



大连交通大学

《电机调速系统课程设计》 设计报告

题目： 转速、电流双闭环直流电机调速系统的设计与仿真

班 级： 电气 224

姓 名： 贾屿泽

学 号： 2202020402

指导教师： 迟青光

完成日期： 2025 年 7 月 4 日

成 绩：

《电机调速系统课程设计》任务书

2025 春

一. 题目:

转速、电流双闭环直流电机调速系统的设计与仿真

二. 技术数据:

基本数据:

某晶闸管供电的双闭环直流电机调速系统, 设计参数如下:

某转速、电流双闭环直流电机调速系统, 采用双极式 H 桥 PWM 方式驱动, 基本数据如下:

直流电动机: 200W, 48V, 4A, 500r/min, 电枢回路总电阻 $R=9\ \Omega$, 电动势系数 $c_e=0.04V\cdot\text{min}/r$, 允许电流过载倍数 $\lambda=1.5$, 电磁时间常数 $T_L=0.008s$, 机电时间常数 $T_m=0.5s$; 电力电子变换器环节的放大系数 $K_s=4.8$, PWM 功率变换器的开关频率 $f=10\text{KHz}$; 电流反馈滤波时间常数 $T_{oi}=0.2ms$, 转速反馈滤波时间常数 $T_{on}=1ms$; 两调节器的最大输入电压 $U_{im}^*=U_{in}^*=10V$, 两调节器的输出限幅电压为 10V。

技术要求:

1. 稳态指标: 稳态无静差。
2. 动态指标: 电流超调量 $\sigma_i \leq 5\%$; 空载起动到额定转速时超调量 $\sigma_n \leq 10\%$ 。

三. 设计要求:

1. 查阅, 分析并总结相关专业文献, 确定设计方案。

①. 主电路方案的选择。

②. 控制方案的选择。

2. 对系统主要环节进行设计计算

①. 稳态参数计算

主要包括转速反馈系数和电流反馈系数等的相关计算。

②. 系统调节器参数的计算

主要包括: 基于工程设计法的电流调节器设计与计算, 以及基于工程设计法的转速调节器设计与计算。调节器输入电阻均为 $R_0=40k\Omega$ 。

③. 绘制直流电机双闭环调速系统的动态结构图。

④. 基于 MATLAB/Simulink 搭建直流电机双闭环调速系统系统的仿真模型。

⑤. 依据仿真结果对设计参数进行必要的修正和调整, 使所设计的系统满足技术指标要求。

3. 在部分设计环节进行一定的优化或改进。

4. 对仿真结果进行分析，对仿真的局限性进行分析。

5. 分析各设计环节中的安全、健康以及环境保护等因素，考虑履行电气工程师应承担的社会责任。

四. 工作计划：

①. 第一周：查阅相关资料，学习直流电机双闭环调速系，确定系统方案；完成系统的稳态参数计算；以及基于工程设计法对电流调节器和转速调节器进行设计；绘制系统的动态结构图。

②. 第二周：基于 MATLAB/Simulink 搭建系统的仿真模型，进行仿真验证与参数调整，使所设计的控制器满足技术要求；在部分设计环节进行相应的优化或改进；分析设计实践中非技术因素的影响，分析仿真的局限性，撰写设计报告。

2025 年 06 月 15 日

目 录

第一章 课题调研	1
1.1 转速、电流双闭环直流电机调速系统概述	1
1.2 系统基本数据	1
1.3 双闭环系统控制特性分析	2
1.4 双极式 H 桥 PWM 驱动优势	2
1.4 设计方案总结	2
1.5 设计技术要求	3
第二章 设计过程	4
2.1 电流调节器的设计	4
2.2 转速调节器的设计	5
2.3 仿真模型搭建及仿真结果	7
2.4 仿真技术指标检验	11
2.5 改进优化	13
2.6 局限性分析	14
第三章 非技术性问题分析	17
3.3 各设计环节中的安全、健康以及环境保护因素考虑及电气工程师应承担的社会 责任	17
第四章 总结	18
参考文献	19

第一章 课题调研

1.1 转速、电流双闭环直流电机调速系统概述

1.1.1 系统组成与工作原理

本课题研究的转速、电流双闭环直流电机调速系统采用双极式 H 桥 PWM 方式驱动，其核心由转速环与电流环构成双闭环控制结构。转速环作为外环，能够精准控制电机的旋转速度，使其稳定在设定值；电流环作为内环，可实时限制电机电流，防止过载并提升系统动态响应性能。

1.2 系统基本数据

1.2.1 直流电动机参数及电力电子与控制环节参数

表 1 直流电动机及系统关键参数表

参数类型	具体参数
额定功率 P_N	200W
额定电压 U_N	48V
额定电流 I_{dN}	4A
额定转速 n_N	500r/min
电枢电阻 R_a	$9\ \Omega$
电动势系数 C_e	$0.04Vmin/r$
允许电流过载倍数 λ	1.5
电磁时间常数 T_L	0.008s
机电时间常数 T_m	0.5s
PWM 功率变换器的开关频率 f	10KHz
电流反馈滤波时间常数 T_{oi}	0.2ms
转速反馈滤波时间常数 T_{on}	1ms
电流、转速调节器的最大输入电压 U_{*nm}, U_{*im}	10V
电流、转速调节器的输出限幅电压	10V
电力电子变换器放大系数 K_s	4.8
调节器输入电阻 R_0	$40k\ \Omega$
电力电子变换器电源 U_{dc}	538

1.3 双闭环系统控制特性分析

1.3.1 电流环设计要点

电流环的主要作用是快速跟踪电流给定值，同时限制电机启动与运行过程中的冲击电流。基于允许电流过载倍数 $\lambda=1.5$ ，电机最大允许电流为 $6A (4A \times 1.5)$ 。电磁时间常数 $T_L=0.008s$ 较小，表明电流环的动态响应较快，设计时可采用 PI 调节器，以兼顾稳态精度与动态性能。

1.3.2 转速环设计要点

转速环作为系统的外环，需保证电机转速对给定值的准确跟踪，并具备较强的抗负载扰动能力。机电时间常数 $T_m=0.5s$ 相对较大，反映出系统转动惯量的影响，设计时需合理整定 PI 调节器参数，避免出现转速超调过大或调节时间过长的问題。

1.3.3 双极式 H 桥 PWM 驱动优势

双极式 H 桥 PWM 驱动在本系统中具有显著优势：当开关频率 $f=10kHz$ 时，高于人耳听觉范围（ $20kHz$ 以下），可降低驱动电路产生的噪声；同时，高频开关动作能使电枢电流更加平滑，减小电流纹波，从而提升电机运行的平稳性。此外，该驱动方式可实现电机的四象限运行，满足正反转及制动等多种工况需求。

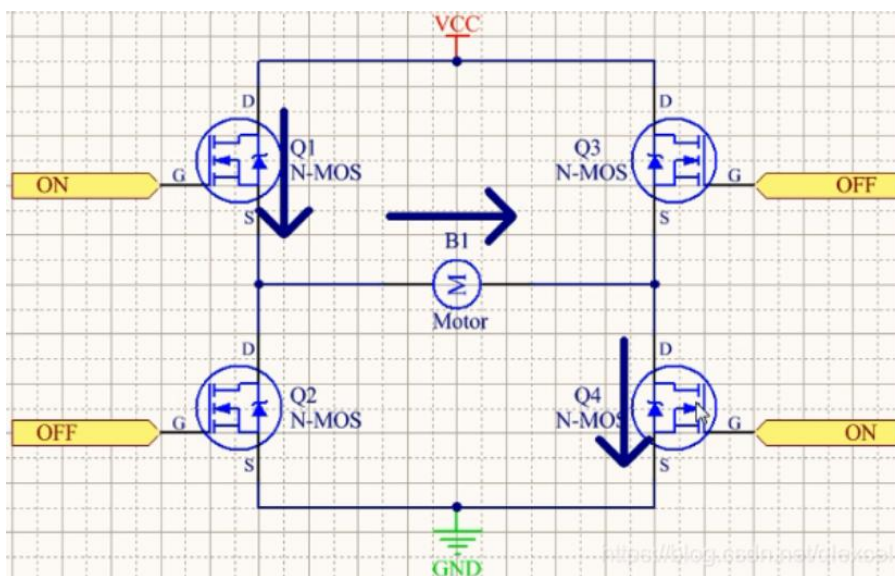


图 1: H 桥电机驱动电路原理图

1.4 设计方案总结

1.4.1 主电路方案

拓扑结构：双极式 H 桥 PWM 驱动电路

优势：

可实现电机四象限运行（正转、反转、制动）；

PWM 控制效率高，动态响应快；

开关频率高（ $10kHz$ ），电流纹波小。

1.4.2 控制方案

双闭环结构：

内环（电流环）：快速响应电流扰动，限制最大电流（ $\lambda=1.5$ ）；

外环（转速环）：保证转速无静差跟踪，抑制负载扰动。

调节器类型：

电流调节器（ACR）与转速调节器（ASR）均采用 PI 控制器；

基于工程设计法（典型系统法）整定参数。

1.4.3 设计原则

用工程设计方法来设计转速、电流双闭环控制直流调速系统的原则是“先内环后外环”。设计步骤是：先从电流环（内环）开始，对其进行必要的变换和近似处理后，根据电流环的控制要求确定把它校正成哪一类典型系统，再按照控制对象确定电流调节器的类型最后按动态性能指标要求确定电流调节器的参数。电流环设计完成后，把电流环等效成转速环（外环）中的一个环节，再用同样的方法设计转速环。

1.5 设计技术要求

稳态指标：稳态无静差。

动态指标：电流超调量 $\sigma_i \leq 5\%$ ；空载起动到额定转速时超调量 $\sigma_n \leq 10\%$ 。

第二章 设计过程

2.1 电流调节器的设计

由于系统要求稳态无静差以及电流超调量 $\sigma_i \leq 5\%$ ，故按照典型 I 型系统设计电流调节器：

2.1.1 确定时间常数及反馈系数

1) PWM 变换器滞后时间常数 T_s : $T_s = 0.0001s$

2) 电流滤波时间常数 T_{oi} : (为滤除 PWM 纹波应有 $1/T_{oi} = (1/5 \sim 1/10) 1/T_{pwm}$ ，在此) 取 $T_{oi} = 0.0002s$ 。

3) 电流环小时间常数之和 $T_{\Sigma i}$: 按小时间常数近似处理，取 $T_{\Sigma i} = T_s + T_{oi} = 0.0003s$ 。

4) 转速反馈系数 $\alpha = U_{nm}/n_N = 0.02$ ($n_{max} = 500r/min$)

5) 电流反馈系数 $\beta = U_{im}/(\lambda \cdot I_d N) = 1.667$

2.1.2 选择电流调节器结构

根据设计要求 $\sigma \leq 5\%$ ，并保证稳态电流无差，可按典型 I 型系统设计电流调节器。电流环控制对象是双惯性型的，因此可用 PI 型电流调节器。

检查对电源电压的抗扰性能：

$$\frac{T_l}{T_{\Sigma i}} = \frac{0.008}{0.0003} = 26.67$$

参看表 4-2 的典型 I 型系统动态抗扰性能，各项指标都是可以接受的。

表 4-2 典型 I 型系统动态抗扰性能指标与参数的关系

$m = \frac{T_1}{T_2} = \frac{T}{T_2}$	$\frac{1}{5}$	$\frac{1}{10}$	$\frac{1}{20}$	$\frac{1}{30}$
$\frac{\Delta C_{max}}{C_b} \times 100\%$	27.78%	16.58%	9.27%	6.45%
t_m/T_2	0.566	0.336	0.19	0.134
t_v/T_2	2.209	1.478	0.741	1.014

2.1.3 计算电流调节器参数

电流调节器超前时间常数: $\tau_i = T_l = 0.008s$ 。电流环开环增益: 要求 $\sigma \leq 5\%$ 时，按表 4-1，应取 $K_I T_{\Sigma i} = 0.5$ ，因此：

$$K_I = \frac{0.5}{T_{\Sigma i}} = \frac{0.5}{0.0003} s^{-1} = 1666.667 s^{-1}$$

于是，ACR 的比例系数为：

$$K_i = \frac{K_1 \tau_i R}{K_s \beta} = \frac{1666.667 \times 0.008 \times 9}{4.8 \times 1.667} = 14.997$$

2.1.4 校验近似条件

电流环截止频率: $\omega_{ci} = K_1 = 1666.667 \text{ s}^{-1}$

1) 校验 PWM 变换器传递函数的近似条件:

$$\frac{1}{3T_s} = \frac{1}{3 \times 0.0001} \text{ s}^{-1} = 3333.333 \text{ s}^{-1} > \omega_{ci}$$

满足近似条件;

2) 校验忽略反电动势变化对电流环动态影响的条件:

$$3 \sqrt{\frac{1}{T_m T_l}} = 3 \times \sqrt{\frac{1}{0.5 \times 0.008}} \text{ s}^{-1} = 47.43 \text{ s}^{-1} < \omega_{ci}$$

满足近似条件;

3) 校验电流环小时间常数近似处理条件:

$$\frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{T_s T_{oi}}} = \frac{1}{3} \times \sqrt{\frac{1}{0.0001 \times 0.0002}} \text{ s}^{-1} = 2357.022 \text{ s}^{-1} > \omega_{ci}$$

满足近似条件;

2.1.5 计算调节器电阻和电容

电流调节器原理图如图 4-23 所示, 按所用运算放大器取 $R_0 = 390 \text{ k}\Omega$, 各电阻和电容值计算如下:

$$R_i = K_i R_0 = 14.997 \times 40 \text{ k}\Omega = 599.88 \text{ k}\Omega$$

取 $600 \text{ k}\Omega$;

$$C_i = \frac{\tau_i}{R_i} = \frac{0.008}{600 \times 10^3} \text{ F} = 1.33 \text{ nF}$$

取 1.4 nF ;

$$C_{oi} = \frac{4T_{oi}}{R_0} = \frac{4 \times 0.0002}{40 \times 10^3} \text{ F} = 2 \times 10^{-8} \text{ F} = 20 \text{ nF}$$

取 20 nF 。

2.2 转速调节器的设计

2.2.1 确定时间常数

按照典型 I 型系统设计电流环时, 已取 $K_1 T_{\Sigma i} = 0.5$, 因此电流环等效时间常数为:

$$2T_{\Sigma i} = 2 \times 0.0003 = 0.0006s$$

转速滤波时间常数 T_{on} :根据所用测速发电机纹波情况, 取 $T_{on}=0.001s$ 。

转速环小时间常数 $T_{\Sigma n}$:按小时间常数近似处理, 取

$$T_{\Sigma n} = 2T_{\Sigma i} + T_{on} = (0.0006 + 0.001)s = 0.0016s$$

2.2.2 选择转速调节器结构

按照设计要求, 选用 PI 调节器, 其传递函数为:

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

2.2.3 计算转速调节器参数

按跟随和抗扰性能都较好的原则, 取 $h=5$, 则 ASR 的超前时间常数为:

$$\tau_n = hT_{\Sigma n} = 5 \times 0.0016s = 0.008s$$

由式

$$K_N = \frac{h+1}{2h^2 T_{\Sigma n}^2}$$

可求得转速环开环增益:

$$K_N = \frac{h+1}{2h^2 T_{\Sigma n}^2} = \frac{6}{2 \times 5^2 \times 0.0016^2 s^{-2}} = 46875 s^{-2}$$

于是, 由式

$$K_n = \frac{(h+1)\beta C_e T_m}{2h\alpha R T_{\Sigma n}}$$

可求得 ASR 的比例系数为

$$K_n = \frac{(h+1)\beta C_e T_m}{2h\alpha R T_{\Sigma n}} = \frac{6 \times 1.667 \times 0.04 \times 0.5}{2 \times 5 \times 0.02 \times 9 \times 0.0016} = 69.444$$

2.2.4 检验近似条件

转速环典型 II 型系统环节截止频率为:

$$\omega_{cn} = \frac{K_N}{\omega_1} = K_N \tau_n = 46875 \times 0.008 s^{-1} = 375 s^{-1}$$

电流环传递函数简化条件

$$\frac{1}{3} \sqrt{\frac{K_l}{T_{\Sigma i}}} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1666.7}{0.0003}} s^{-1} = 785.682 s^{-1} > \omega_{cn}$$

满足简化条件;

转速环小时间常数近似处理条件

$$\frac{1}{3} \sqrt{\frac{K_l}{T_{on}}} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1666.7}{0.001}} \text{ s}^{-1} = 430.335 \text{ s}^{-1} > \omega_{cn}, \text{ 满足近似条件}$$

2.2.5 计算调节器电阻和电容

转速调节器原理图如图 1 所示, $R_0=40\text{k}$, 则

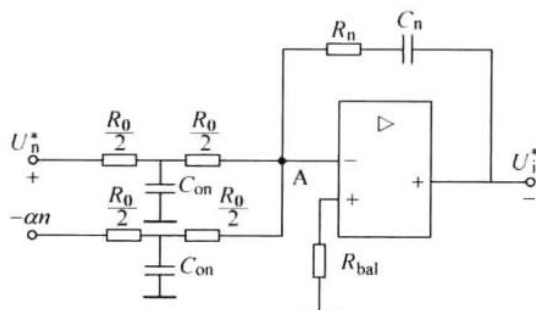


图 4-28 含配合滤波与反馈滤波的 PI 型转速调节器

$$R_n = K_n R_0 = 69.444 \times 40 \text{ k}\Omega = 2777.76 \text{ k}\Omega$$

取 $2800 \text{ k}\Omega$;

$$C_n = \frac{\tau_n}{R_n} = \frac{0.008}{2800 \times 10^3} \text{ F} = 2.86 \times 10^{-9} \text{ F} \quad \text{取 } 3 \text{ nF}$$

$$C_{on} = \frac{4T_{on}}{R_0} = \frac{4 \times 0.001}{40 \times 10^3} \text{ F} = 1 \times 10^{-7} \text{ F} = 0.1 \mu\text{F}$$

2.2.6 直流电机双闭环调速系统的动态结构图

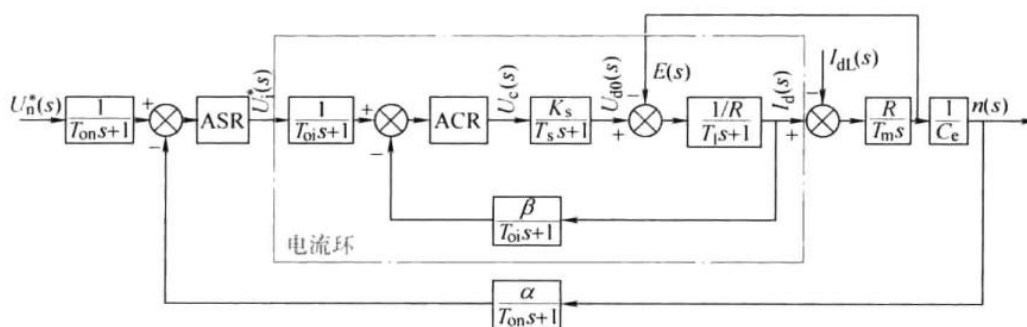


图 4-20 双闭环调速系统的动态结构图

T_{oi} ——电流反馈滤波时间常数 T_{on} ——转速反馈滤波时间常数

2.3 仿真模型搭建及仿真结果

2.3.1 仿真模型搭建

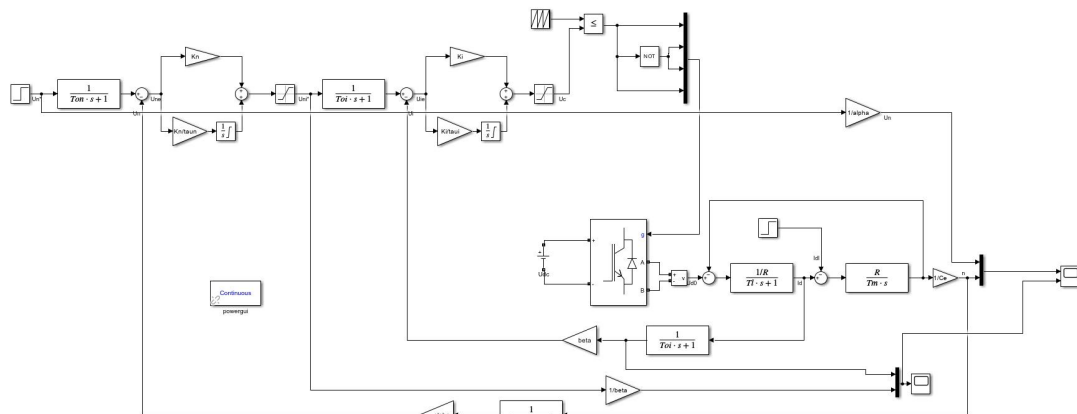


图 1 在 matlab 中搭建的转速电流双闭环仿真模型

2.3.2 仿真结果

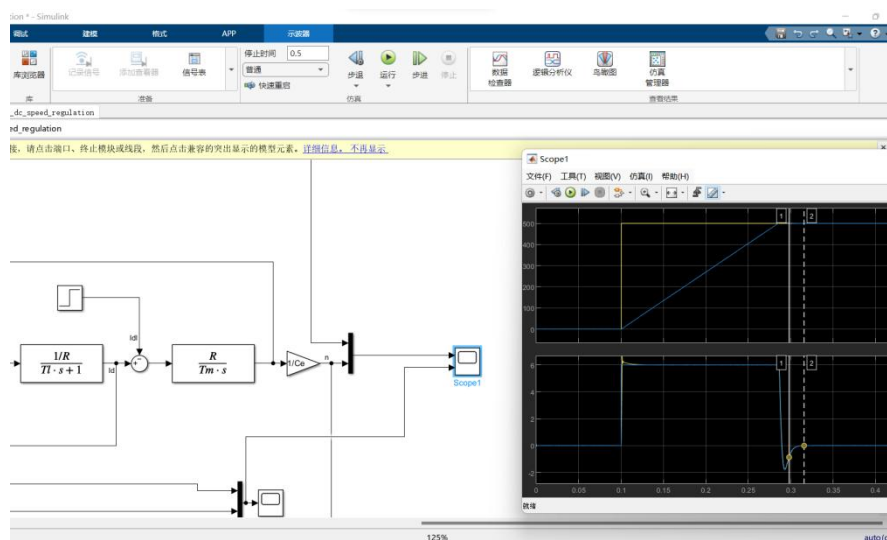


图 2 双闭环直流调速系统起动过程的电流与转速仿真波形图 1

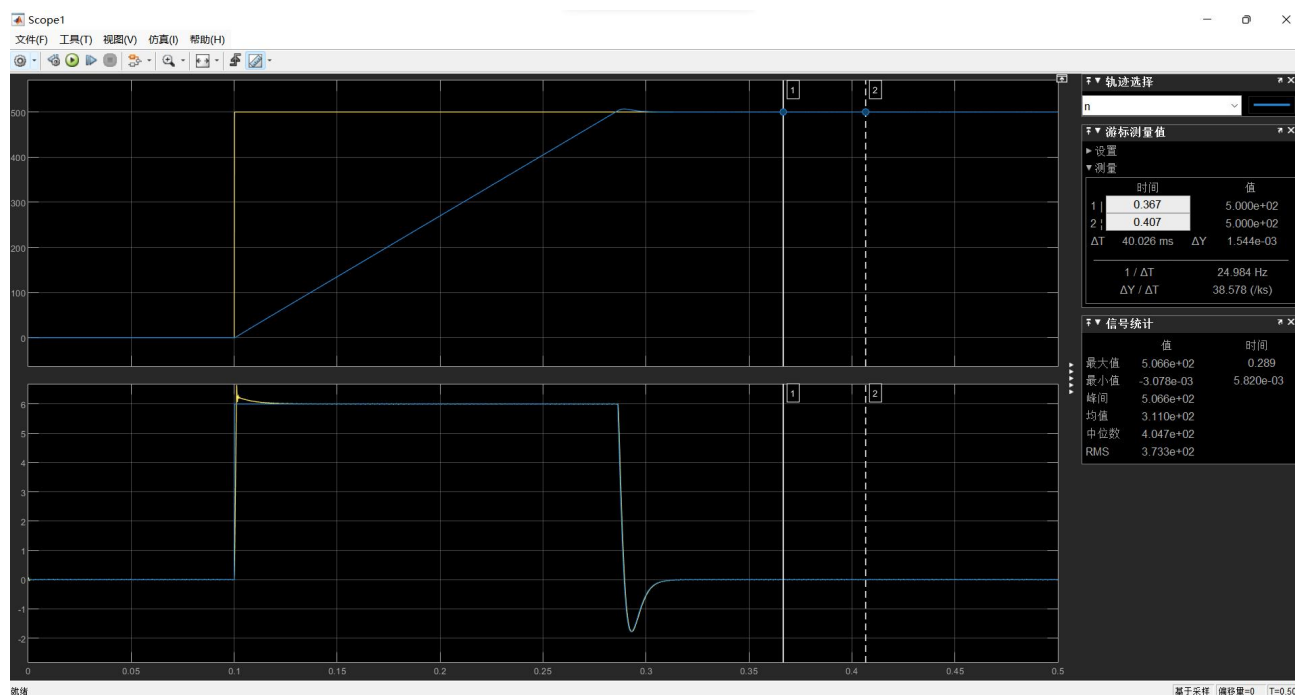


图 3 双闭环直流调速系统起动过程的电流与转速仿真波形图 2

由仿真波形图可知，波形图符合转速、电流双闭环控制直流调速系统的启动过程，从图 3 中的变化过程可以看到，电流首先从零增长到 I_{dm} ，然后在一段时间内维持其值近似等于 I_{dm} 不变，之后又下降并经调节后到达稳态值 I_{d1} 。转速 $n(t)$ 波形先是缓慢升速，然后以恒加速上升，产生超调后，回到给定值 n^* 。从电流与转速变化过程所反映出的特点可以把启动过程分为电流上升、恒流升速和转速调节三个阶段，转速调节器在此三个阶段中经历了不饱和（阶段 I）、饱和（阶段 II）以及退饱和（阶段 III）三种情况，以下对这三个环节的具体时间及数值用图片进行展示：

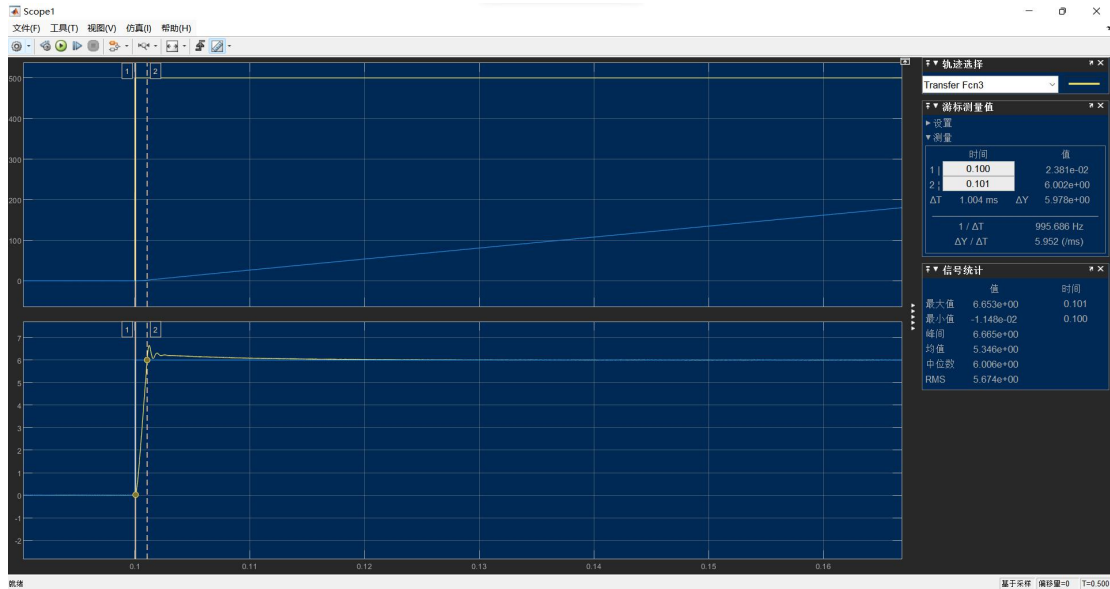


图 4 阶段一电流上升阶段（0.100~0.101s）电流数据

阶段一的特征是电流迅速上升至最大值；

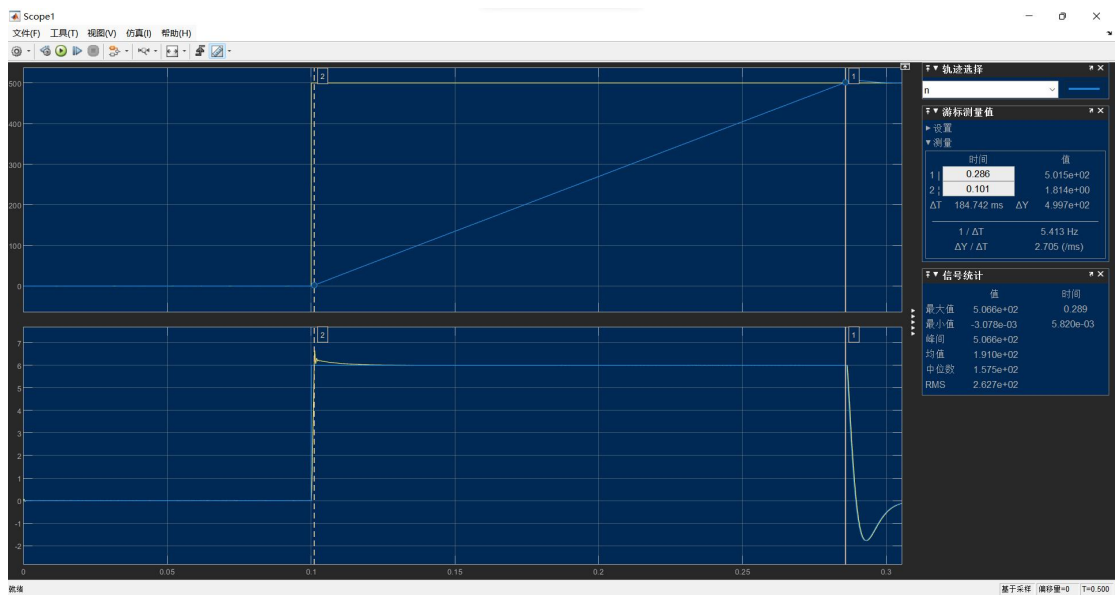


图 5 阶段二恒流升速（0.101~0.286s）转速数据

阶段二的特征是电流恒定，转速以恒定增速上升；

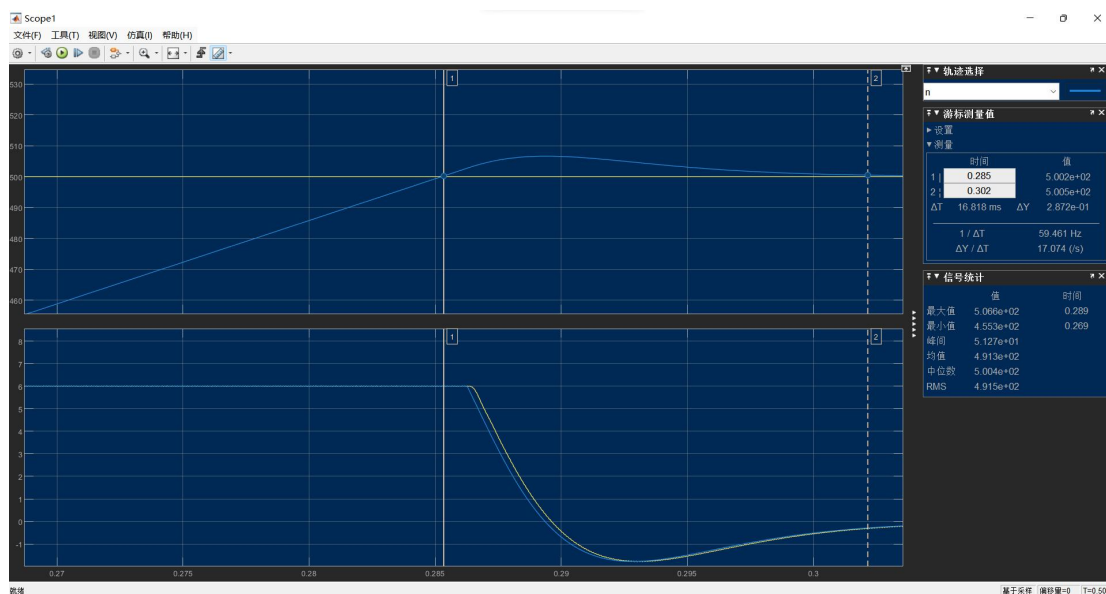


图 6 阶段三转速调节 (0.286~0.302s) 转速数据

阶段三的特征是转速超调后逐渐被调节器调节到额定值，电流逐渐回到 $I_{d1}=0$ ，达到空载状态；

2.4 仿真技术指标检验

2.4.1 稳态指标达成状况：

将负载由空载变为额定值（设置 $I_{dn}=4A$ ），观察电流转速波形图：

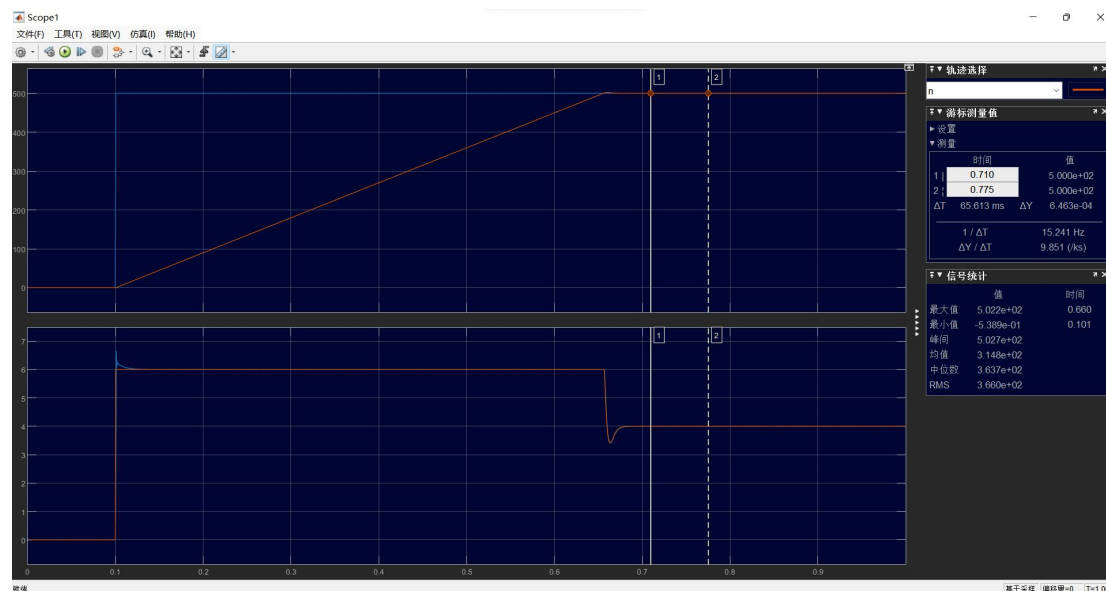


图 7 额定负载下电流转速波形图及稳态转速数值

再将负载由额定值增大至 $I_{dn}=5A$ ，观察电流转速波形图：

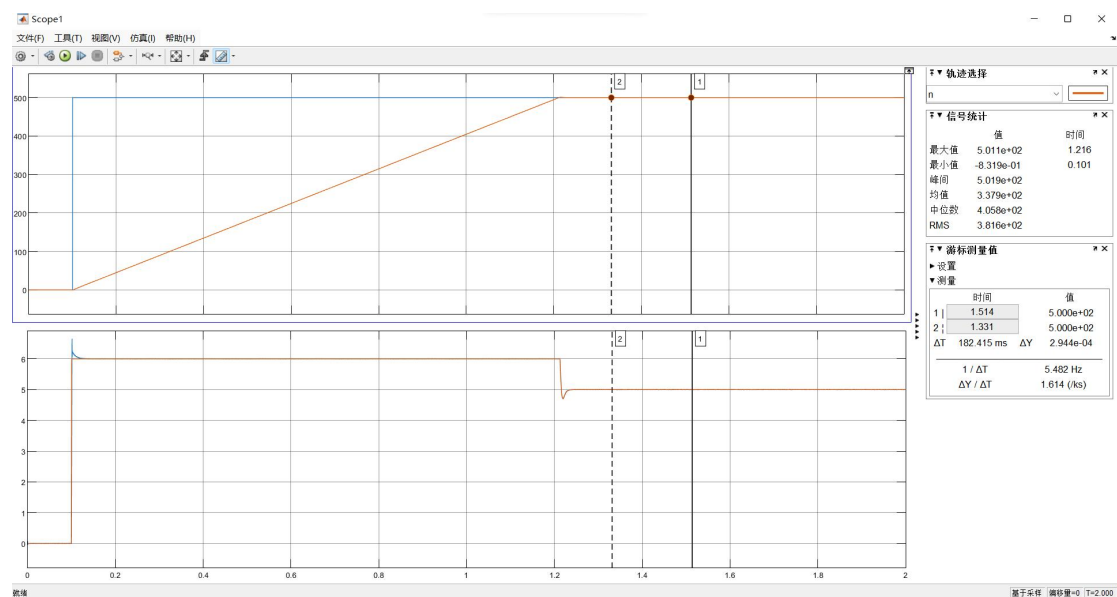


图 8 增大负载后电流转速波形图及稳态转速数值

由图 7、8 可知，不同负载下稳态转速不变，稳态无静差指标达成。

2.4.2 动态指标达成情况：

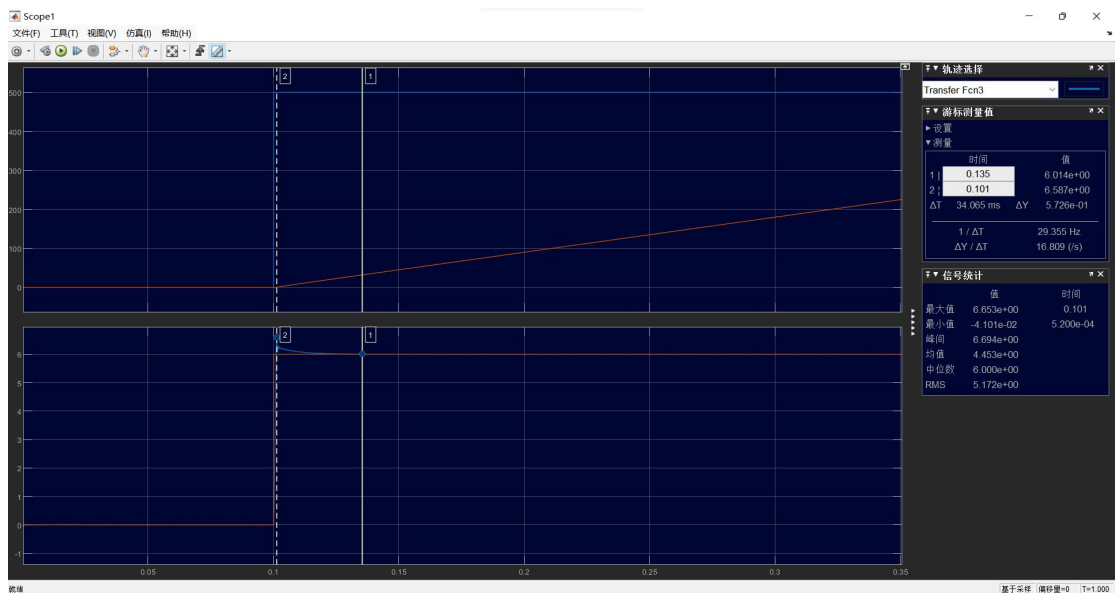


图 9 额定负载下电流超调量

电流超调量：由图 9 数据可知， I_{dm} （最大超调值）=6.653A， $I_{dn}=6.014A$ ，

$\sigma_i = (6.653 - 6.014) / 6.014 = 10.63\%$, 大于系统要求的 $\sigma_i \leq 5\%$, 电流超调量未达成指标。

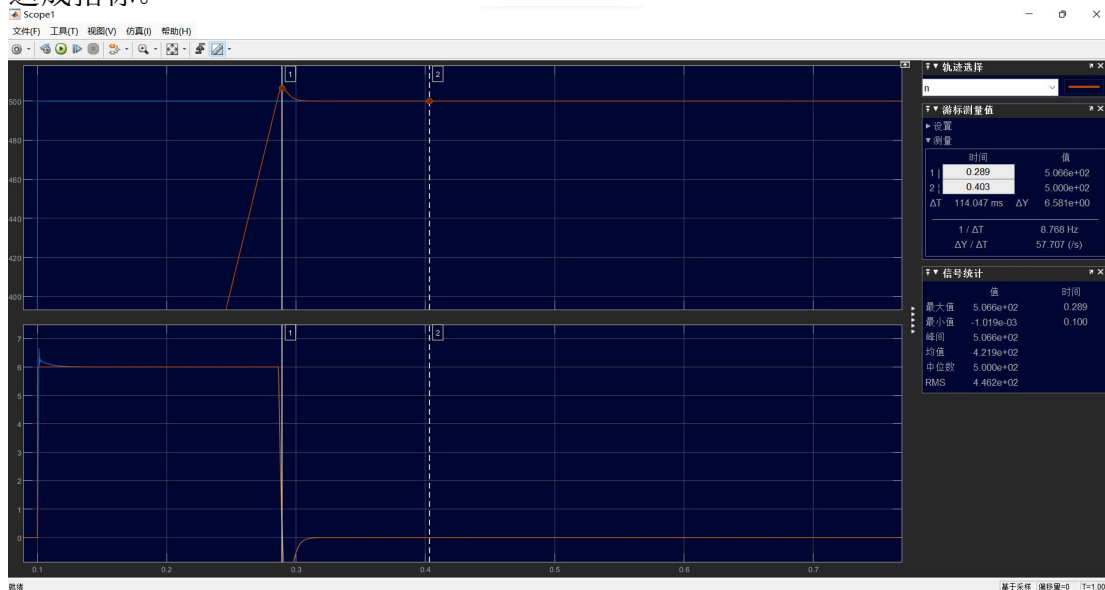


图 10 空载下转速超调量

空载起动到额定转速时超调量：由图 10 数据可知， $n_{\max} = 506.6 \text{ r/min}$ ， $n_N = 500 \text{ r/min}$ ， $\sigma_n = (506.6 - 500) / 500 = 1.32\%$ ，小于系统要求的 $\sigma_n \leq 10\%$ ，空载起动到额定转速时超调量达成要求指标。

2.5 改进优化

2.5.1 电流超调量的改进

由于系统电流环为典型 I 型系统，其开环传递函数中只有开环增益 K 和时间常数 T 两个参数，时间常数 T 往往是控制对象本身固有的，唯一可变的只有开环增益 K。又参照表 4-1 的参数关系 KT 与超调量的关系，我试着将 K 的数值调小， $T_{\Sigma i} = T_s + T_{oi} = 0.0003 \text{ s}$ 不变，从而达到减小电流超调量的目的。

表 4-1 典型 I 型系统动态跟随性能指标和频域指标与参数的关系

参数关系 KT	0.25	0.39	0.50	0.69	1.0
阻尼比 ξ	1.0	0.8	0.707	0.6	0.5
超调量 σ	0%	1.5%	4.3%	9.5%	16.3%
上升时间 t_r		$6.6T$	$4.7T$	$3.3T$	$2.4T$
峰值时间 t_p		$8.3T$	$6.2T$	$4.7T$	$3.6T$
相角稳定裕度 γ	76.3°	69.9°	65.5°	59.2°	51.8°
截止频率 ω_c	$0.243/T$	$0.367/T$	$0.455/T$	$0.596/T$	$0.786/T$

经测试得，当 $K_i T_{\Sigma i} = 0.06$ 左右时，电流超调量可以达到系统要求，以下是仿真波形图及数据：

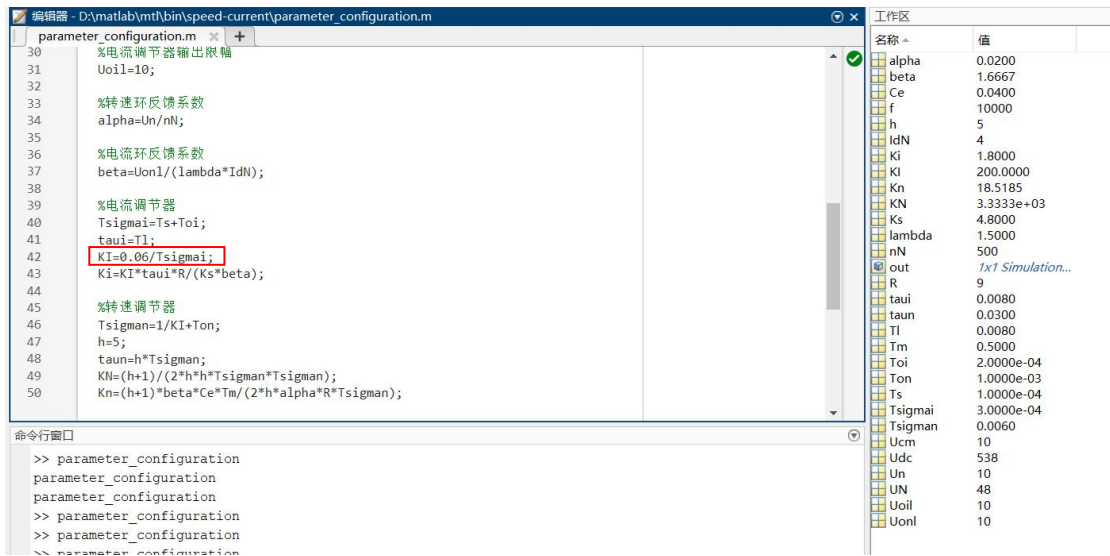


图 1 KT=0.06 后仿真模型相关参数数据

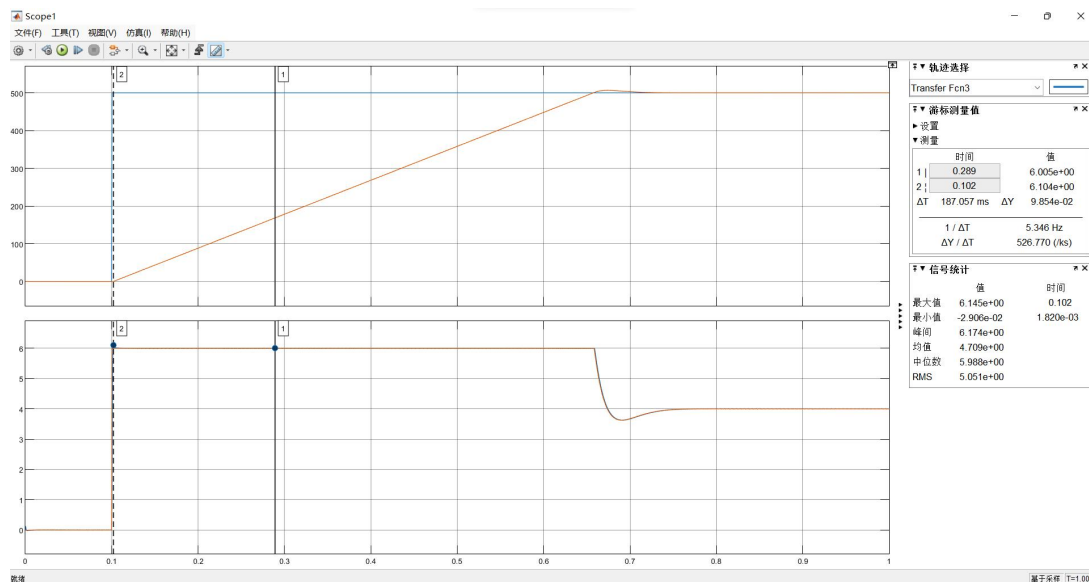
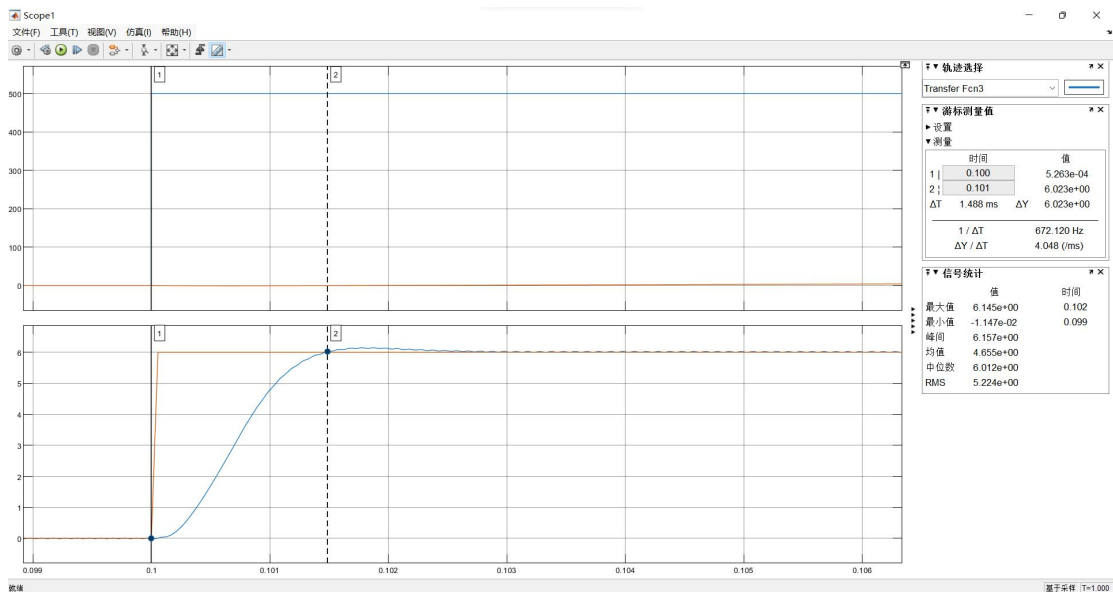
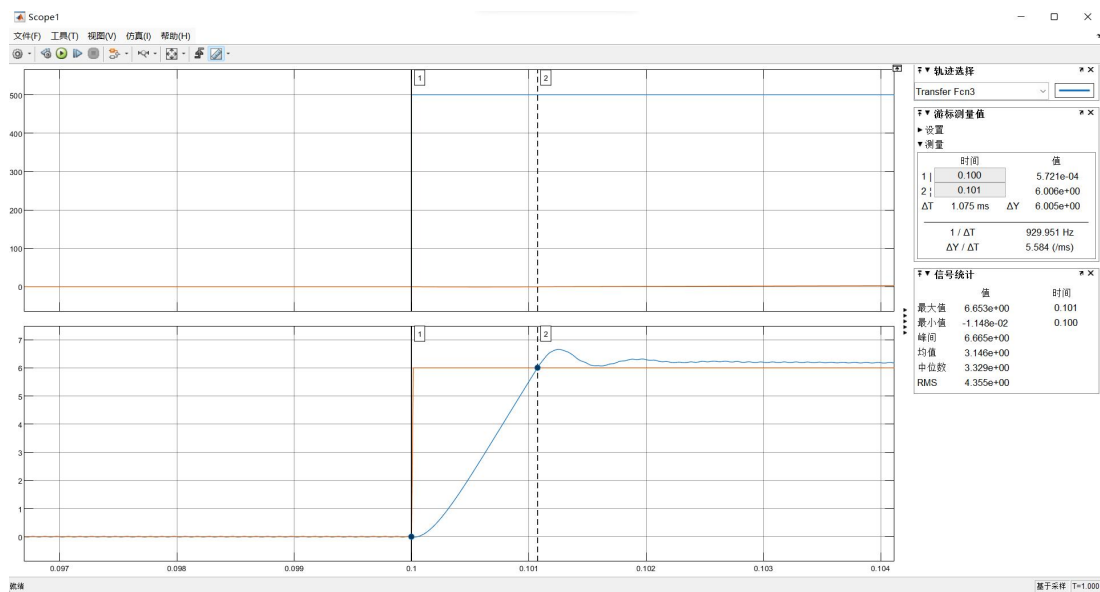


图 2 KT=0.06 后电流仿真波形图

由图 2 可得，当 $KT=0.06$ 时， I_{dm} （最大值）=6.145A， $I_{dm}=6.005$ ， $\sigma_i = (6.145 - 6.005) / 6.005 = 2.33\%$ ，满足系统要求的 $\sigma_i \leq 5\%$ 的指标；

2.6 局限性分析

2.6.1 上升时间增大

图 4 $KT=0.06$ 后上升时间图 5 $KT=0.5$ 时上升时间

由图 4 可知，当 $KT=0.06$ 时，上升时间 t_r 约为 0.0015s；由图 5 可得，当 $KT=0.5$ 时， t_r 约为 0.0011s；系统的快速性在满足电流超调量的动态性能指标后有所下降。

2.6.2 稳态精度下降

从稳态角度看，降低 kt 可能会对稳态精度有一定影响。虽然超调量降低使动态过程更平稳，但如果 kt 过低，可能会导致电流环在稳态时对负载变化的适应能力变差。例如，在负载有微小波动时，电流环可能不能及时准确地调整电流，从而影响转速的稳态精度， kt 从 0.5 设置为 0.06 来降低电流环的超调量，可以

使电流环的动态过程更平稳，但可能会导致响应速度变慢、稳态精度变差，并且对整个双闭环系统的动态和稳态性能以及稳定性都会产生一系列复杂的影响。

第三章 非技术性问题分析

3.3 各设计环节中的安全、健康以及环境保护因素考虑及电气工程师应承担的社会责任

3.3.1 安全因素

设计中提到电流超调量 $\sigma_i \leq 5\%$ ，这意味着电流调节器能够有效控制电流的波动，避免过流现象。过流保护是电机系统安全运行的关键，可以防止电机绕组过热损坏，减少火灾风险；转速调节器的设计确保了电机转速的稳定控制，避免因转速失控导致的机械故障和安全事故。

参数校验：通过校验 PWM 变换器传递函数的近似条件、忽略反电动势变化对电流环动态影响的条件等，确保系统在各种工况下的稳定性，避免因参数设置不当导致的系统故障。

性能验证：通过仿真检验了稳态和动态指标，确保系统在不同负载条件下的稳定性和安全性。

3.3.2 健康因素

电磁兼容性（EMC）：在实际应用中，电流调节器的设计应考虑电磁兼容性，避免电磁干扰对操作人员和周围设备造成影响。

3.3.3 环境保护因素

节能设计：通过精确的电流控制，减少不必要的能量损耗，提高系统的能源利用效率，符合环保要求。

3.3.4 电气工程师应承担的社会责任

1. 确保安全：电气工程师应确保设计的系统在各种工况下都能安全运行，避免因设计缺陷导致的安全事故。

2. 保护健康：在设计过程中，应考虑减少对操作人员和周围环境的噪声、电磁干扰等健康危害。

3. 环境保护：设计应注重节能和资源节约，减少对环境的影响，符合可持续发展的要求。

4. 持续改进：发现设计中的问题后，应及时进行改进，提高系统的性能和可靠性。

5. 遵守法规：设计应符合国家和地区的相关法规和标准，确保系统的合法合规运行。

第四章 总结

本设计报告详细阐述了转速、电流双闭环直流电机调速系统的设计与仿真过程。报告由贾屿泽同学完成，指导教师为迟青光老师。

设计任务是针对一个 200W、48V、4A、500r/min 的直流电动机，采用双极式 H 桥 PWM 驱动方式，构建一个双闭环（转速环和电流环）调速系统。系统需要满足稳态无静差，电流超调量 $\sigma_i \leq 5\%$ ，空载起动到额定转速时超调量 $\sigma_n \leq 10\%$ 的动态指标。

设计结果为系统在不同负载下，稳态转速保持不变，满足稳态无静差的要求。空载起动到额定转速时超调量 $\sigma_n = 1.32\%$ ，满足要求；但电流超调量 $\sigma_i = 10.63\%$ ，未满足要求，通过调整电流环的开环增益 K ，将电流超调量降低至 $\sigma_i = 2.33\%$ ，满足系统要求，达成了任务所需指标。

报告全面展示了双闭环直流电机调速系统的设计过程，包括方案选择、参数计算、仿真验证和优化改进。通过仿真结果分析，验证了系统满足技术指标要求，并对设计中的非技术性问题进行了深入探讨，体现了电气工程师的社会责任。报告引用了多篇专业文献，包括电力拖动自动控制系统、电力电子技术、现代电力电子学与交流传动等，为设计提供了理论支持。

参考文献

- [1] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统 —— 运动控制系统 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2016.
- [2] 王兆安, 刘进军. 电力电子技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2015.
- [3] Bimal K. Bose. 现代电力电子学与交流传动 [M]. 王聪, 译. 北京: 机械工业出版社, 2009.
- [4] 李发海, 王岩. 电机与拖动基础 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2005.
- [5] Zhang L, Wang X. Design and Analysis of Double Closed-Loop DC Motor Speed Regulation System [J]. Journal of Electrical Engineering, 2018, 26 (3): 45-52.