含有一阶以上成分的假设，因此需要引入积分环节以减小这部分带来的静态误差。按下表取值：

表 4 电机调速系统闭环系统设计3

转速P增益 K_{nP}	转速I增益 K_{nI}	电流P增益 K_{iP}	电流I增益 K_{iI}
20	10	1	0

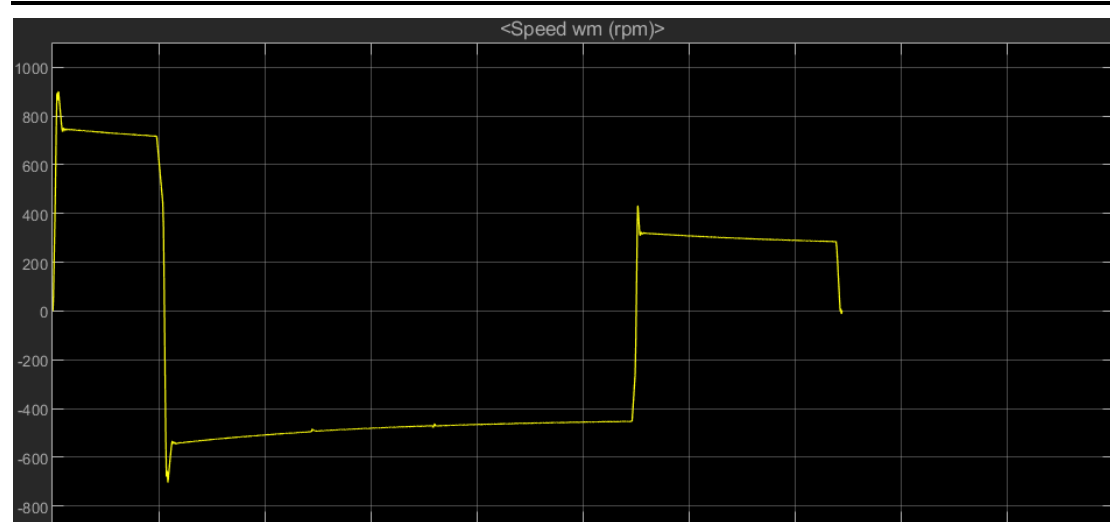


图 40 $K_{nP} = 20, K_{nI} = 20$ 的转速图像

比较此图与上述结果可知，积分环节的引入确实让系统的静态误差有所减小，但调节时间过长，说明积分环节的增益较小，现将之增大到80，如下表：

表 5 电机调速系统闭环系统设计4

转速P增益 K_{nP}	转速I增益 K_{nI}	电流P增益 K_{iP}	电流I增益 K_{iI}
20	80	1	0

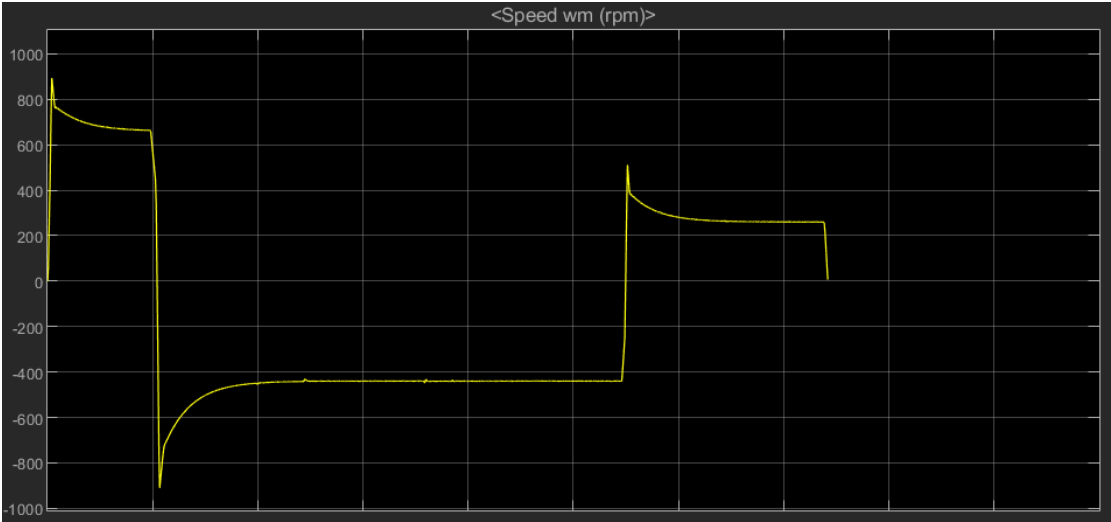


图 41 $K_{nP} = 20, K_{nI} = 80$ 的转速图像

可以看到，积分环节增大，系统的静态误差几乎为0，但是调节时间太长，尝试进一步增大积分环节的增益系数，按下表取值：

表 6 电机调速系统闭环系统设计5

转速P增益 K_{nP}	转速I增益 K_{nI}	电流P增益 K_{iP}	电流I增益 K_{iI}
20	120	1	0

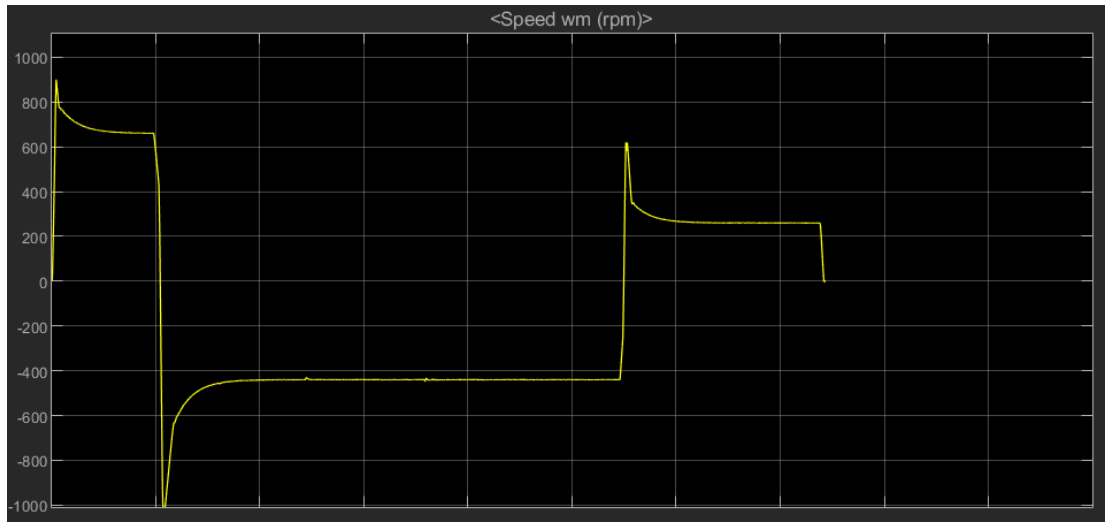


图 42 $K_{nP} = 20, K_{nI} = 120$ 的转速图像

可见即使将 K_{nI} 增大到120，也不能带来动态性能的明显改善，且如此高的增益容易产生自激振荡，不利于系统的稳定（此图中已经有所体现：调速跃变过程中的超调量已经比 $K_{nI} = 80$ 时候要大，并有进一步增大的趋势），因此需要考虑引入电流环的反馈，以提高系统的动态性能，按下表取值：

表 7 电机调速系统闭环系统设计6

转速P增益 K_{nP}	转速I增益 K_{nI}	电流P增益 K_{iP}	电流I增益 K_{iI}
20	40	2	0




图 43 $K_{nP} = 20, K_{nI} = 40, K_{iP} = 2$ 的转速图像

引入电流比例负反馈后，即使减小转速积分环节增益，系统的静态误差也能维持在较低的水平，超调量也有所改善。这是因为相较于转速的变化，电流感应到负载转矩不存在相位的滞后。由于负载的作用可以认为不会打滑，因此负载跃变瞬间电机的输出转矩就相应发生改变，带动电流立刻变化，而相应的转速还需要经过电枢线圈的电感平波后才能发生改变，如下式所示：

$$T_{em} - T_L = K_t I_a - T_L = \frac{J}{9.55} \frac{dn}{dt}$$

$$U_a = E_a + I_a R_a + L_a \frac{dI_a}{dt} = K_e n + I_a R_a + L_a \frac{dI_a}{dt}$$

负载变化的瞬间，经过反馈的作用将转速的变化趋于0，所以有：

$$T_{em} \approx T_L \Rightarrow K_t I_a \approx T_L$$

即负载变化瞬间，电流就视为发生了变化，使输出的电磁转矩与当前负载转矩相平衡，下图也说明了这一点：

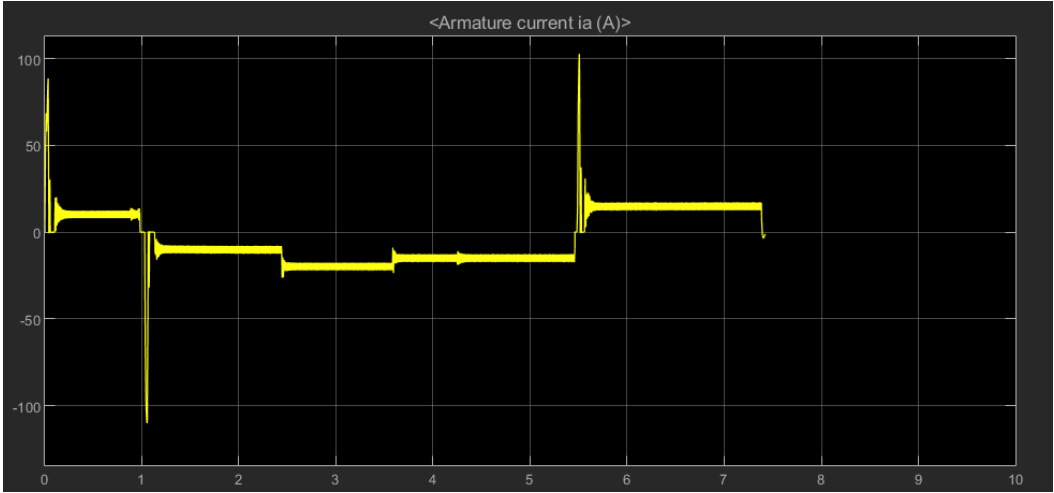


图 44 $K_{nP} = 20, K_{nI} = 40, K_{iP} = 2$ 的电流图像

所以当转速环反馈作用较强时，转速的变化其实并不明显，因此才会出现缓慢上升（下降）达到设定转速的状态，为了缩短这个过渡过程，提高系统的快速性，有必要借用电流的负反馈环节。在[错误!未找到引用源。](#)的基础上，进一步引入电流反馈信号的积分运算，增强快速性。

经过反复试验，最终得到了一组如下表设置参数，可以兼顾快速性和稳定性：

表 8 最终电机调速系统闭环系统设计

转速P增益 K_{nP}	转速I增益 K_{nI}	电流P增益 K_{iP}	电流I增益 K_{iI}
30	10	4	2

测试得到的闭环系统转速响应如下图所示：

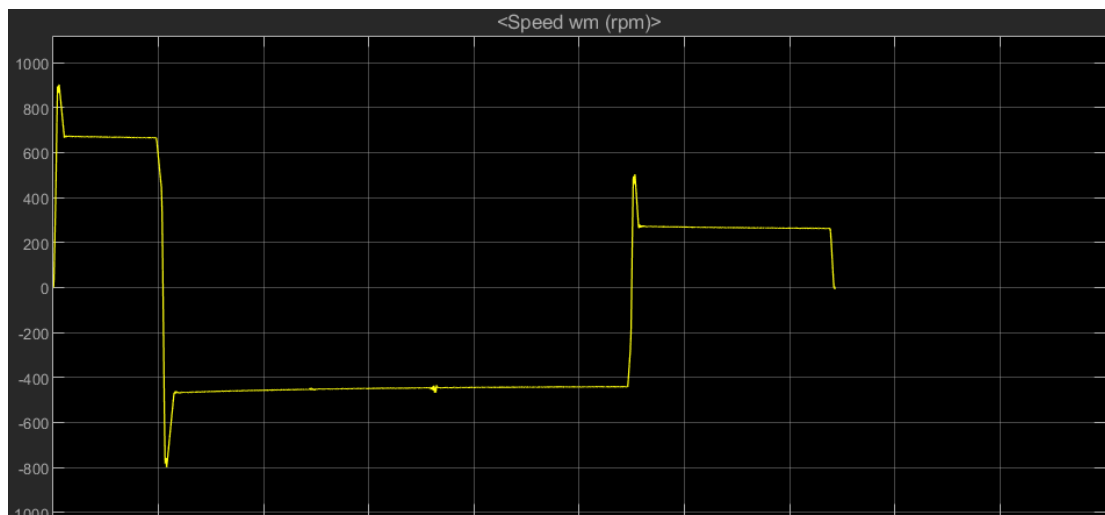


图 45 $K_{nP} = 30, K_{nI} = 10, K_{iP} = 4, K_{iI} = 2$ 的转速图像

从图中读取稳态转速和负载变化时的转速波动计算得到静态误差和动态误差分别如下：

$$\varepsilon_D = \frac{-668 - (-660)}{-660} \times 100\% = 1.2\%, \quad \varepsilon_S = \left| \frac{-467 - (-445)}{-445} \right| \times 100\% = 4.9\%$$

与错误!未找到引用源。第二行内容作对比可知，无论是静态还是动态误差，都已经达到了设计要求，调速系统的超调量也得到了有效控制，同时保证了较好的快速性。

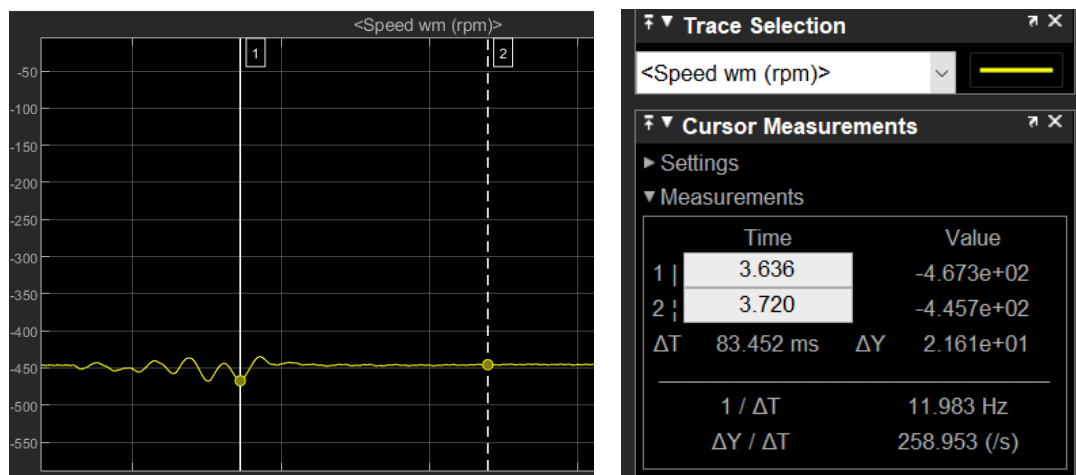


图 46 计算动态误差

综上所述，双闭环的作用也可以简略地叙述为：速度环通过比例环节缩小动态误差，通过积分环节加快调节过渡过程；电流环通过比例环节和积分环节进一步加快调节速度，同时不至于对调速系统的稳定性产生显著的影响。

3. 闭环调速实验

为考察电机运行情况，分别设置转速 $n_1 = 660\text{r/min}$ （0~1s）， $n_2 = 400\text{r/min}$ （1s~5s）， $n_3 = +200\text{r/min}$ （5s~7s）， $n_4 = +100\text{r/min}$ （7s~）；为考察负载改变时电机能否维持转速稳定，在2.5s和3.5s时改变负载。

在输入面板中设置负载与目标转速如下所示：

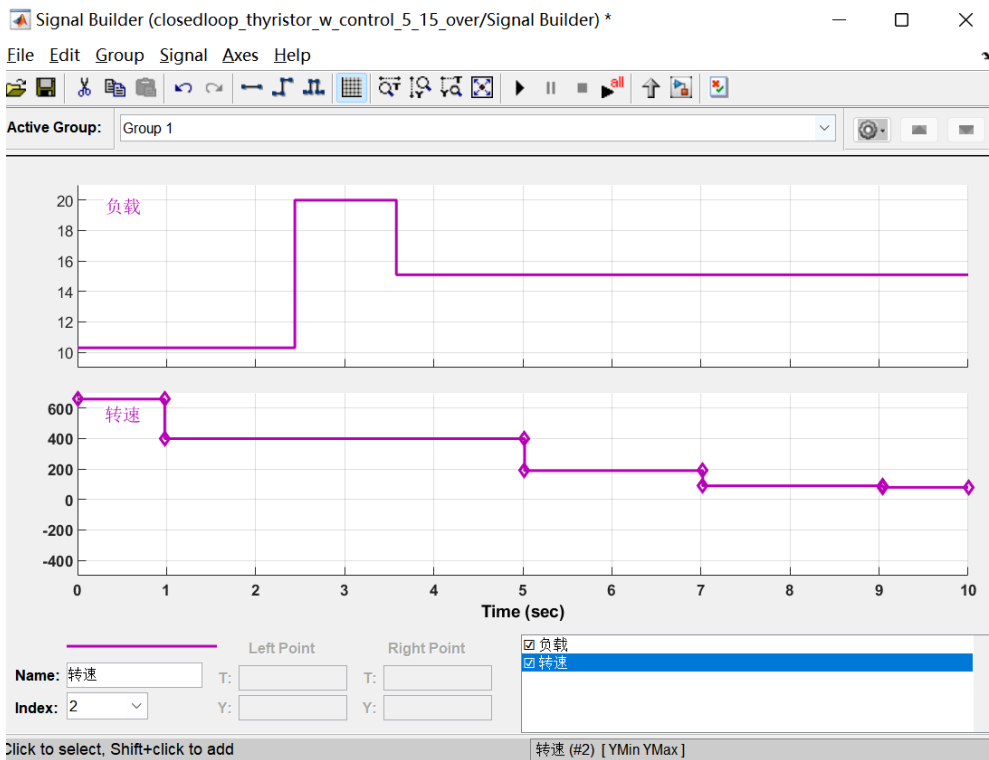


图 47 模型转速、负载参数设置

实验结果如下图所示：

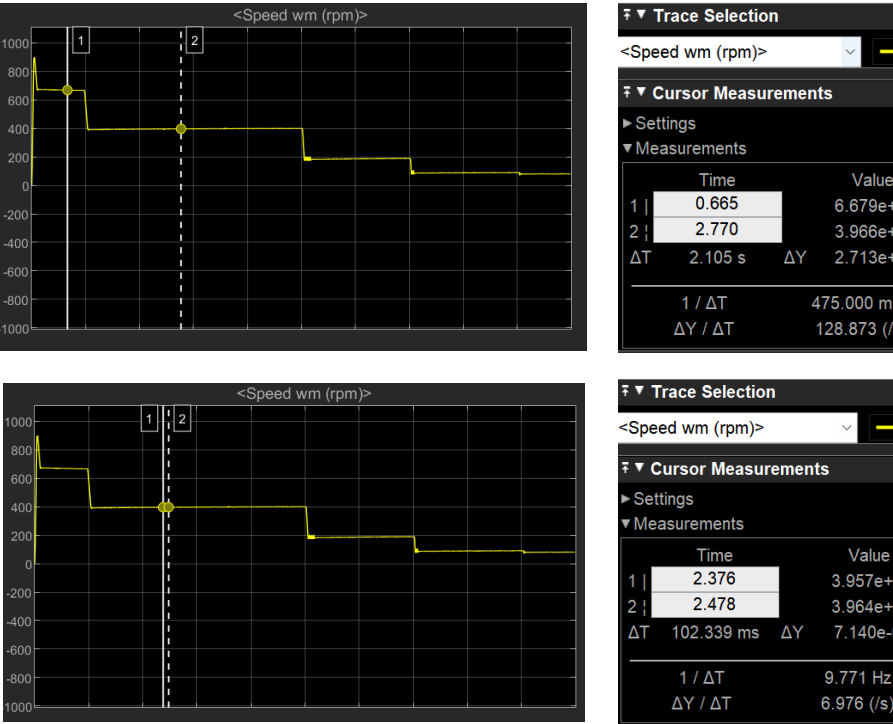


图 48 晶闸管调速系统闭环转速变化图

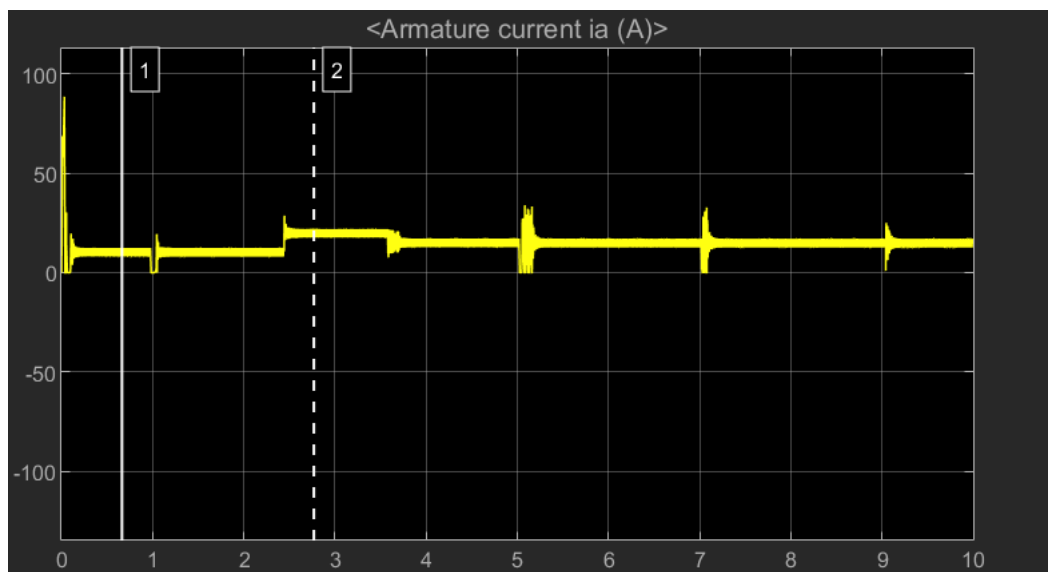


图 49 晶闸管调速系统闭环电枢电流变化图

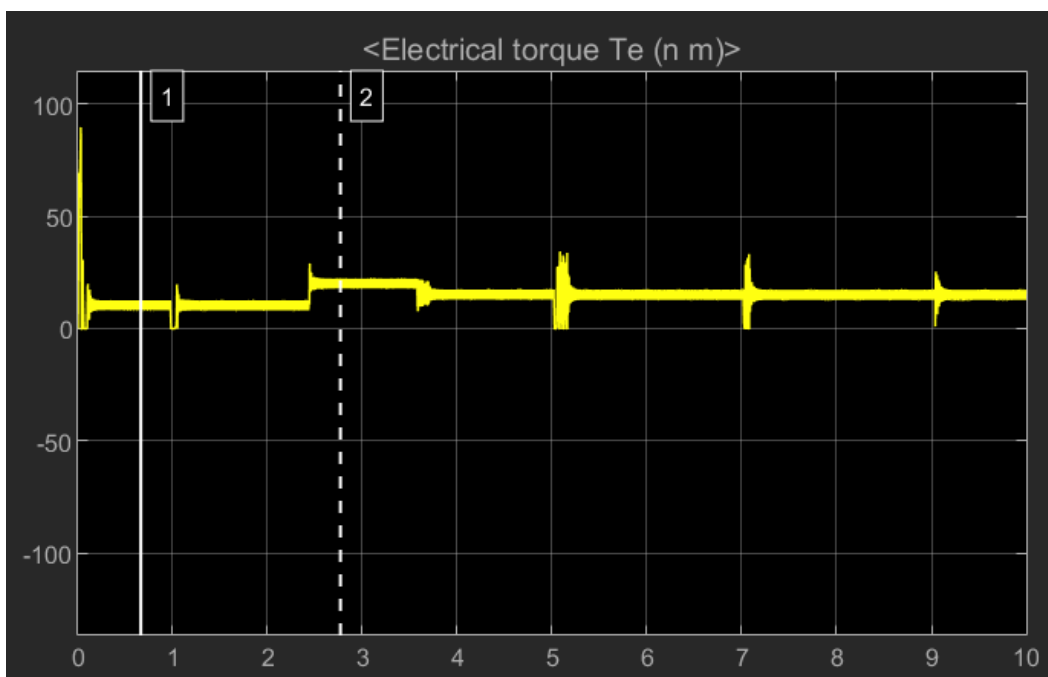


图 50 晶闸管调速系统闭环电磁转矩变化图

从图中可以看出，电机自启动至达到转速 $n_1 = 660\text{r/min}$ 所需调节时间很短，系统超调量也较小，说明系统在恒定负载 $10\text{N}\cdot\text{M}$ 下快速性和稳定性均较好，是由于双闭环系统控制中的电流环起主要作用。

在第1s末，第5s末和第7s末，设定转速由 $n_1 = 660\text{r/min}$ 突变为 $n_2 = 400\text{r/min}$ ，再突变为 $n_3 = +200\text{r/min}$ ，电机转速也在极短时间内成功实现转速调整；在2.5s和3.5s时改变负载，在变载时刻发生微小阶跃变化，但比起开环而言，其变化的更加迅速，波动较小，稳定性更好。在这其中，PID调节起到了关键性的作用，从

下侧电枢电流与电磁转矩的图中可以看出，在加载的瞬间电枢电流就迅速改变，同理电磁转矩也及时改变，使得转速不会下降。

负载改变前后，电机转速改变率，即动态误差为：

$$\varepsilon_D = \left| \frac{396.4 - 395.7}{395.7} \right| \times 100\% = 0.177\%$$

相应地，系统的动态转速控制能力为： $A_D = \frac{1}{0.00177} = 564.97$ 。

计算电机稳态误差为：

$$\varepsilon_S = \frac{400 - 396.6}{400} \times 100\% = 0.85\%$$

静态转速控制能力为： $A_S = \frac{1}{0.0085} = 117.65$ 。

同样根据表 1 中第二行数据，动态误差 0.177% 远小于要求性能 7.5%，静态误差 0.85% 也在 $\pm 0.1\% \sim \pm 5\%$ 范围内，均可以满足要求，说明闭环系统性能比较好。

从仿真实验的结果可以看到电机转速能较好地匹配目标转速，实现“伺服”功能。负载的变化，可控硅整流器输出直流电压变化，导致电枢电流发生变化。

根据公式

$$T_M = C_T \phi I_a$$

可知电磁转矩也会随着电枢电流的变化而变化。仿真结果也符合理论预测，仿真模型得到充分验证。

（二）晶体管脉宽调制（PWM）调速系统

1. 闭环调速实验

伺服系统是使物体的位置、方位、状态等输出，能够跟随输入量（或给定值）的任意变化而变化的自动控制系统。而本模型搭建的直流伺服电机能够较好地根据输入转速和负载调节自身转速，体现“伺服”的特点。

为考察电机正反转运行情况，分别设置转速 $n_1 = 1000 \text{r/min}$ （0~6.5s）， $n_2 = -1500 \text{r/min}$ （6.5s~9.5s）；为考察负载改变时电机能否维持转速稳定，自 0~1s 空载启动后，在 1s~6s 内设置了 5 组不同负载，并在第 6s 重新变为空载，同时在 7s~8s 内设置斜坡负载。

在输入面板中设置负载与目标转速如下所示：

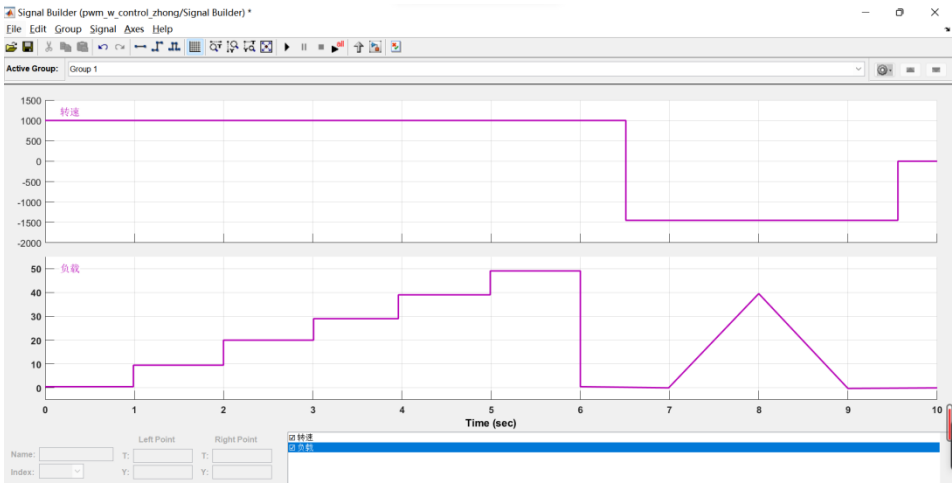


图 51 模型转速、负载参数设置

实验结果如下图所示：

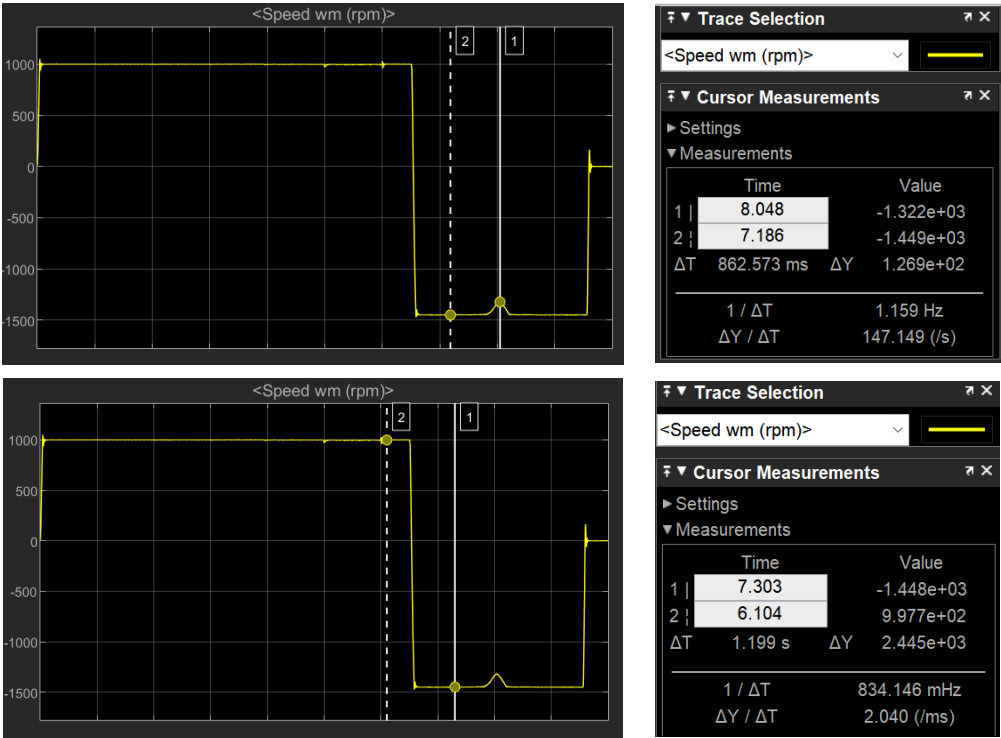


图 52 闭环PWM模型转速变化图

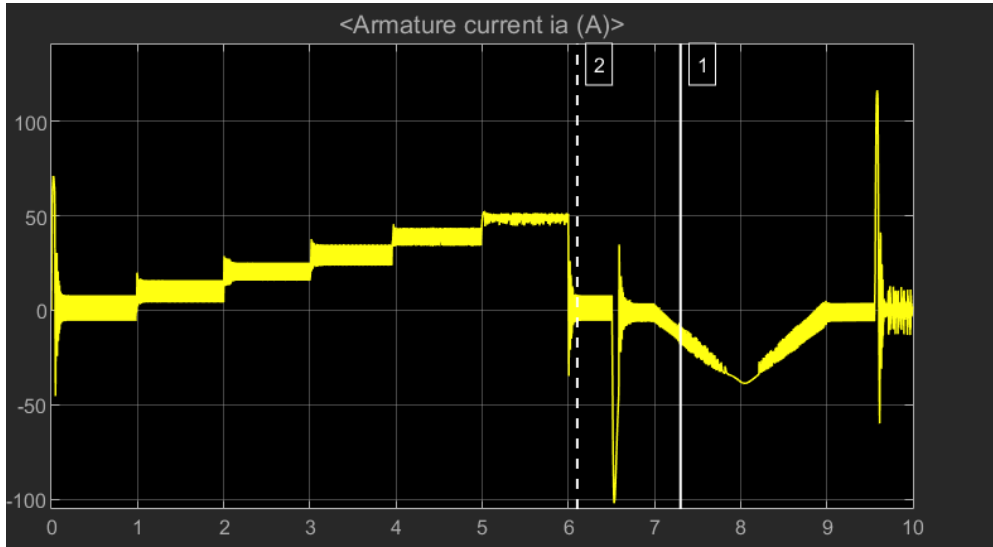


图 53 闭环PWM模型电流变化图

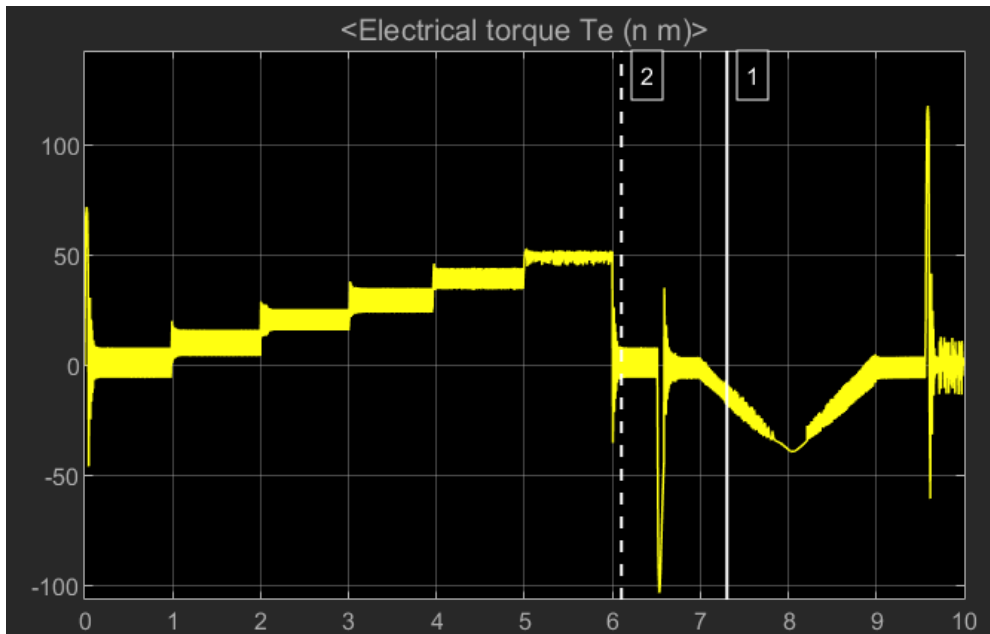


图 54 闭环PWM模型电磁转矩变化图

从图中可以看出，与晶闸管调速系统类似，PWM调速系统在闭环时也可以实现调速功能。

负载改变前后，电机转速改变率，即动态误差为：

$$\varepsilon_D = \left| \frac{1449 - 1322}{1449} \right| \times 100\% = 8.8\%$$

相应地，系统的动态转速控制能力为： $A_D = \frac{1}{0.088} = 11.36$ 。

计算电机稳态误差为：

$$\varepsilon_s = \frac{1500 - 1448}{1500} \times 100\% = 3.47\%$$

$$\text{静态转速控制能力为: } A_s = \frac{1}{0.0317} = 31.55。$$

可知无论是转速改变率还是稳态误差率都比较小，负载调节能力、静态转速控制能力强，闭环系统控制性能非常好。

实验发现，在负载呈三角形变化的过程中，由于控制系统响应速度的问题，可能会有转速偏离要求转速，但立刻会恢复到原来状态。为了验证这个问题，不妨把负载调成梯形变化状态，可以发现不会出现类似状态，这是因为梯形有足够的响应时间。

在输入面板中调整负载如下所示：

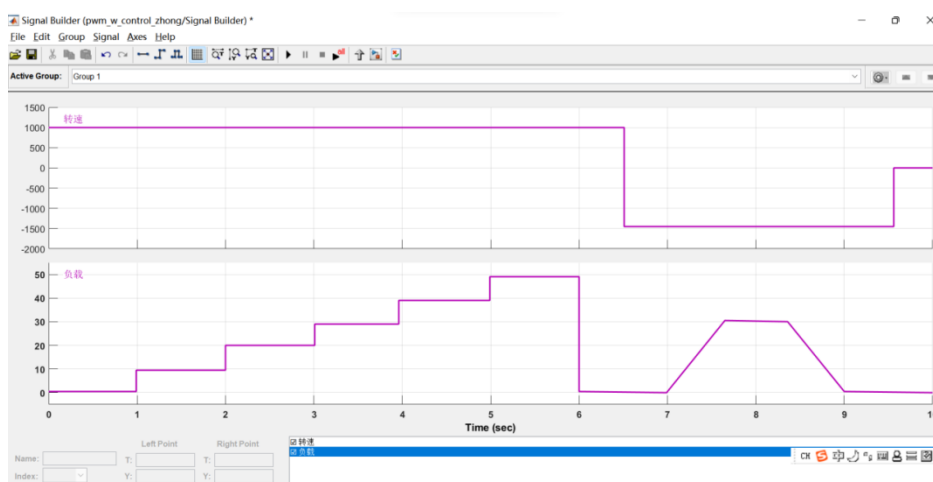


图 55 模型负载参数调整

实验结果如下图所示：

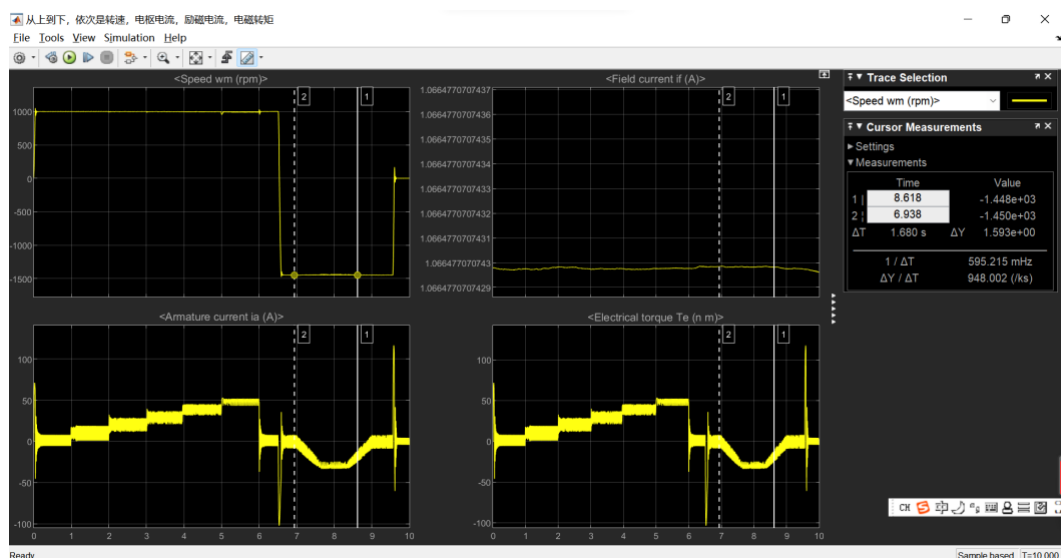


图 56 负载参数调整后仿真结果

根据模型仿真原理电枢电压随负载变化而变化，根据公式

$$U_a = I_a R_a + E_a$$

可知电枢电流也会随之变化，而

$$T_M = C_T \phi I_a$$

电磁转矩也会随着电流变化而变化，从图中负载，电枢电流以及电磁转矩可以发现相对应关系。由此验证了仿真模型的正确性。

2. 开环和单闭环调速实验

为探究双闭环系统的功能，在闭环调速实验基础上进行调整，分别进行开环系统、速度环单闭环系统和电流环单闭环系统实验。

(1) 开环系统

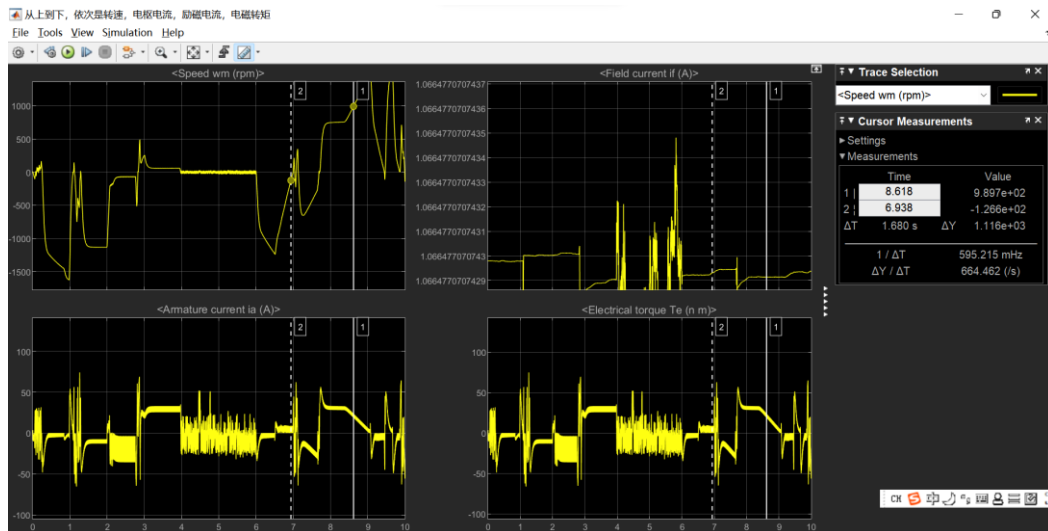


图 57 开环系统仿真结果

由图可知，在开环情况下，相比于空载，电机转速在每一次变载时刻转速都有明显的阶跃变化，在加载时转速会突然下降，在卸载时转速会突然上升，说明了开环对负载变化较为敏感。

由于占空比只取决于输入转速，因此在没有反馈闭环的情况下，在每次变载时占空比不变，系统也就不能根据负载调控占空比来增大输出能量，因此需要引入反馈改善系统性能。

(2) 速度环单闭环系统

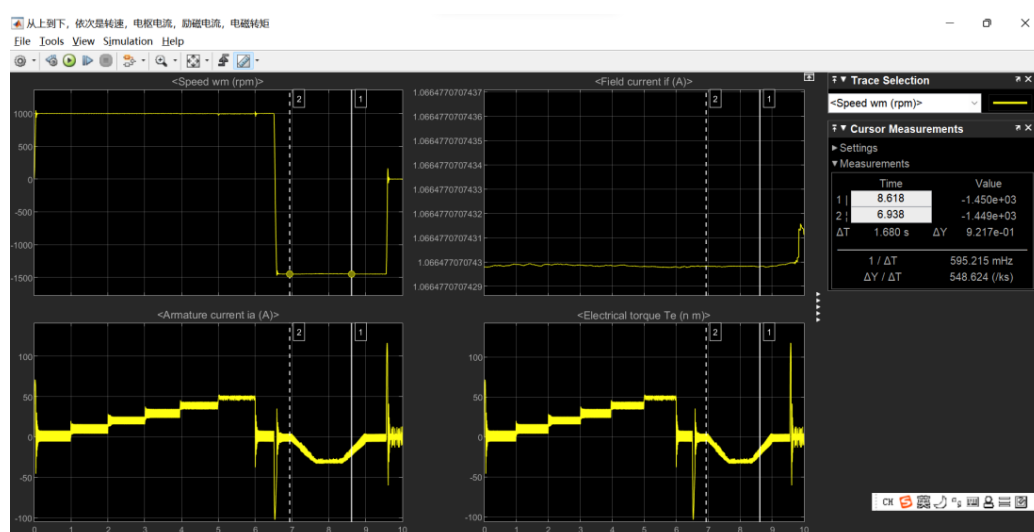


图 58 速度环单闭环系统仿真结果

由图可知，断开电流环后系统可以实现伺服功能，但是左下角的电流波形在稳态时的震幅偏大，在变载时也会看到较长的震荡过程，需要进行动态性能的优化，因此需要引入电流环。

(3) 电流环单闭环系统

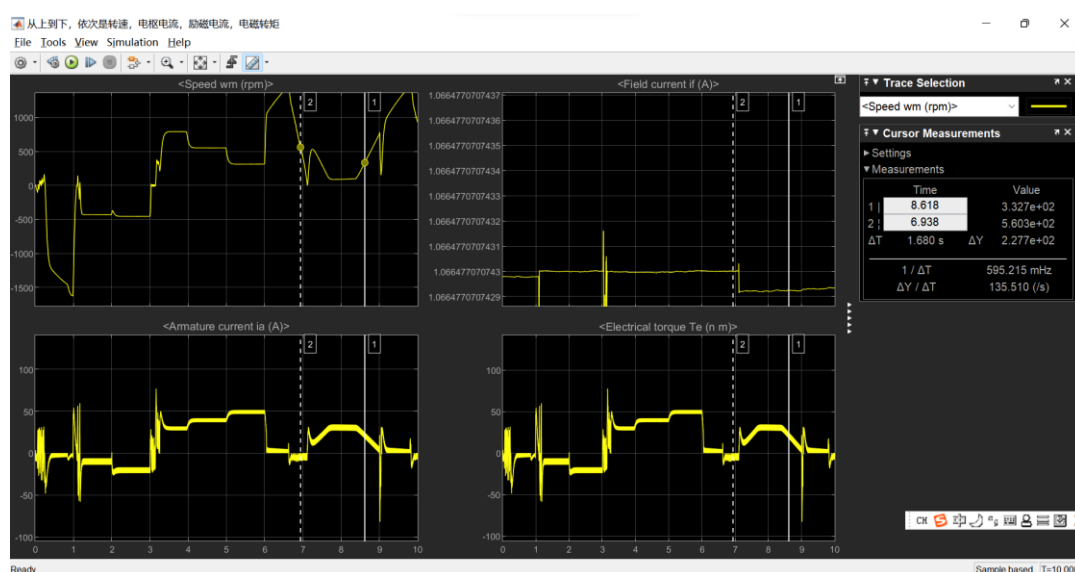


图 59 电流环单闭环系统仿真结果

由图可知，断开速度环后系统不能实现伺服功能。与开环系统类似，由于占空比只取决于输入转速，因此在没有速度反馈闭环的情况下，在每次变载时占空比仍然不变，系统仍然不能根据负载调控占空比来增大输出能量。

七、仿真模型的改进

（一）现有仿真模型问题

对于现有的晶闸管、PWM调速控制系统仿真模型，尽管仿真的效果尚可，但是也存在着一定的问题，现将这部分的问题列举如下：

1. 电机反转问题

在仿真模型的搭建过程中，我们曾遇到一个非常棘手的问题——**电机不能反转**，一反转就出现仿真停滞、转速飙升或者程序报错等各种情况，这个问题归根结底是电机输入端口负载的问题，即不论是晶闸管系统还是PWM系统：直流电机输入端负载 T_L 的物理含义究竟是什么？

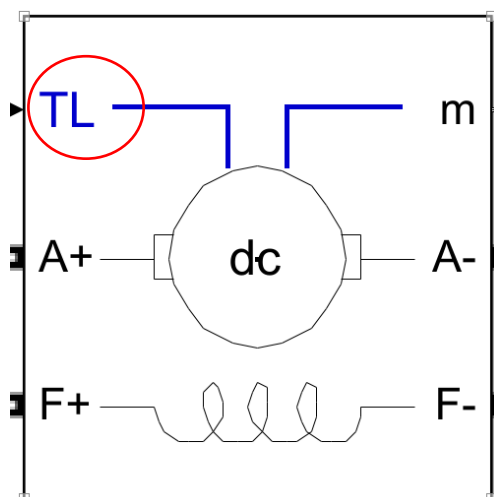


图 60 有刷直流电机“负载转矩”输入端

为了解决电机反转的问题，我们进行多次测试，特别是在电枢电压为0情况下进行测试，发现电机仍然能转动，且转速略呈现出匀加速的状态，说明电机模型将输入端获得的转矩认为是一个恒负载，在电路断开没有能源供应的情况下，此“负载转矩”将用于克服电机自身的干摩擦阻转矩 T_f （恒阻转矩）和黏滞阻转矩 B （与转速一次方呈正比的阻转矩），即有：

$$T_L - T_f - \frac{B}{9.55} n = \frac{J}{9.55} \frac{dn}{dt}$$

其中初始状态 $n(0) = 0$ ，解此微分方程可得：

$$n = 9.55 \frac{T_L - T_f}{B} \left(1 - e^{-\frac{B}{J}t} \right)$$

可见，当 $T_L > T_f$ 时，电机的转速将由线性增长逐渐过渡到饱和，最终达到平衡并维持转速不变。下图为一次电枢绕组开路状态下的测试结果，可见与上述分析相吻合，可以认定电机输入端口在电机内部逻辑中被视为一个恒转矩。此时加入的是正负载，但是得到了反转的转速，说明负载的方向与输入方向相反，即正输入负载被电机视为反转信号。负载信号被电机视为驱动信号，并不是如想象中那样是一个阻力转矩（“阻力转矩”即“作用方向与当前转速相反，且当转速为0时不会带动电机转子转动”）。

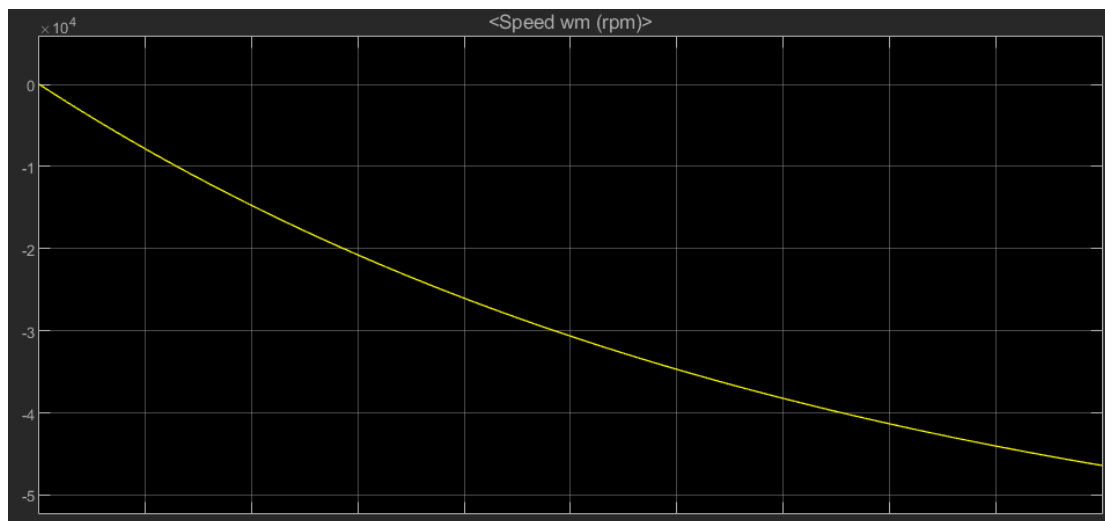


图 61 无电源输入情况下的转速随负载转矩作用变化

在前面的仿真中，针对这个问题，我们设计的负载框图如图 16所示，这里放大如下图所示：

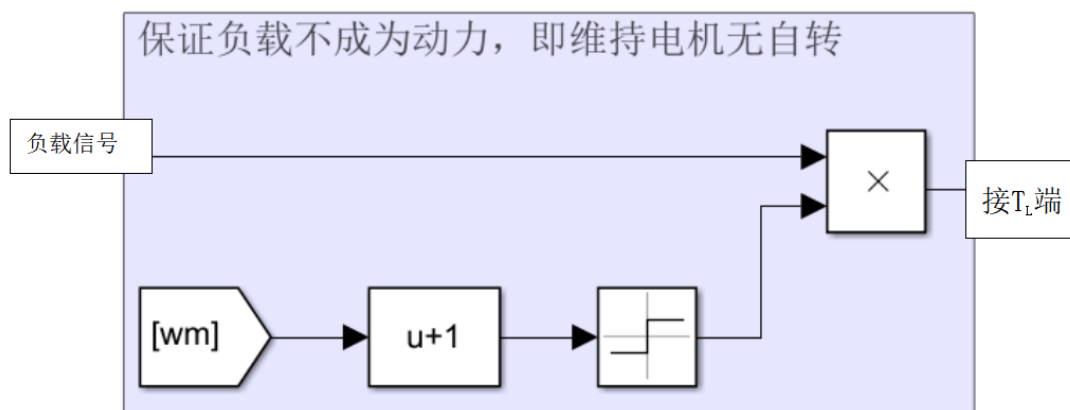


图 62 负载输入模块

采取的方法是将利用符号函数获取当前电机转速值，与待输入的负载信号乘积。可以设想，当电机的实际转速反向时，如果不及时增加一个负号以维持负载的“阻尼”属性，电机将在电枢电压的加速作用以及反号的“负载”转矩作用下发生加速转动，速度突破几千转而报错。但是单独一个符号函数并不能解决所有问题，因为电机的实际转速是会受到双闭环调节作用而逐渐反转的，必然经过一个转速为0的点。Simulink里面对符号函数的定义如下：

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1, x > 0 \\ -1, x < 0 \\ 0, x = 0 \end{cases}$$

当反转的转速到达0的时候，电机转速信号经符号函数运算将产生一个0值，与负载信号之积将立即归0。归零的负载信号并不会被电机视为空载，电机的电磁转矩输出将立即降为0，带动电枢电流归0；在特定的反馈信号作用下，电枢电压将下降至0，电机进入停转状态，仿真程序将卡死在0位置，如下图所示：

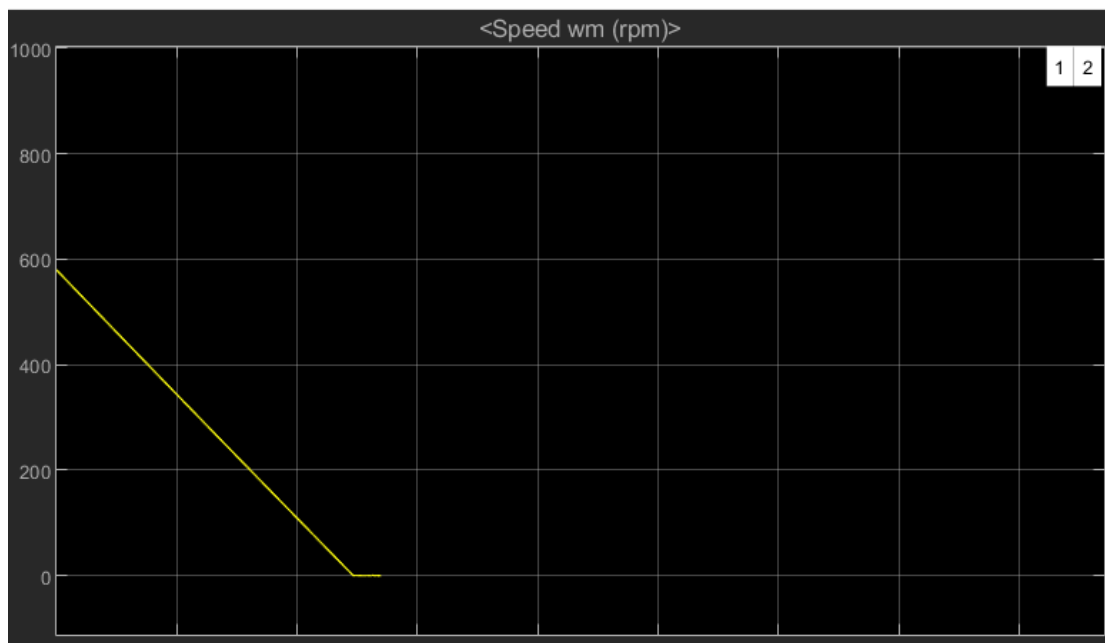


图 63 过零卡死报错

解决这种问题的办法也较为容易，将转速零位与电压零位错开，就可以保证在反转过程中，经过转速零位的时候电枢电压不为0，就能在反接电压的作用下跨过零转速点，进入反转状态。

上述的解决方法虽然能简单、有效地解决正反转过零卡死的问题，但是对

于刹车的问题就显得颇为无奈了。因为刹车要求转速和电枢电压都必须为0，这正好是上述解决输入法的系统性缺陷，单凭一个负载输入模块不能解决刹车问题，因此我们在这个基础上再次引入了一个能耗制动模块，如图 25所示，其中两个反方向受控二极管与一个小电阻串联，能够在电机刹车过程中提供较大的电枢电流，产生大阻尼转矩，从而使电机较快地刹住，某次试验的刹车效果如下图所示：

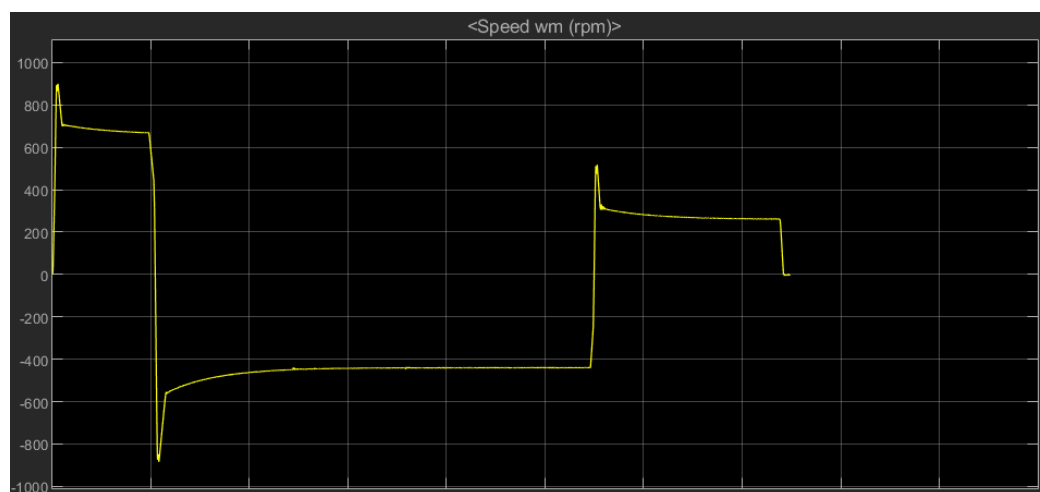


图 64 刹车试验效果

可见，调速系统能够完成刹车，且效果较好。但是引入能耗制动模块带来了两个问题：其一是增加了系统的复杂性，也就延长了一次仿真所需的时间，不利于实验的进行；其二，在刹车以后，电机转子转速接近于0（约为 10^{-12} rpm量级），但是系统的仿真并没有停止，由于0位的负载输入模块会带来一定的动力，而能耗制动模块又会使这部分动力产生的转速很快为0，因此仿真结果体现为电机转子处于高频的启动-制动过程，程序在零位处再次被卡死。

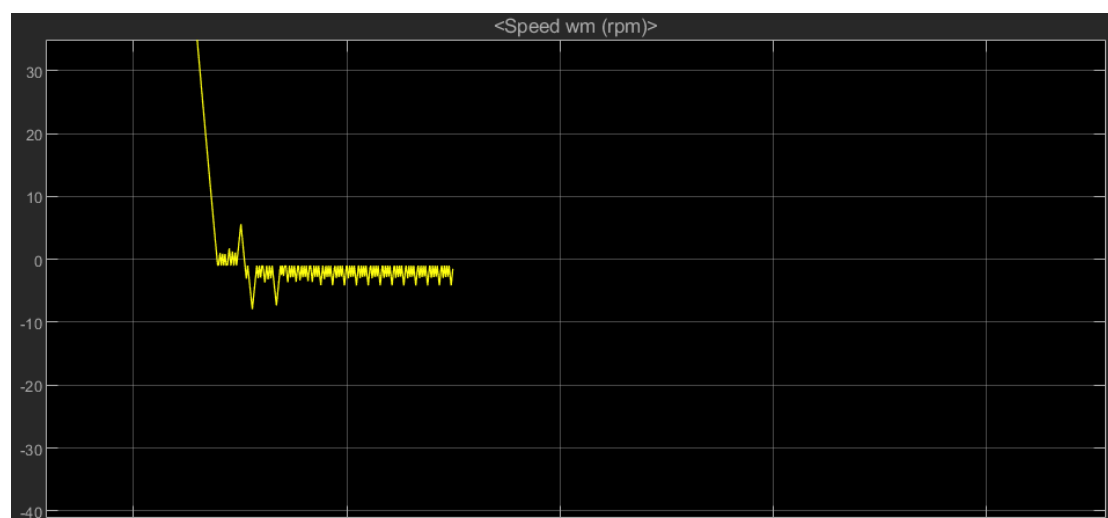


图 65 刹车零位卡死状态

如果此时需要电机从刹车状态再次转变为启动状态，就需要等待极为漫长的仿真时间，不利于观察仿真结果。

2. 仿真速度问题

在两个模型中，PWM模型的模块数量明显少于晶闸管模型，因此其仿真速度远远快于晶闸管。晶闸管模型虽然能够得到较好的仿真结果，但是其仿真速度过于慢（intel i7 10th 10875H CPU，双核16GB内存电脑仿真需要3分钟，且没有包括刹车后卡死的时间），模块冗杂，模型复杂（如第四章所示图），不便于分析观察，不具有可移植性，需要简化晶闸管调速控制系统的仿真模型，使之尽量集成化、模块化和标准化，在优化仿真模型的同时又能加快仿真的速度。

3. 晶闸管控制角计算问题

在仿真模型中，我们强行按照控制角、导通角的定义配凑了从转速反解控制角的模块，如图 21所示，但是在实际的电机调速系统中，完全不可能也没有必要去实现一个如此复杂的乘除、反三角函数计算模块，不仅成本高而且用模拟电路难以实现。虽然在开环仿真实验中它是不可或缺的，但是闭环实验中，理论上能通过速度的误差调节达到高精度的转速跟随，而且需要指出的是，工程应用也是采用的这种误差调节的方法。

（二）PWM调速系统仿真模型的改进

针对以上问题，我们分别进行了**负载模块优化和晶闸管调速控制系统集成化设计**，运行效果较好，有效解决了问题。

1. 负载逻辑优化

针对第一个问题，我们对负载模块进行了逻辑优化，使之更加符合“负载”的定义。

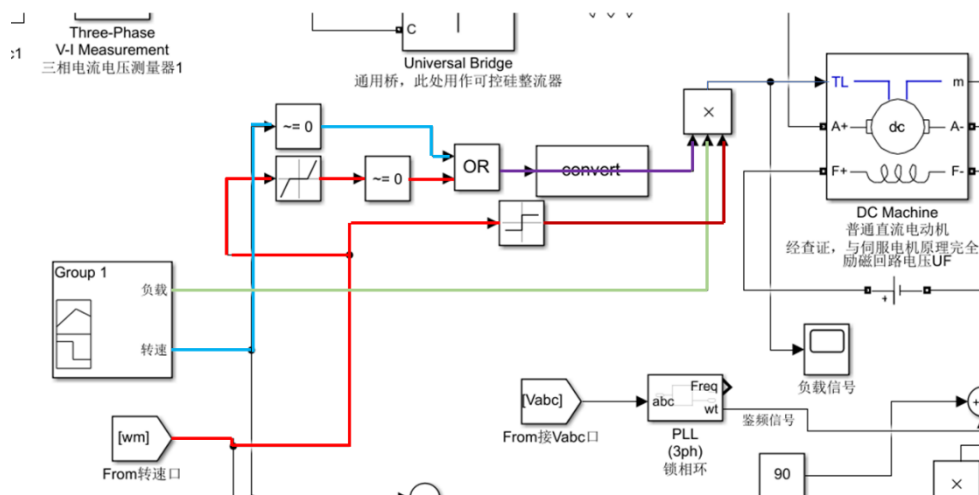


图 66 逻辑优化后的负载模块

首先可以观察到，位于右侧的红线与最初的设计方案一致，仍然是引出当前电机的转速信号，经过一次符号函数求得正反转符号，其原因已经在前文分析过，这里不再赘述。下面分析这个框图的设计原理：

(1) **正常运转状态：**首先观察蓝色的设定转速信号线，其与0进行逻辑比较，当设定转速不为0时，输出信号1，将数字或门控制为1，此信号经格式转换后与负载信号（绿色信号线）和转速方向信号（深红色信号线）乘积得到负载信号，能够保证当电机设定转速不为0时，电机进行正常的正反转。

(2) **刹车状态：**当设定转速为0时，蓝色信号线输出逻辑0，还需要考察中间的红色信号线的逻辑输出值，此时如果电机的转速很小，即落在死区范围内，说明电机已经停止转动不对外输出电磁转矩，此时负载应该成为静摩擦，也应该保持为0，则红色信号线将输出逻辑0，或门的两端输入均为0，则输出也是0，负载的乘积最终得到0，电机将保持停转状态；如果此时电机的转速位于死区范围以外，说明电机正处于刹车状态，红色信号线将输出逻辑1，控制或门输出逻辑1，经格式转换后与负载相乘得到阻力矩，继续维持电机制动直到转速为0。

(3) **正反转过渡状态：**电机正反转过渡时，蓝色信号线始终输出逻辑1，保证电机始终接收到阻力矩而不会卡死在零转速状态。

将输入模块修正为此模块后，仿真速度仍然可观，并未产生显著变慢变卡的现象，晶闸管调速控制电路的仿真结果如下图所示：



图 67 使用修正后的负载输入模块的晶闸管调速控制系统转速图像

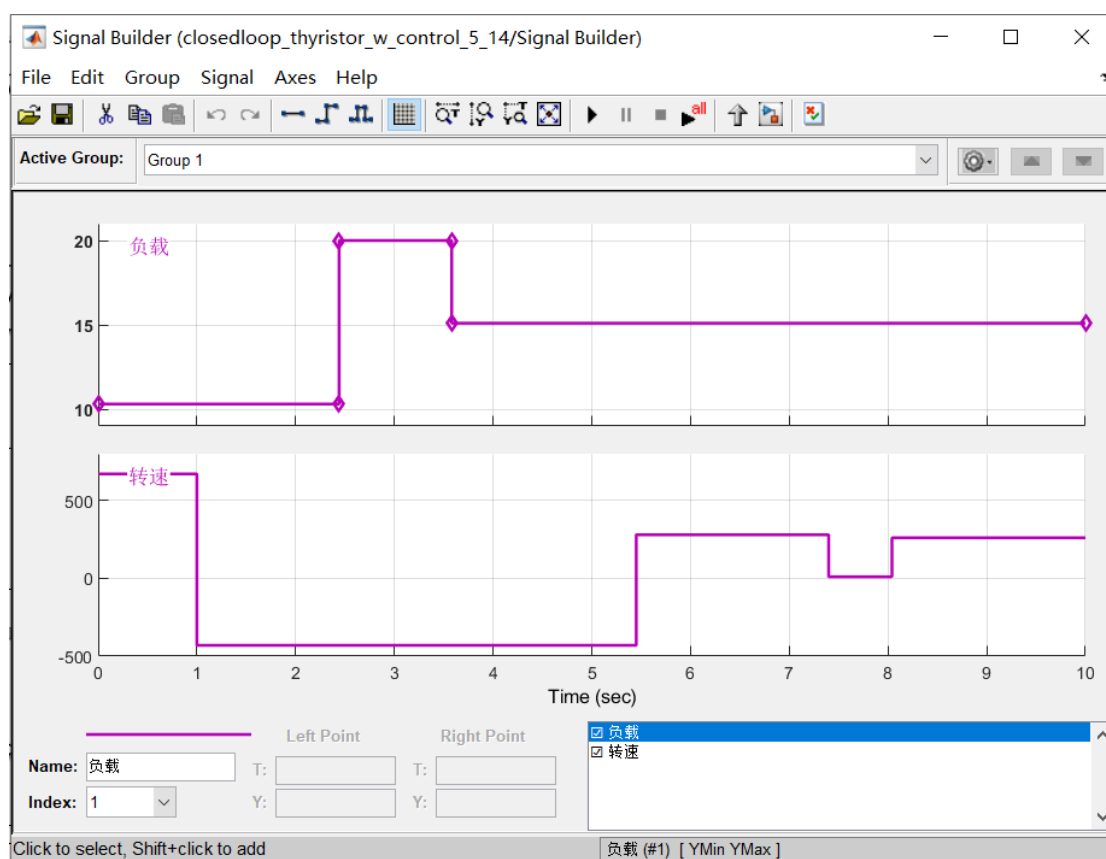


图 68 此时的信号输入情况

可见，修正后的模块完全能满足正转反转、刹车制动以及再启动等全部过程，完全达到了仿真设计指标，零位卡死问题得到了彻底解决。

2. 控制系统电路优化

针对第二、三个问题，我们依据课本上晶闸管双向电路的原理，使用两片晶闸管全通桥电路反向串接，其电路形式如下图所示：

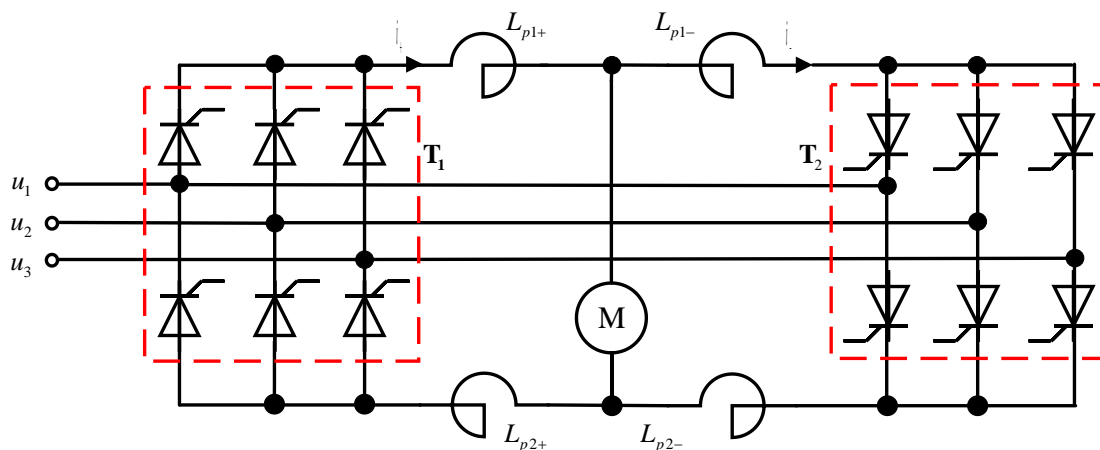


图 69 双向晶闸管整流电路调速控制系统

当电机需要反转运行时，根据转速设定信号触发脉冲只提供给上述 T_1 或者 T_2 ，另一个则始终不能接收到触发信号。例如，设电机当前在 T_1 电路的控制下处于正转状态，现将输入的转速信号突然跃变至反转：在控制信号的作用下， T_1 组不再接收触发脉冲，但由于此时电机转子仍维持正转状态，电枢绕组中产生较大的感应电流， T_1 仍然能维持导通状态。当正弦变化的电源电压下降、电机旋转产生的反电势超过了电源电压时，电机的电流将经 T_1 组唯一一组没有截止的晶闸管桥臂向电源供电，此时即组成的回馈制动环节。这个过程能较快地将电机电枢绕组中储存的电能耗尽，因此电机电枢电流很快下降至0，电机停转；随后，在另一侧的反向电源的作用下，电流向另一个方向流动，电机反转，实现了正反转过渡。

同理，此电路也能实现电机的刹车制动过渡过程，因为刹车以后，两个晶闸管桥组都没有触发信号，因此电机在回馈制动到转速为0后将停止转动。这样的电路基于回馈制动的原理^[7,8]，一步实现了反转调速与制动，不再使用分立复杂的制动模块与反转模块，增强了程序的可读性与可移植性，且仿真的速度提升为之前的两倍左右（用时不到2分钟）。图中加入了较多的平波电抗器以平滑电流，优化后的晶闸管调速控制电路如下图所示：

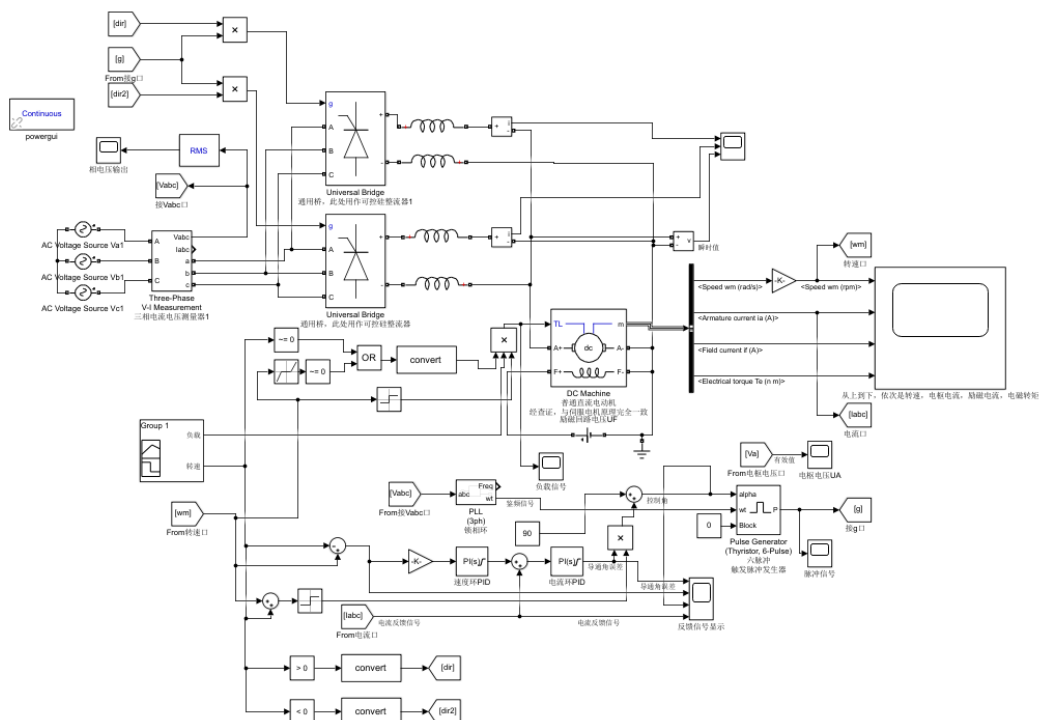


图 70 优化后的晶闸管调速控制电路

以上是最初仿真模型中存在的问题及其对应的解决方法，修正后的新版仿真模型一并放置在压缩包内，便于对比二者性能。

八、实验心得体会

本次自动控制元件课程设计，我们经历了一个完整了设计规划过程，从最初的伺服电机选取，到调速手段，再到调速系统指标分析以至于仿真模型搭建，这就已经构成了一个完整的规划链，但是我们立足于仿真过程中存在的问题，分析问题并解决问题，采取查阅文献借鉴方法、调整PID参数、完善仿真模型等多种手段，将耦合的问题一步步转化为可以独立解决的子问题，并逐一进行解决，最终得到了仿真速度较快、调速性能好、静态误差小的晶闸管、PWM调速控制的有刷直流电机伺服系统，圆满完成了此次课程设计的全部要求。

在刚接到课程设计要求时，我们一时间感觉无从下手——如何设计一个电机调速系统呢？经过搜集资料、反复讨论，我们决定从课程PPT中调速控制原理框图入手，选择了直流有刷伺服电机调速控制系统的设计。在最开始，由于相关知识掌握不够深入，我们误认为“导通角”与“PWM”信号为可以改变的输入，想当然地构建出了初版模型。但是在分析过程中，我们意识到模型只能实

现“改变转速”的功能，并没有“设定转速”的目标，也就无从分析系统的性能。于是我们确定修改的方向：任意设定转速和负载，观察最终电机转速是否能够达到目标，课程设计逐渐走上正轨。

通往成功的道路从来都不是一帆风顺的。依次解决了双闭环系统构建、成为动力的负载、无法制动的电机等问题后，模型愈发完善，速度控制愈发精准。但是过于繁多复杂的模块使得电脑不堪重负，有的时候甚至数十分钟才可以运行成功，这无疑对后续设计实验与参数调整等工作带来了极大的困难。在此基础上，我们不得不考虑优化系统模块，合并相关功能来提高仿真速度，这也是我们改进系统模型的产生原因之一。

一个成功的课程设计离不开组员们的通力合作。感谢——同学连续数周研究原理，构建模型，为实验成功打下了坚实基础；感谢——同学积极提出模型改进思路，为实验完善提供了重要思路；感谢——同学设计多组仿真实验，反复测试系统性能。虽然突如其来的疫情打乱了我们的计划，线上的交流答辩终究不能充分展现大家的心血，但是交流群里十余个版本的模型、数十篇文档资料默默记录着这一切。我们相信，一切过去了的都会变成美好的回忆，愿静待春暖花开。

九、参考文献

- [1] 王志勇. 晶闸管能耗制动调速系统[J]. 起重运输机械, 1991(3): 7-11+2.
- [2] 中华人民共和国机械电子工业部. Z4 系列直流电动机技术条件[J]. 中华人民共和国机械行业标准, 1993.
- [3] 刘领涛, 孙维连, 王会强. 金相试样磨抛机控制系统设计[J]. 电工技术, 2011(3): 37-38.
- [4] 谢帅. 直流电机伺服控制系统的设计[J]. 科技资讯, 2010(3): 212.
- [5] 葛动元, 姚锡凡, 蒋寿生. 龙门刨床若干关键技术指标的改进[J]. 邵阳学院学报(自然科学版), 2009, 6(2): 28-31.
- [6] 李纪刚, 徐鹏云. 低成本直流伺服电机调速系统的设计[J]. 微特电机, 2008(7): 60-61.
- [7] 刘硕洋. 永磁无刷直流电机回馈制动控制技术[D]. 湖南大学, 2013.
- [8] 边春元, 段鹏飞, 肖鸿权, 等. 一种用于无刷直流电机回馈制动的PWM调制方式[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(17): 5247-5256+5305.