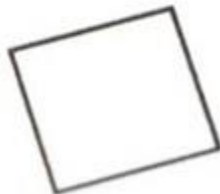
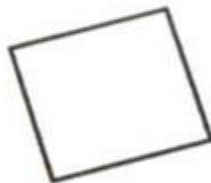




# 双闭环H桥可逆直 流脉宽调速系统设计与分析

第六组



# 设计步骤



1

调速控制系统设计

电源及操作系统设计（简）

2

3

双闭环调节器电路设计

仿真模型

4

5

参数计算与计算机仿真



# 实验项目概括

✎ 本实验设计了一套实验用双闭环直流调速系统，详细介绍了系统主电路、反馈电路、触发电路及控制电路的具体实现。对系统的性能指标进行了实验测试，表明所设计的双闭环调速系统运行稳定可靠，具有较好的静态和动态性能，达到了设计要求。采用MATLAB软件中的控制工具箱对直流电动机双闭环调速系统进行计算机辅助设计，以此验证设计的调速系统是否可行。



PART  
01

# 调速控制系统设计



# 一：控制系统动静态数学模型建立：

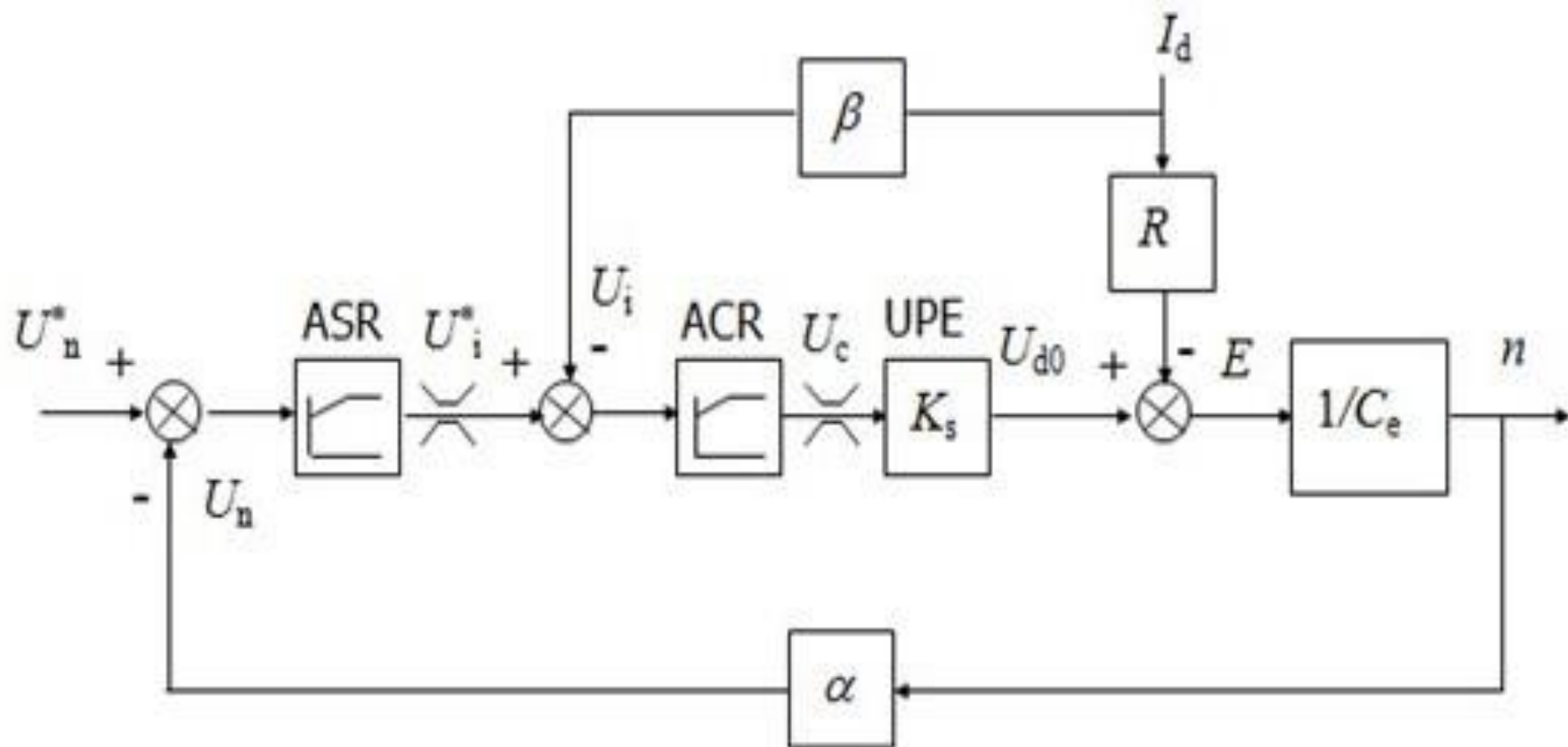
## a. 双闭环直流调速系统的静特性分析：

### 两种状况

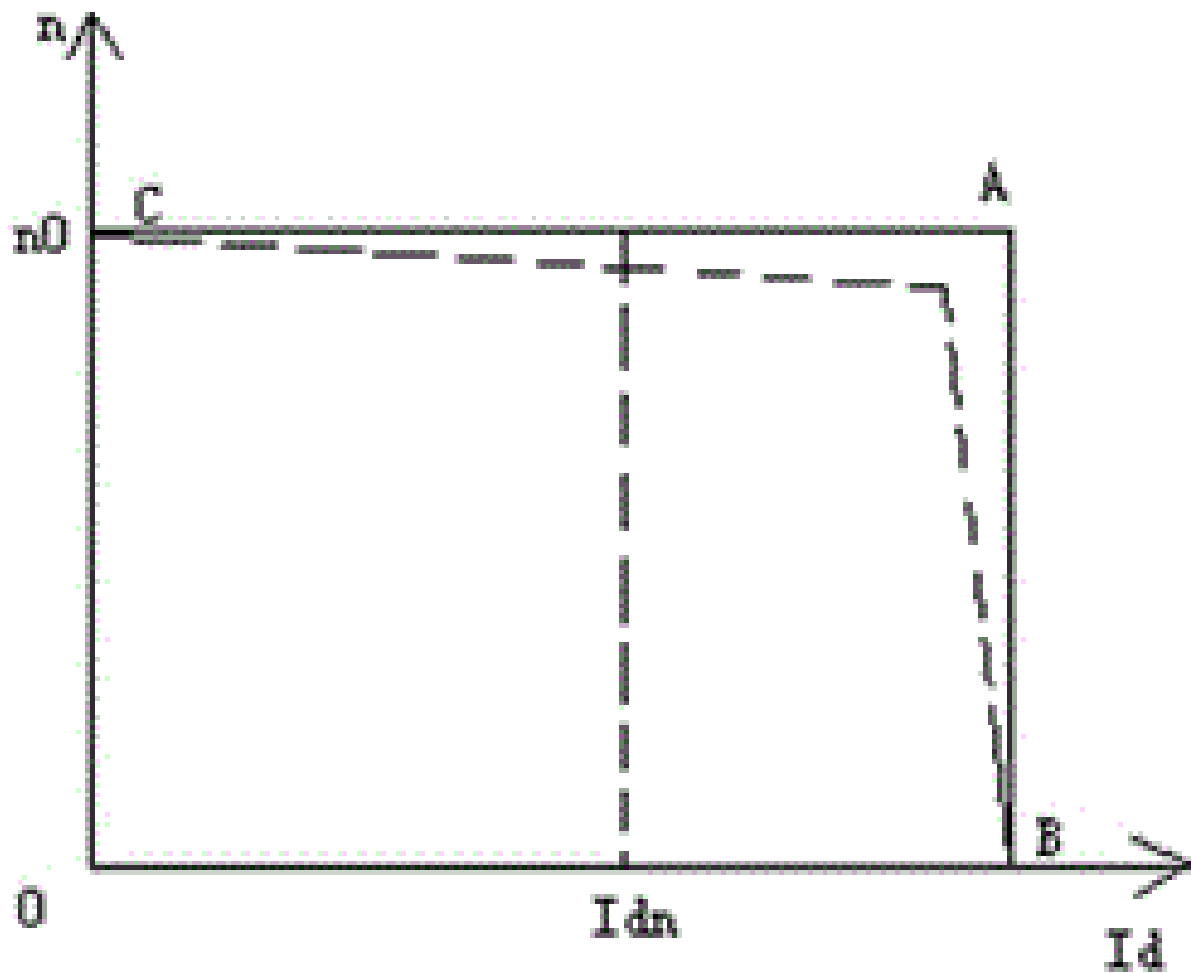
- 饱和——输出达到限幅值
- 不饱和——输出未达到限幅值

当调节器饱和时，输出为恒值，输入量的变化不再影响输出，除非有反向的输入信号使调节器退出饱和，换句话说，饱和的调节器暂时隔断了输入和输出的联系相当于使该调节环开环。当调节器不饱和时，PI的作用使输入偏差电压  $\Delta U$  在稳态时总为零。

## 双闭环直流调速系统的稳态结构框图



# 双闭环直流调速系统的静特性



## b. 制系统动态性能分析：

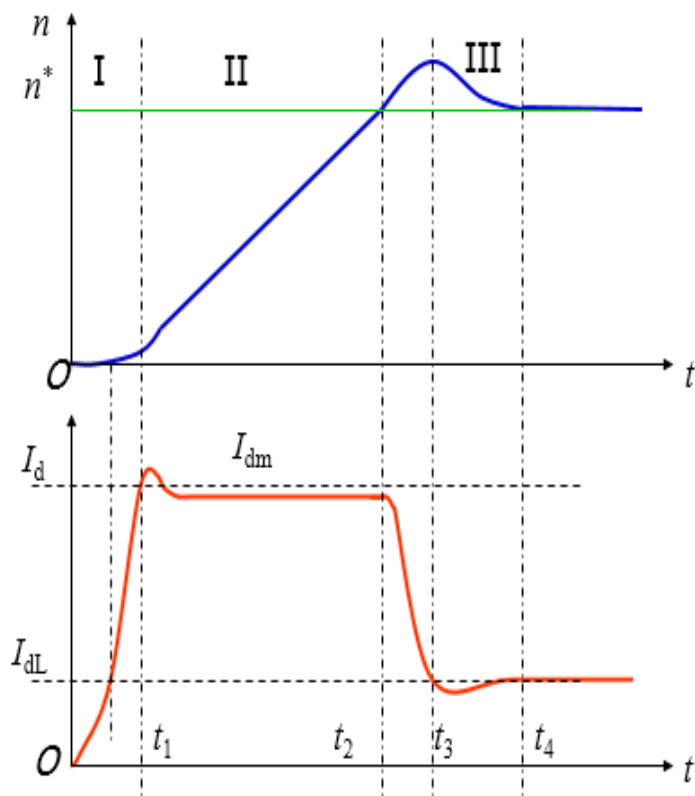


图1 启动过程电流和转速波形

由于在启动过程中转速调节器ASR经历了不饱和、饱和、退饱和三种情况，整个动态过程就分成图中标明的 I、II、III 三个阶段：

第一阶段是电流上升阶段

第二阶段是恒流升速阶段

第三阶段是转速调节阶段





## 二：调速系统总体结构设计：

✎ 双闭环调速系统的工作过程：

✎ 电流上升阶段：

✎ 当突加给定后，ASR输入的偏差很大，使ASR迅速饱和，输出达到限幅值 $U_i^*$ ，ACR跟随给定，电流快速上升，直到等于最大给定值。

✎ 恒流升速阶段：

✎ 本阶段中ASR始终饱和，相当于开环。 $U_i^*$ 是限幅值，保持恒定，电流环跟随给定，保持恒流，转速呈线性增长，直到 $n=n^*$ 。

✎ 转速调节阶段：

✎ ASR输入端的偏差信号减小到近于零，ASR退出饱和状态，闭环调节开始起作用，此时会先出现转速先超调后恢复。从而使速度稳定于某一转速下运行。

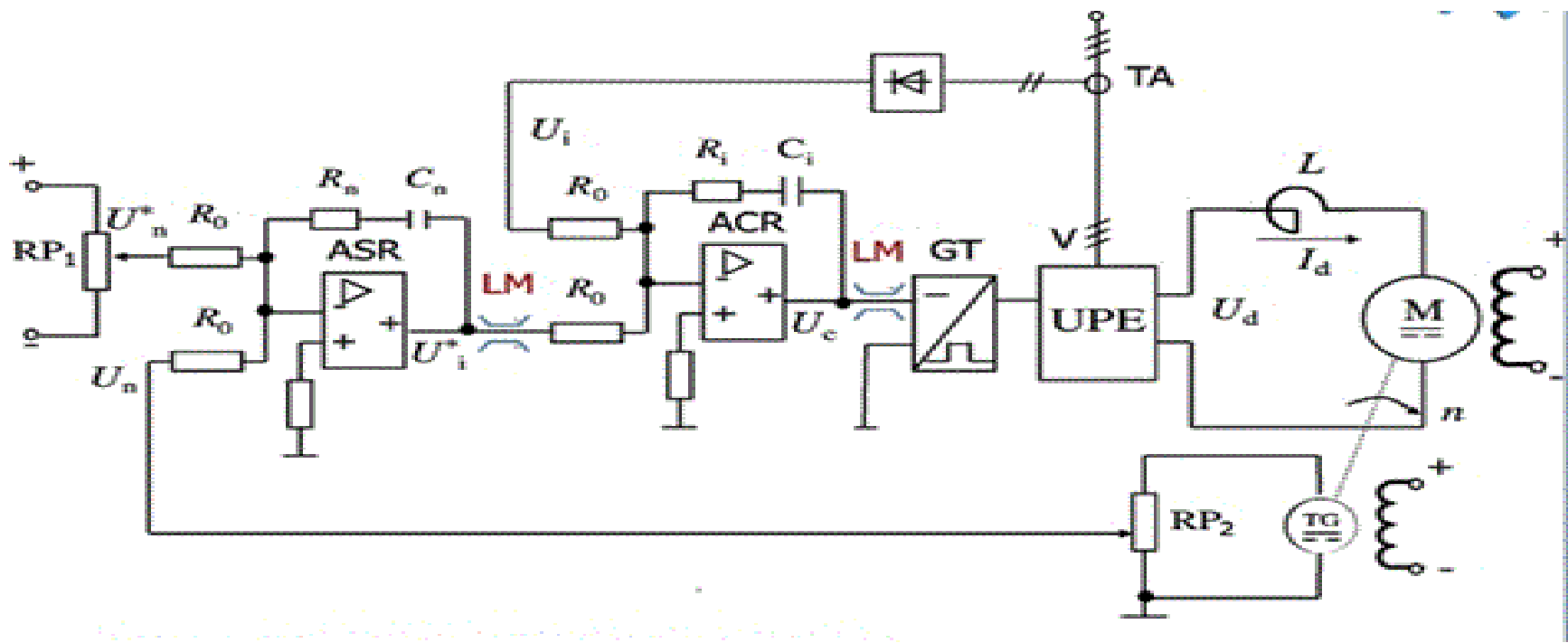
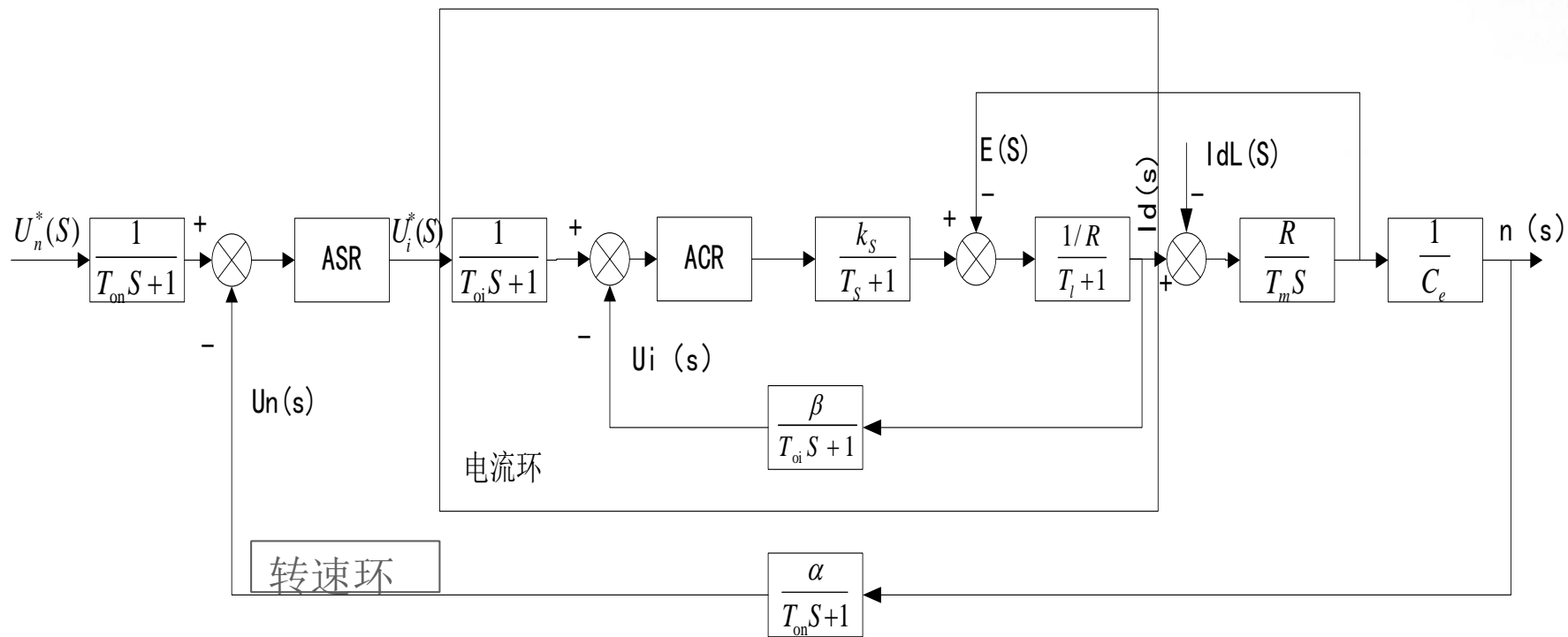


图2 双闭环调速系统稳态的结构图



动态结构图

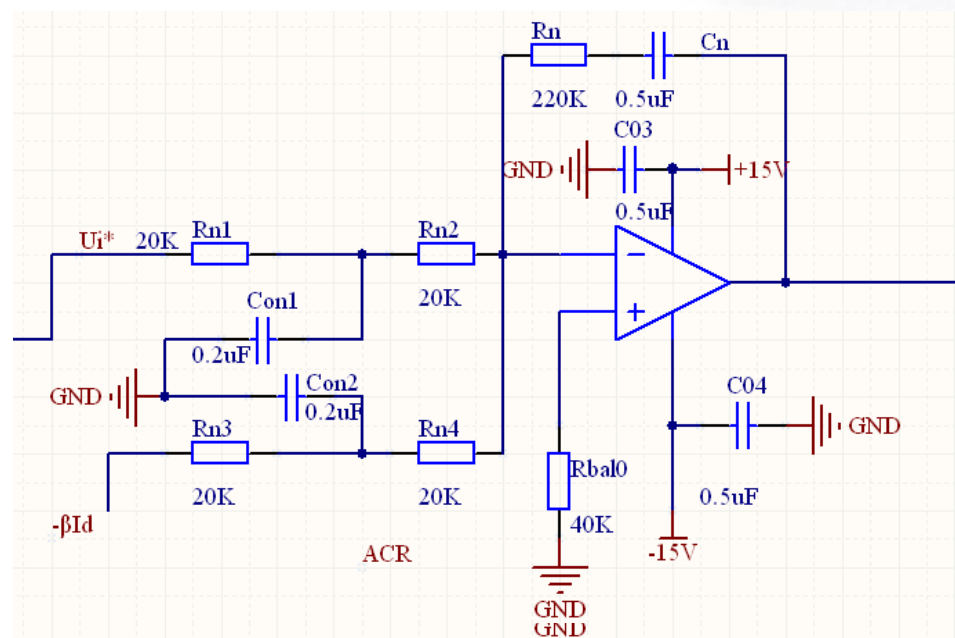


### 三：调节器选择

- ✎ 典型 I 型系统可以在跟随性能上做到超调量小，但抗扰性能稍差；典型 II 系统的超调量相对较大，抗扰性能却比较好。
- ✎ 根据这一依据，实际控制系统对于各种动态指标的要求各不相同选用的系统类型也不同。如转速调节器ASR的动态特性以抗扰性能为主，则应首先典型 II 系统；而电流调节器ACR的动态性能指标以跟随性能为主，可按典型 I 型系统设计。

# 电流调节器 (ACR)

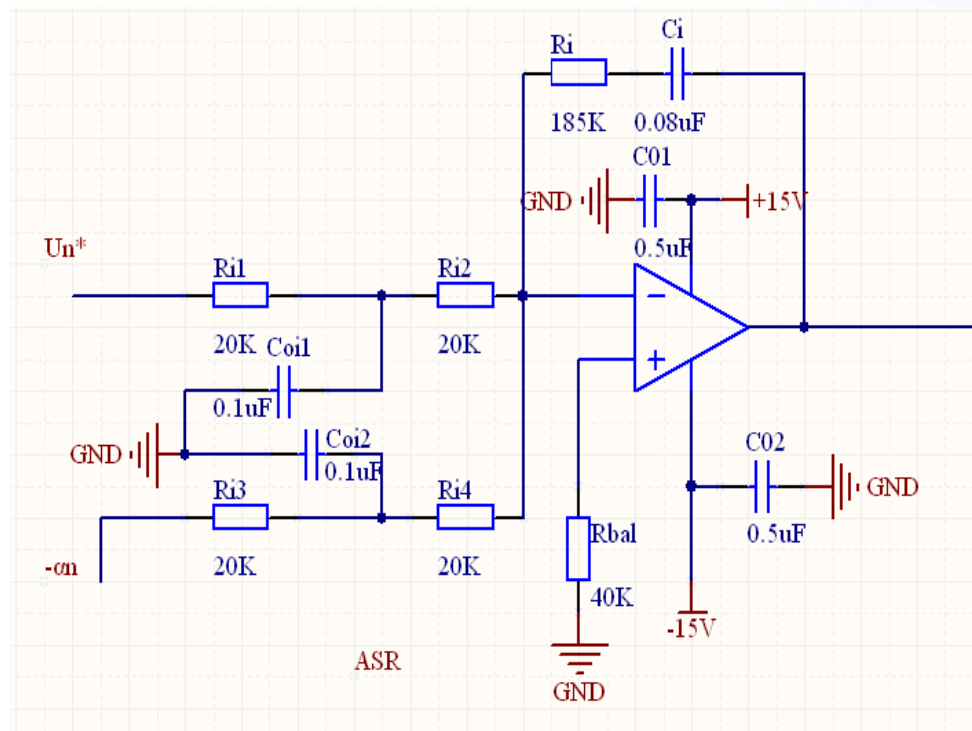
由于电流检测中常常含有交流分量，为使其不影响调节器的输入，需加低通滤波。此滤波环节传递函数可用一阶惯性环节表示。为了平衡反馈信号的延迟，在给定通道上加入同样的给定滤波环节，使二者在时间上配合恰当。



图九 含给定滤波与反馈滤波的PI型电流调节器

### 3.3.2 转速调节器(ASR)

转速反馈电路如图所示，由测速发电机得到的转速反馈电压含有换向纹波，因此也需要滤波，根据和电流环一样的原理，在转速给定通道上也加入相同时间常数的给定滤波环节。



图十 含给定滤波与反馈滤波的PI型电转速调节器



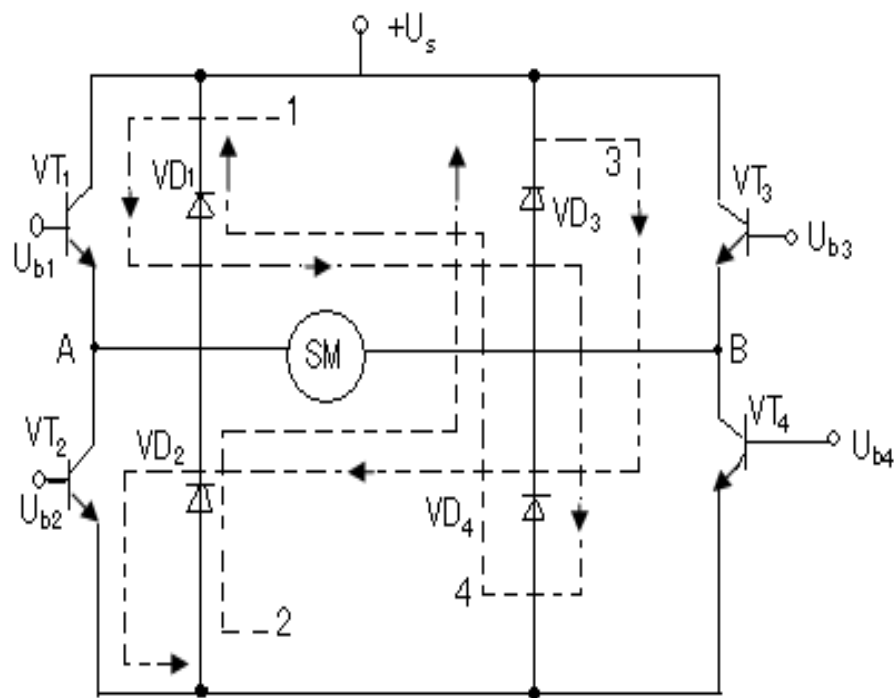
PART  
02

# 控制电源和电路设计

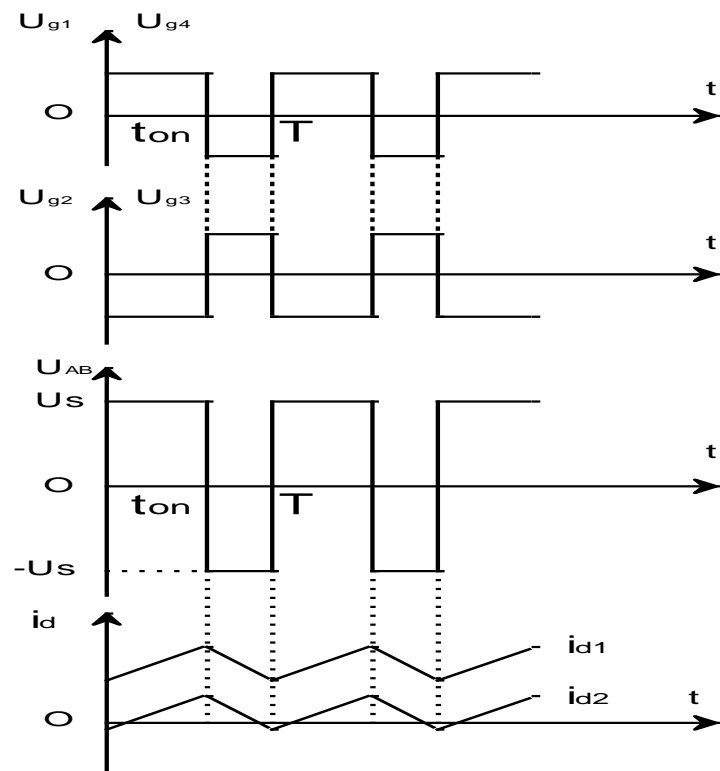
# H桥双极式逆变器的的工作原理

脉宽调制器的作用是：用脉冲宽度调制的方法，把恒定的直流电源电压调制成频率一定宽度可变的脉冲电压序列，从而平均输出电压的大小，以调节电机转速。

H形双极式逆变器电路如下图所示。这时电动机M两端电压的极性随开关器件驱动电压的极性变化而变化。



H形双极式逆变器电路



H形双极式逆变器的驱动电压波形





双极式控制可逆PWM变换器的输出平均电压为

$$U_d = \frac{t_{on}}{T} U_s - \frac{T - t_{on}}{T} U_s = \left( \frac{2t_{on}}{T} - 1 \right) U_s$$

如果定义占空比系数  $\rho = \frac{t_{on}}{T}$ ，电压

$$\gamma = \frac{U_d}{U_s}$$

则在双极式可逆变换器中

$$\gamma = 2\rho - 1$$



PART  
04

# 参数计算与计算机仿真

[Click here to add your title](#)

# 电动机基本参数



基本参数	参数数值
额定电压	54V
额定电流	3.24A
额定转速	1450r/min
电枢电阻	1.5 $\Omega$
回路总电阻	4 $\Omega$
电枢电感	2mH
转动惯量	0.76g. m <sup>2</sup>
过载系数	1.5



# 稳态参数计算

$T_l$

参数的计算	计算的结果
$C_e$	0.03389 V ● min/r
$T_m$	0.029s
$T_l$	0.0005s
$K_s$	45
$\beta$	2.06V/A
$\alpha$	0.0069V ● min/r



# 电流环节设计

## a. 选择电流调节器结构

根据设计要求电流超调量，并保证稳态电流无差，可按典型I型系统设计电流调节器。电流控制。电流环控制对象是双惯性型的，所以把电流调节器设计成PI型的，其传递函数为

$$W_{ACR}(s) = K_i \frac{\tau_i s + 1}{\tau_i s}$$

式中  $K_i$  电流调节器的比例系数  $\tau_i$  电流调节器的超前时间常数

电流环小时间之和按小时间常数近似处理

ACR超前时间常数  $\tau_i = T_1 = 0.0005s$  由  $K_I T_{\Sigma i} = 0.5$  得

$$K_I = 0.5 / T_{\Sigma n} = 1250$$

于是，ACR的比例系数为  $K_i = K_I \frac{\tau_i R}{\beta K_s} = 1250 \times \frac{0.0005 \times 4}{2.06 \times 45} = 0.0269$

## b 校验近似条件 计算电容电阻

电流环截止频率： $\omega_{ci} = K_I = 1250s^{-1}$

(1) PWM装置传递函数近似条件：

即 
$$\omega_{ci} \leq \frac{1}{3T_s}$$
$$\frac{1}{3T_s} = \frac{1}{3 \times 0.00005} = 6666.67s^{-1} \geq \omega_{ci}$$

满足近似条件；

(2) 忽略反电动势对电流环影响的条件：

即 
$$\omega_{ci} \geq 3\sqrt{\frac{1}{T_m T_l}},$$
$$3\sqrt{\frac{1}{T_m T_l}} = 3\sqrt{\frac{1}{0.029 \times 0.0005}} = 787.8s^{-1} < \omega_{ci}$$

满足近似条件；

(3) 小时间常数近似处理条件：

$$\omega_{ci} \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{T_s T_{oi}}}$$
$$\frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{T_s T_{oi}}} = 1666.7s^{-1} > \omega_{ci}$$

满足近似条件

(4) 计算调节器电阻和电容

调节器输入电阻为，各电阻和电容值计算如下

$$R_i = K_i R_0 = 0.0269 \times 40k\Omega = 1.079k\Omega, \text{ 取 } 1.1k\Omega$$

$$C_i = \frac{\tau_i}{R_i} = \frac{0.0005}{1.1 \times 10^3} \times 10^6 \mu F = 0.45 \mu F \text{ 取 } 0.5 \mu F$$

$$C_{oi} = \frac{4T_{oi}}{R_0} = \frac{4 \times 0.0002}{40 \times 10^3} \times 10^6 \mu F = 0.02 \mu F \text{ 取 } 0.02 \mu F$$

# 转速环设计



按跟随和抗扰性能都能较好的原则, 在负载扰动点后已经有了一个积分环节, 为了实现转速无静差, 还必须在扰动作用点以前设置一个积分环节, 因此需要 II 型系统, 由设计要求, 转速调节器必须含有积分环节, 故按典型 II 型系统—选用设计 PI 调节器, 其传递函数为

$$W_{ASR}(s) = K_n \frac{\tau_n s + 1}{\tau_n s}$$

1) 转速滤波时间常数:  $T_{on} = 0.001s$

2) 转速环小时间常数近似处理:  $T_{\Sigma n} = 2T_{\Sigma i} + T_{om} = 0.0018s$

3) 根据跟随性和抗干扰性能都较好的原则取:  $h = 5$

4) 则 ASR 超前时间常数为:  $\tau_n = hT_{\Sigma n} = 5 \times 0.0018s = 0.009s$

5) 转速开环增益:  $K_N = \frac{h+1}{2h^2 T_{\Sigma n}^2} = \frac{6}{2 \times 25 \times 0.0018^2} s^{-2} = 37037.04 s^{-2}$

6) ASR 的比例系数:  $K_n = \frac{(h+1)\beta C_e T_m}{2h\alpha R T_{\Sigma n}} = 24.25$



# 校验近似条件 计算电容电阻

(2-9)

• 转速截止频率为： $\omega_{cn} = \frac{K_N}{\omega_1} = K_N \tau_n = 333.33s^{-1}$

• (1) 电流环传递函数简化条件： $\omega_{cn} \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{K_I}{T_{\Sigma i}}}$

现在：

$$\frac{1}{3} \sqrt{\frac{K_I}{T_{\Sigma i}}} = 589.3s^{-1} > \omega_{cn}$$

满足简化条件。

• (2) 转速小时间常数近似处理条件： $\omega_{cn} \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{K_I}{T_{on}}}$

现在：

$$\frac{1}{3} \sqrt{\frac{K_I}{T_{on}}} = 372.6s^{-1} > \omega_{cn}$$

满足简化条件。

• (3) 计算调节器电阻和电容：

调节器输入电阻  $R=40k\Omega$ ，则：

$$R_n = K_n R_0 = 24.25 \times 40k\Omega = 970k\Omega$$

(2-11)

，取 $1000k\Omega$



$$C_n = \frac{\tau_n}{R_n} = \frac{0.00575}{1700 \times 10^3} \times 10^6 \mu F = 0.009 \mu F, \text{ 取 } 0.009 \mu F \quad (2-12)$$

$$C_{an} = \frac{4T_{an}}{R_0} = \frac{4 \times 0.001}{40 \times 10^3} \times 10^6 \mu F = 0.1 \mu F, \text{ 取 } 0.1 \mu F \quad (2-13)$$

#### • (4) 检验转速超调量

当h=5时，查表得， $\sigma_n = 37.6\%$ ，不能满足设计要求。实际上，由于这是按线性系统计算的，而突加阶跃给定时，ASR饱和，不符合线性系统的前提，应该按ASR退饱和的情况重新计算超调量。

设理想空载起动时，负载系数z=0。

$$\sigma_n = \left( \frac{\Delta C_{\max}}{C_b} \% \right) \cdot 2(\lambda - z) \frac{\Delta n_{\text{nom}}}{n^*} \cdot \frac{T_{\Sigma n}}{T_m}$$

当h=5时，  
而

$$\Delta n_{\max} = \frac{I_{\text{dnom}} R}{C_e} = \frac{3.24 \times 4}{0.0338} r/\text{min} = 383.432 r/\text{min} \quad (2-14)$$

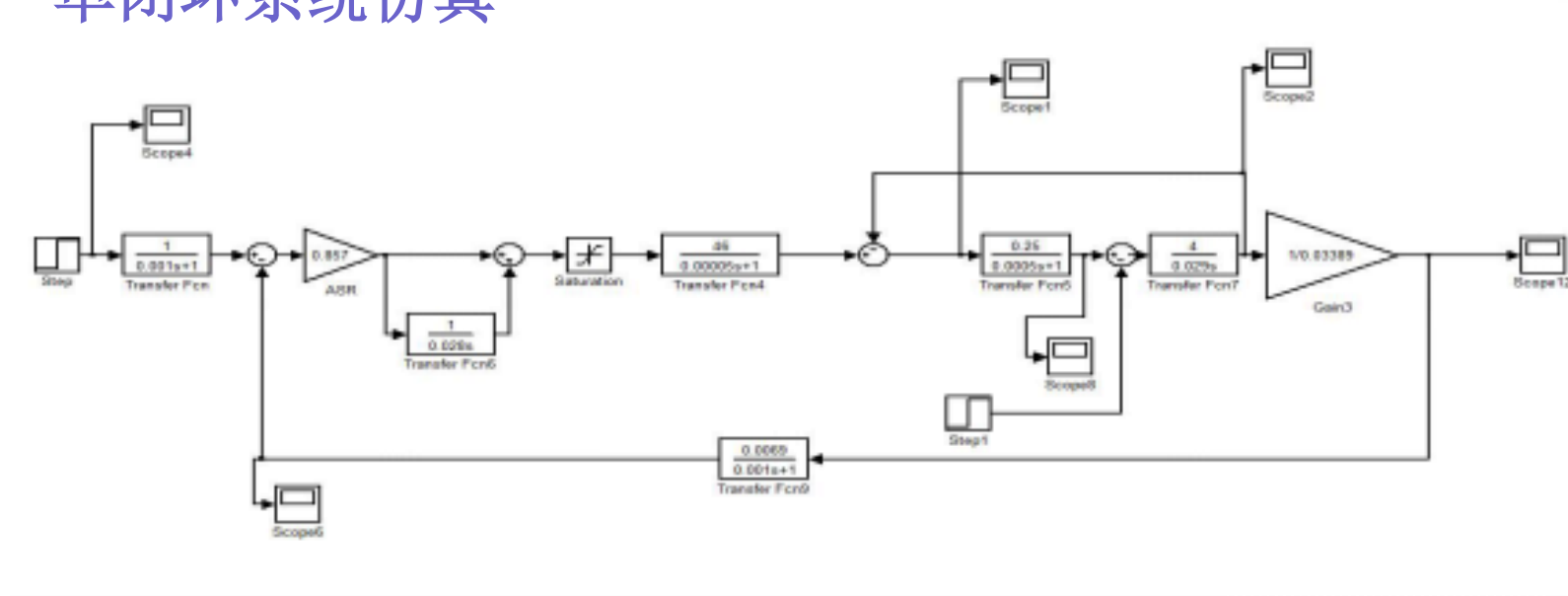
因此

$$\sigma_n = 81.2\% \times 2 \times 1.5 \times \frac{383.432}{1450} \times \frac{0.0018}{0.029} = 4.0\% < 10\% \quad (2-15)$$

满足设计要求。

# 计算机仿真

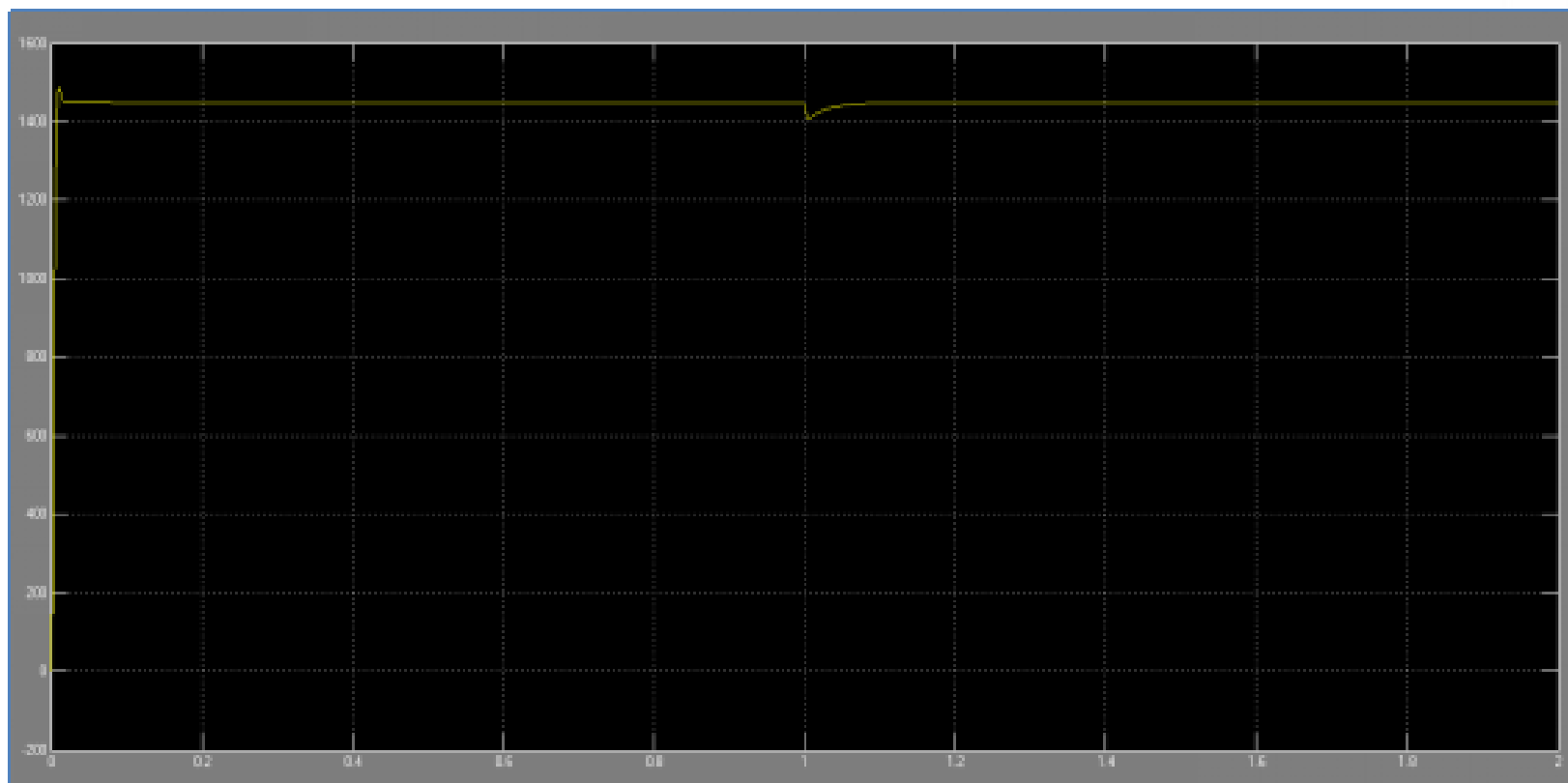
## 单闭环系统仿真



单闭环直流调速系统Matlab动态仿真模型

仿真可采用面向传递函数的仿真方法或面向电气系统原理结构图的仿真方法，本文采用面向传递函数的仿真方法。利用Matlab系统仿真结构下图所示

# 单闭环仿真波形

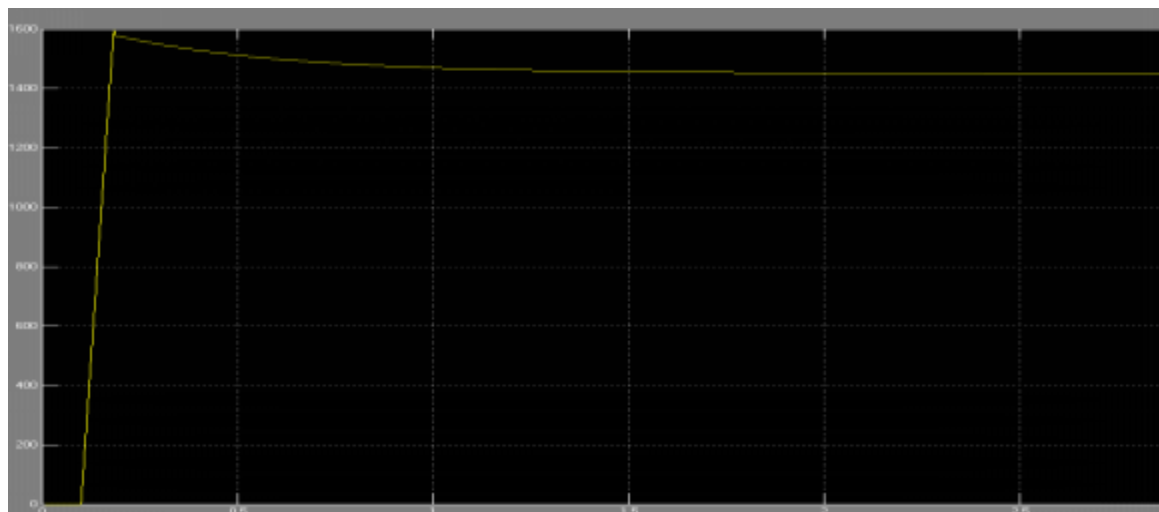


在1s时加入扰动，转速降落为1400r/min，转速降落较大，这主要是因为单闭环系统中不能随心所欲的控制电流和转矩的动态过程。于是为了提高系统性能，例如，为了使突加负载动态速降减小，我们一般采用双闭环调速系统。

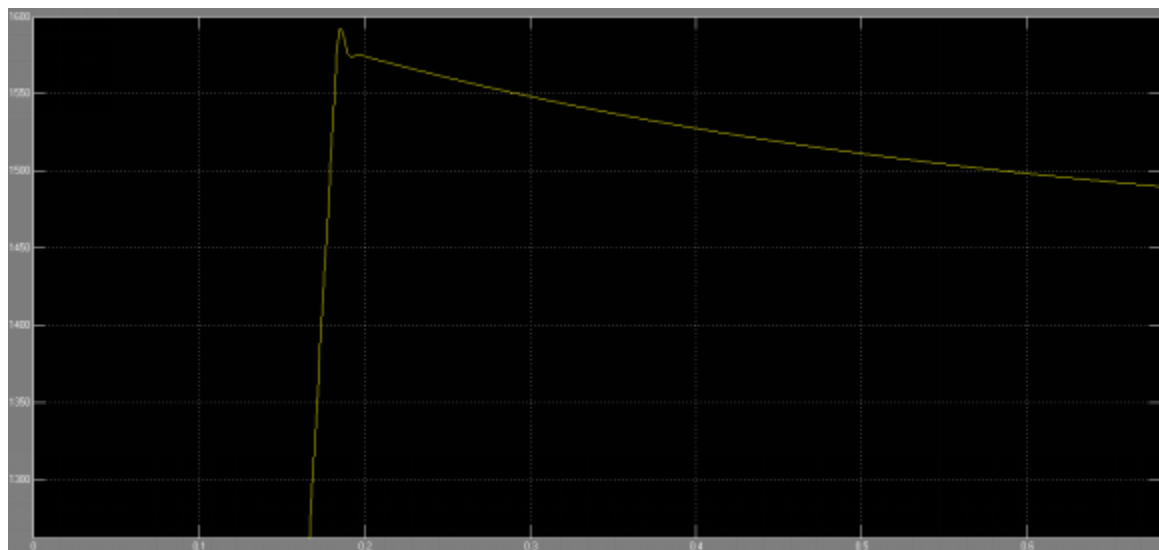


## H桥可逆直流调速系统Matlab动态仿真图

# 双闭环仿真波形图

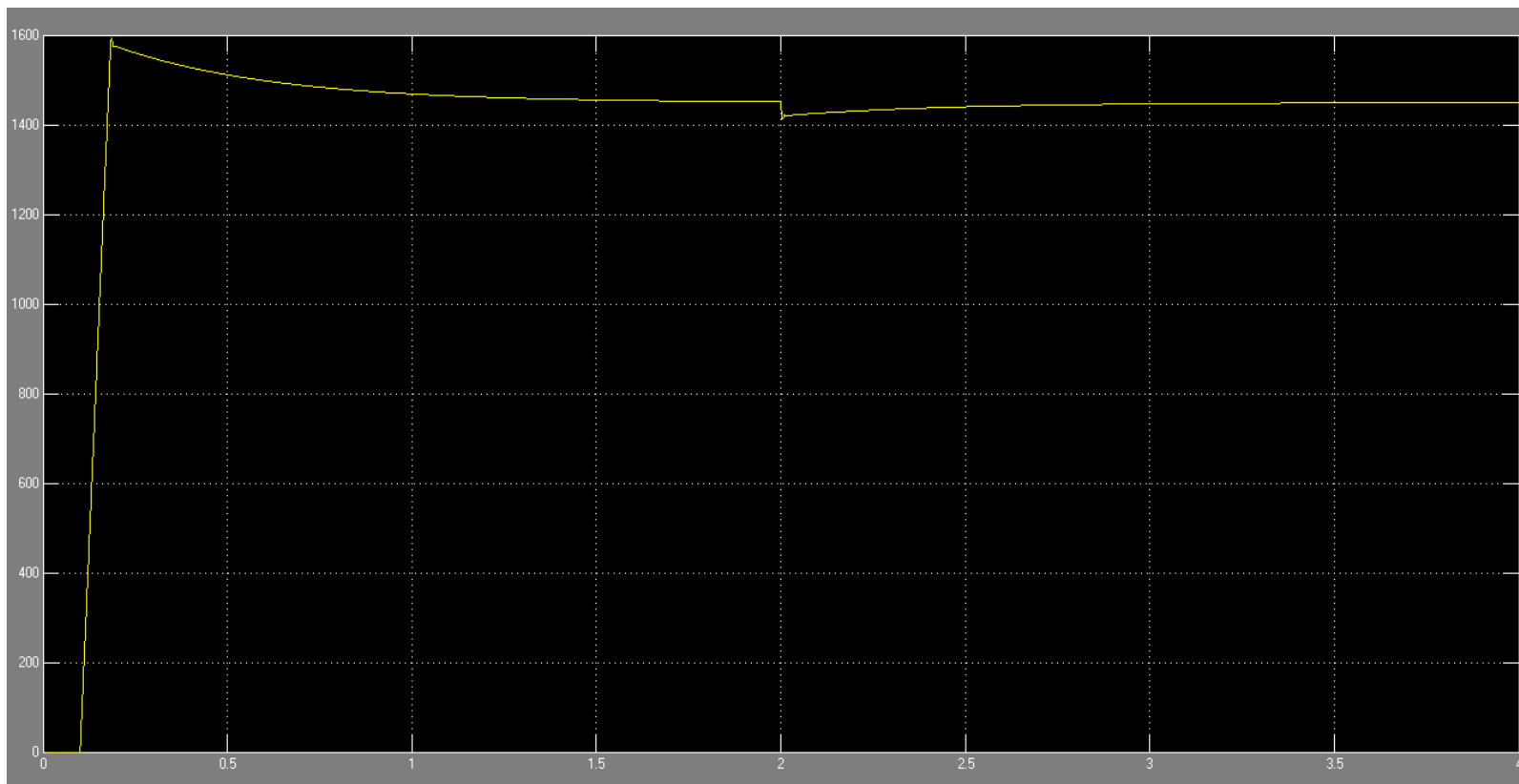


双闭环Matlab仿真动态图



（上；原始图。  
下；放大图）

# 加入扰动后的仿真波形图



双闭环Matlab动态仿真波形图（2s处加入扰动）

# 加入扰动的简单波形分析



在1.5s之前转速已经稳定，由于机电惯性的作用转速一开始变化不大，电流很快上升到比最大值稍小一点的值，使转速环进入并保持饱和状态，此时电流（转矩）恒定，加速度恒定，转速呈线性增长。

当转速上升到给定值时，转速调节器输入偏差减小到零，但由于积分作用输出还维持在限幅值，电动机仍加速时转速超调，输入偏差电压为负，使转速环退饱和，但电枢电流只要大于负载电流转速就继续上升，直到两个电流相等，转速达到幅值，开始下降最后稳定。

本实验还展示了抗扰性能，在2秒是突加负载，引起动态降落，经过短暂的时间，输出量逐渐恢复无静差。过渡时间符合，根据数据计算可知超调量符合要求。



# 开环性能测试

系统开环实验前，先将频率调控到5KHz，此时经过倍频电路，2110输出频率为10KHz。

系统开环实验就是将3525芯片的5.1V基准分压后接到3525输入，不接反馈环，来测量开环情况下，电枢的电压、测速发电机返回的交流电压。实验结果如表4-1所示。部分实验结果图见附录一：

由表中数据可以看出随着占空比向50%趋近，电枢电压再减少，也就是加在电机两端的电压减少，则转速减小，实验结果也如此，测速发电机返回的交流电压也减小。

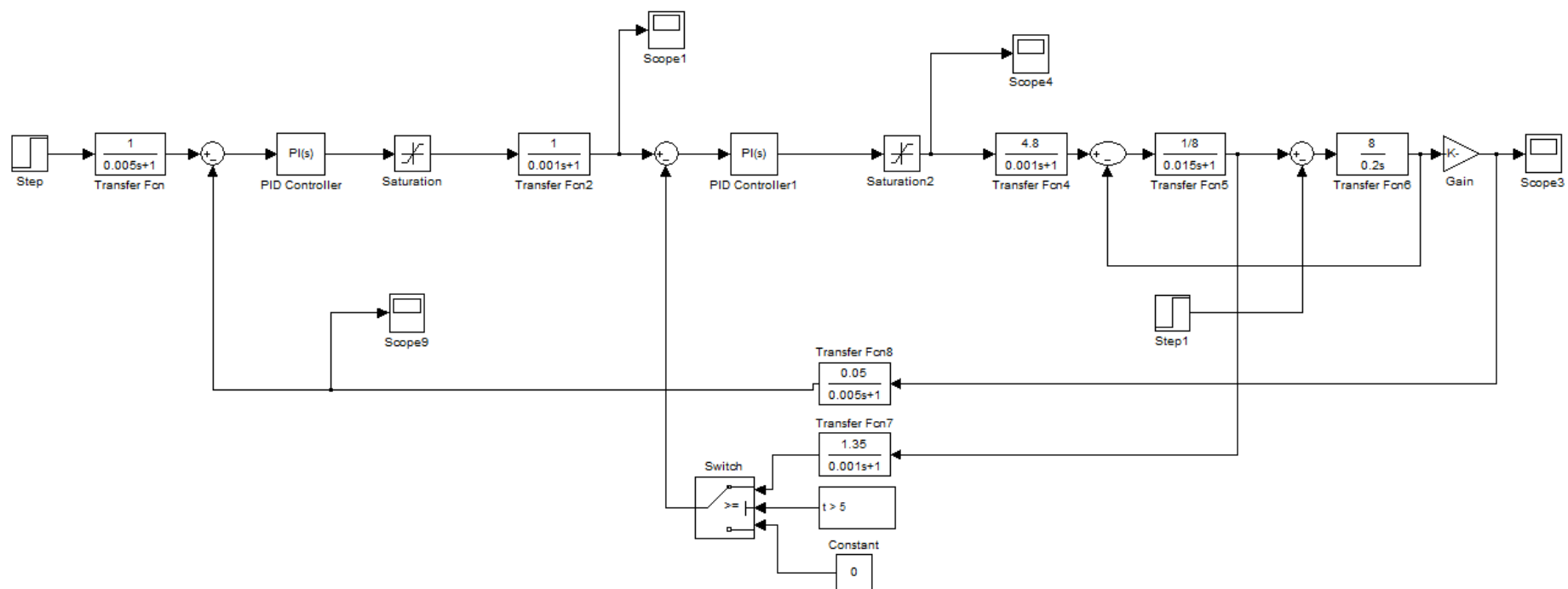
当占空比为50%时，电枢电压几乎为零。测速发电机也近似为零。

表 4-1      开环测试数据记录表

占空比 (%)	电枢电压 (V)	测速发电机交流电压 (V)
28.78	4.13	3.25
30.18	3.64	2.68
31.79	3.21	1.81

注：开环实验是在主电路10V电压下测试的结果





题2-17 双闭环仿真模型图

