

# PaperPass旗舰版检测报告

## 简明打印版

### 比对结果(相似度):

总体: 22% (总体相似度是指本地库、互联网的综合对比结果)  
本地库: 22% (本地库相似度是指论文与学术期刊、学位论文、会议论文、图书数据库的对比结果)  
期刊库: 13% (期刊库相似度是指论文与学术期刊库的对比结果)  
学位库: 16% (学位库相似度是指论文与学位论文库的对比结果)  
会议库: 3% (会议库相似度是指论文与会议论文库的对比结果)  
图书库: 10% (图书库相似度是指论文与图书库的对比结果)  
互联网: 2% (互联网相似度是指论文与互联网资源的对比结果)

报告编号: 5CB32A7650BCARWMQ

检测版本: 旗舰版

论文题目: 基于扰动观测器的直流调速系统研究与实现

论文作者: 李全棒

论文字数: 34814字符(不计空格)

段落个数: 756

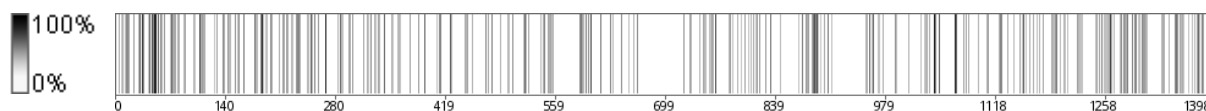
句子个数: 1398 句

提交时间: 2019-4-14 20:41:26

比对范围: 学术期刊、学位论文、会议论文、书籍数据、互联网资源

查询真伪: <http://www.paperpass.com/check>

### 句子相似度分布图:



### 本地库相似资源列表(学术期刊、学位论文、会议论文、书籍数据):

1. 相似度: 2% 篇名: 《直流电机控制算法的研究与实现》  
来源: 学位论文 东南大学 2013
2. 相似度: 1% 篇名: 《基于扰动观测器的永磁同步电机调速系统控制》  
来源: 学位论文 东南大学 2016
3. 相似度: 1% 篇名: 《永磁同步电机伺服系统的转速控制策略研究》  
来源: 学位论文 南京航空航天大学 2016

### 互联网相似资源列表:

1. 相似度: 1% 标题: 《直流电机控制算法的研究和实现. pdf文档全文免费...》  
<https://max.book118.com/html/2015/1230/32273918.shtm>

### 全文简明报告:

摘要

{42%：直流电机调速性能好，超载能力强，在工业生产中有着广泛的应用。} {49%：本文针对直流电机在冷轧管生产中的应用需要，研究了其对直流电机调速与励磁控制性能的要求，} 并基于 DSP进行了有关控制方法的编程实现与测试。

本文首先讨论了直流电机的数学模型，然后介绍了电机的双闭环控制方法，并对电机转速超调、容易受到负载扰动干扰的原因进行了分析。 {47%：在此基础上分析了速度环为IP控制器与 PI控制器的区别，理论分析表明，} {47%： PI控制器的响应速度、超调量大于 IP控制器，但二者的抗扰动性能一致。} 最后通过实验仿真验证了理论，为他励直流电机电流环与速度环控制器参数整定提供了理论依据。

分析了冷轧管机在应用中存在的负载变化大，转速波动等问题，为了得到更好的控制性能，在双闭环控制中引入扰动观测器。 {40%：理论分析表明 P+ DOB控制器的抗扰动性能要优于传统的双闭环控制，通过调节滤波器系数与速度环比例控制器系数，} {48%：可以对 P+ DOB控制器的响应速度与抗扰动型呢进行调节。} {50%：最后在以DSP为核心的数字直流调速器上对相关控制算法进行了编程实现与控制实验。}

关键词： {42%：他励直流电机、扰动观测器、MATLAB仿真、数字直流调速绪论}

电机的历史非常悠久，自从第二次工业革命-电气化时代以来，电机就开始广泛参与人类生活的方方面面。 {58%：电机按工作电源种类来说可以分为交流电机与直流电机两大类。} {52%：对应于电机的控制，交流调速系统与直流调速系统是电机自动控制系统中的两个重要组成部分。} {58%：直流调速系统与交流调速系统相比，调速精度高，调速范围广，变流装置控制简单，并且具有更好的启动与制动性能[1]。} {52%：在调速性能要求比较高，大功率，大扭矩的场合，如轧钢厂，海上钻井平台，直流调速系统仍占据主导地位[2]。}

{48%：伴随着电力电子技术，计算机技术，控制理论等的发展，直流调速系统也在不断进行变革与发展。} 首先实现了整流器的更新换代，以晶闸管整流装置代替了习用以久的直流发电机电动机组及水银整流装置[3]。 早期的控制系统采用模拟分离器件构成，由于模拟器件的存在的缺点： 存在零漂电压，温漂等。 另外由于模拟器件的体积一般较大，且构成系统的器件较多，使得模拟调速系统控制精度与可靠性较低[4]。 {53%：80年代以来，伴随着电力电子技术与计算机技术的飞速发展，数字式直流调速系统逐步发展，并逐渐取代了模拟直流调速系统。} 目前，世界上很多工业领域的知名企业都开发了自己的直流调速系统，并且在工业生产、机器人控制、航空航天等领域得到了广泛应用。

美国通用电气公司的 DV-300系列，提供工具箱配套进行开发，能够对电机的励磁电流，转速， 电枢电流等进行高精度的调节，并支持开发的通信协议，可以与多台电机进行联合控制[5]。 {51%：德国西门子公司的6 RA70系列，单台的额定电流有3000 A，并可以通过并联晶闸管单元进行扩容，} 该系统具有强大的通讯能力，支持 profibus、 USS等通讯协议[6]。 {52%：这些产品大多已经广泛地应用于冷热轧钢管机、钻井勘探等工业生产过程，为生产的自动化程度提高做出了很大帮助。} {45%：近年来，国内也开始陆续生产自由品牌的直流调速器，并对部门海外的产品进行国有化改造。}

{73%：2006年，东南大学自动化学院受南京某生产厂家委托，开发全数字化的直流调速器，并将其应用于冷轧管机的主电机控制之中。} 这款控制器以增强性51单片机为控制核心，器件成本较低，实现了直流电机转速的双闭环PI控制。 经过实际环境中的检验应用，这块调速器的可靠性与稳定性都得到了验证， {81%：可以成功应用于额定功率在15 Kw到670 Kw之间直流电机的调速，} {56%：满足了主流类型冷轧管机转速控制的工业使用要求。} {57%：此后基于原有的系统，自动化学院又先后设计了基于 ARM类型的全数字化直流调速器，} 依托更高性能的数字处理器，提高调速器的控制技术，以及调速装置的技术水平。

## 冷轧管机发展现状

现代化建设离不开各式各样的管材，金属管材是管材中一个非常重要的门类。在众多的金属管材中，冷轧管因其独特的特点应用于国民经济发展的方方面面，比如将冷轧管用于精密机械制造，液压设备等。冷轧管也大量应用于管道工程建设，如输送水煤气、石油、天然气、煤气、水及运送某些固体物料等，{41%：与传统的钢管，钢筒，水泥管道相比，冷轧管抗弯，抗扭的强度相同，同时相对而言重量较轻，} 是一种比较经济的截面钢材[7]。

{71%：冷轧管机是用于生产冷轧管的机械，它是一种周期性工作的轧机，其工作机架借助于曲柄连杆装置作往复运动，} 用冷轧的方法生产的不锈钢管表面质量高、机械尺寸精确[8]。 {100%：目前，冷轧是生产高质量无缝钢管最为现代和经济的方法。}

{77%：冷轧管机的主要结构包含以下部分：} {59%：回转/送进机构、主电机及其传动机构、轧机机架、平衡装置等组成。} {76%：机架是承受轧制力的主要部件，在机架中装有轧辊轴、轧辊环、轴承座、同步齿轮和压下调整装置。} {91%：普通冷轧管机的传动方式是通过偏心齿轮驱动机架往复运动。} {100%：为了克服轧机机架在往复运动中产生的巨大惯性力和惯性力矩，提高机架的速度，必须采用惯性力和惯性力矩的平衡装置。} 冷轧管的轧机机架由曲轴连杆带动运动[1]，在机架中，有上下两个轧棍。有一个模数与齿数相同的齿轮安装在轧辊轴的一端，它与固定的齿条啮合，这样可以保证上下两条轧棍可以反方向同步转动[1]。 {70%：为了保证加工过程中管材变形的合理性以及管材的质量，在轧机机架做往复运动的前后极限位置处，} {55%：必须让管胚旋转一个特定的角度[1]，然后将管胚向轧制方向移动一段。} 轧机机架不停地往复运动，轧制的管材就源源不断地生产出来。{55%：从轧机的结构以及轧制管材的过程中可以看出，轧机机架是生产过程中的核心部件，而轧机机架的驱动通常依靠的是直流电机以及相关的驱动装置。}

{60%：轧机机架通常由直流电机进行驱动。} {45%：从生产过程可以看出，电机的运行速度需要与设定速度值保持一致。} 因为生产过程中，负载转矩冲击较大且会周期性波动，因此在受到冲击时电机速度波动要求要小。此外负载转矩很大，在电机启动，制动时，速度要尽量平滑，冲击要小。 {53%：例如某型号的大型轧机启动时的电枢电流很大，2500A左右，轧制时因为负载转矩的变化，电枢电流则在150A~800A之间周期性波动。} 如果以此进行推算，电枢电流的变化反映了负载转矩的变化，那么启动时的最大负载转矩大约为正常工作轧制时最大转矩的3倍，而轧机工作时电机转矩高低峰之间倍值为3~5倍[1]，这些都对电机控制提出特定的场合需求。

## 他励直流电机控制

{48%：目前，直流调速系统已经有了较为成熟的方案，一般情况下，基于双闭环PI的控制方案，已经能够满足大多数应用场景下的需求。} 但是在实际的工业应用中，大型电机并非一个线性的被控对象，模型参数也会随着环境变化，同时其运行也会受到外部干扰。基于线性参数的双闭环PI控制并不能够完全满足各种工业场景下的应用，特别是对于一些模型参数策略误差较大， {41%：外部干扰剧烈的控制场景，常规的PI控制器往往鲁棒性较差，难以满足快速响应，抗干扰能力强等要求。} {43%：随着微控制器的运算能力逐渐提升，越来越多的先进控制算法也开始逐步在各类控制场景下应用。} {43%：本文在理论研究基础之上，针对工业生产现场冷轧管机主电机的控制应用场景，} {72%：寻求最为合适的控制算法，并计划将之应用到基于ARM的数字直流调速器上，} {47%：从而在实际生产过程中进行进一步的测试与改进。}

{55%：对工程应用中的他励直流电机性能控制要求}

{49% : 1.2.1.1对他励直流电机励磁性能控制的要求}

{49% : 他励直流电机的励磁回路与电机电枢回路是分开的, 因此励磁电流与电枢电流无关, 可以分开控制。} 他励电机转子运行的磁场由励磁回路提供, 励磁磁场的强度取决于励磁电流的大小, 而任何励磁电流的波动都会对电机的运行造成影响, 例如电机的‘飞车’现象, 便是由于在电机运行过程中, {47% : 励磁电流突然为零, 因此电机转机在原有转速下就只能产生很小的感应电动势, 进一步导致电机电枢电流迅速增大, } 烧毁电机, 甚至引发生产事故[9]。 {48% : 励磁回路的控制器需要保证励磁电流稳定, 安全可靠。}

(1)工业生产现场往往有许多大功率用电生产设备, 许多大型用电设备同时使用会造成工业现场电网电压的波动, 极大降低用电质量, 此外在大功率用电设别启动时, 电网电压会剧烈下降, 有些情况下甚至会有30%的电压下降, 这就需要励磁控制系统对电网电压的波动有很强的抗干扰能力, 降低电网电压波动对励磁电流的影响。

(2)励磁绕组在工作较长时间后, 往往会发热, 在冷热态不同条件下, 励磁绕组的参数会有一定的变化, 这要求励磁绕组控制器对控制对象的参数波动有一定的鲁棒适应性。

{44% : (3)不同类型的励磁绕组回路参数会有比较大的差别, 完全依赖现场安装人员调整参数费时费力。} 同时随着使用年限的增加, 励磁绕组的参数也会受到影响, 控制系统能够自动完成励磁绕组参数的测量, {52% : 并根据实际使用情况调整控制器的参数, 以达到最优控制效果。}

#### 1.2.1.2对他励直流电机转速性能控制的要求

电机的转速控制是电机控制的最终目标, 对他励直流电机励磁系统的控制也是为了保证一个稳定的磁场环境, 从而便于对电机转速的控制。

(1) 针对冷轧管的生产, 冷轧管机主电机的转速的偏差不能超过1%, 因此电机的控制要满足电机转速稳态性能的要求。 在工业生产过程中, 冷轧管机主电机的负载转矩会发生周期性的变化, 这需要电机控制具有抗负载扰动的能力。

(2) 冷轧管机主电机在启动、停止的时候转速加速度不能过大, 加速度始终要小于一个范围, 电机的启动与停止速度控制需要尽量保持平稳, 满足冷轧管机主电机对电机动态加速度的要求。

(3) 与励磁控制一样, 电机的转速控制同样会受到工业现场电压剧烈变化的干扰, 因此电机控制能对电网电压具有一定的抗扰动能力, 确保电机能够按照指定的转速无偏差地稳定运行。

(4) 大功率电机的耗能十分严重, 耗能过多还会导致电机发热, 工作效率下降, {46% : 电机的控制最好可以满足电机运转节能的需求, 降低电机的能耗。}

{42% : 直流电机转速的控制往往采用电流-转速双闭环 PI控制策略, PI控制器参数选择合适, 大多数情况下可以满足系统的需求, } {41% : 但针对上述分析的电机转速期望控制性能控制目标, 双闭环 PI控制器并不能实现。} {41% : 针对具体的工业应用, 可以采用更智能的控制策略, 改进已有的控制方法, 得到更好的控制性能。}

### 直流调速控制系统

#### 直流电机调速方式



{68%：直流电机的工作原理是通电线圈在磁场中受到电磁力的作用发生旋转运动[10]。} 主磁场建立的方式直接影响了直流电机的机械特性与电气特性，不同的磁场生成方式会使直流电机具有不同的电气机械特性。 {81%：按照励磁方式的不同，直流电机可分为以下几大种类型：} 他励、并励、串励、复励。 {46%：本文研究的冷轧管机主电机为大型他励直流电机，故此本文在这里只讨论他励直流电机的工作特性。} {52%：对他励直流电机而言，如下图所示，电机励磁线圈与电枢绕组是分开的，} {59%：可以分别由不同的电源供电，因此励磁电流与电枢电流互不相关。}

{47%：电磁转矩 $T$ 是磁场与电枢绕组相互作用下所形成的旋转力矩。} {48%：电磁转矩的大小取决于电枢电流，励磁磁场的强度与以及电机的机械结构。} 假定励磁稳定，定义

为转矩系数，与电机结构，励磁磁场强度直接相关，该参数反应了在稳定励磁的条件下，

(2.2)

在稳定励磁的条件下，电枢绕组受到电磁转矩 $T$ 作用而旋转，电枢绕组的磁通量会因而变化，就会产生出对应的电枢感应电动势

。 定义

{40%：为电机电势系数，与电机结构与励磁磁场强度有关相关，该参数反映了电机电枢感应电动势与转速的比例关系。}

其中由上面的公式，可以化简得到其传递函数形式如下：

{68%：对他励直流电机而言，有三种调速方式：} {51%：调节电枢电压调速、调节电枢回路串联电阻调速、调节励磁磁通调速[11]。} {48%：对调节电枢回路电阻调速而言，在电枢回路中，通过改变电枢回路电阻来进行调速，只能在电机的额定转速以下调速，} 调速范围较小，而且由于电阻是分段添加与减小只能分段来进行，因此无法做到平滑调速[12]。另外，对大电机而言，工作时候的电枢电流一般较大，因此额外的电枢回路电阻会造成不必要的电力浪费， {50%：因此一般不采用调节电枢回路电阻的方式来调节电机转速。}

对他励直流电机调速而言，主要的调速方式也只有两种，也就是调节电枢电压与调节励磁电流（励磁电流与励磁磁场强度直接相关）。 调节励磁电流调速适合从额定转速向高速调节，即在保证电枢电流等于额定电流的情况下，将电机由基速向上调节。 也就是说，只有在额定转速以上的时候，才会采用减弱励磁电流的方式来提高转速（即弱磁升速）[13]。 {59%：在额定转速以下，一般采用调节电枢电压的方式来调速。} {48%：之所以在额定转速以下，使用调节电枢电压的调速方式，而不是通过调节励磁电流来调速，} 是因为电机的转速与励磁磁场强度不是线性关系，从而导致励磁调速不够平滑。 此外过低的励磁电流，容

易导致‘飞车’现象（励磁磁场强度过低，导致电枢电流过大，发生意外事故），而调压调速更便于实现，也更节能。因此总结如下：

{54%：(1)额定转速以下，使用调节电枢电压的方式调节电机转速。}

{44%：(2)额定转速以上，使用调节励磁电流的方式调节电机转速。}

{43%：调压调速是指在励磁磁场强度与电枢回路电阻不变的情况下，通过改变电枢电压的方式来进行调速[14]。} {44%：采用调压调速可以在电机额定转速以下设定任何需要的速度，调速范围宽，调速过程平滑，} 并且调压调速的方式运行效率比较高，在工程上也便于实现[1]。其降压减速的调节过程如下图所示：电机工作在状态 A，此时系统要降速，因此调低了电枢回路电压，电机转速不会突变，电机电枢电流则会瞬时减小，因为电磁转矩取决于电枢电流与励磁磁场强度的影响，电枢电流的降低则导致电磁转矩的减小，因此电机的工作状态从 A 瞬时转换到状态 B。{55%：在状态 B 上，因为电机的电磁转矩减小，打破了电磁转矩与负载转矩间的平滑，} 所以电机的转速会逐步下降，电机电枢电流会逐步增大，于此同时，电机的励磁转矩也在同步增大，电机从状态 B 沿着特性曲线逐步转换到状态 C。{42%：在状态 C，电机的励磁转矩与负载转矩重新达到了平衡，电机开始稳定运行在预订速度上。}

{45%：本文只研究电机额定转速以下的调速情况，因此本文只讨论电枢电压调速这种调速方式。} {58%：本文下一部分介绍直流电机的数学模型。}

#### 他励直流电机的数学模型

假定励磁稳定，且保持不变，电动机本身的阻力（如摩擦力矩，空转力矩等等）都归并到负载转矩

中，

{64%：在励磁稳定的条件下，已知电磁转矩  $T_e$  =}

，将负载转矩也转化为类似的形式，设定

=

，代入上式，经转换可以得到下式：

{66%：设定电气时间常数机电时间常数，，可得：}

{68%：进行拉普拉斯变换后，可以得到传递函数形式的输入输出：}

{44%：通过上面的分析，可以得到稳定励磁条件下，直流电机工作过程的动态结构图：}

{44%：对他励直流电机而言，在稳定励磁的情况下，可以通过调节直流电机的电压来调节转速。} {52%：在工程应用中，转速-电流双闭环调速系统被广泛应用于直流电机的调速。}  
} 双闭环调节相比于基于速度反馈的单闭环调节，双闭环调节兼具单闭环调节的优点，结构简单，便于实现，同时双闭环调节相比单闭环调节具有更好的动态性能，可以更快地启动， {56%：制动，同时对于负载转矩的变化，也具有更强的抑制能力。} {61%：下图为直流电机转速-电流双闭环反馈控制动态系统图：}

{96%：ASR代表速度控制器，ACR代表电流控制器。} {44%：ACR为内环控制器，控制电机电枢电流，ASR为外环控制器，控制电机转速[15]。} {42%：转速环为主控制环，主要控制电机转速跟随输入电压变化，保证转速控制能够稳态无静差，} 同时对外部负载转矩的变化有一定的抗扰动能力[16]。 电流环为副控制环，主要保证电机电枢电流能够加快跟随输入电压的变化，例如在电机启动时，可以让电机电枢电流加速变大， {41%：同时不会超过系统允许的最大电机电枢电流，从而在保证安全的情况下加速启动过程；} {46%：在电机负载过大的情况下，电流环则保证电机电枢电流不会过多。} {42%：通常情况下，双闭环控制中的转速控制器ASR与电流控制器ACR均采用PI控制器，这样可以满足一般情况下的电机调速需求。} 对于一些复杂的应用场景需求，双闭环PI控制则不能完全满足系统控制所需的性能指标。

### 调速控制算法介绍

随着计算机硬件技术的发展，特别是微处理器的运算能力越来越强，越来越多的更现代的控制算法开始在电机的控制中得到应用。 {59%：本章节主要介绍直流电机调速算法的发展。}  
}

### PID控制

{47%：PID控制（比例，积分，微分控制）是最常见的调速算法，至今已经问世70多年来，它的特点是：} 结构简单，调参方便，稳定性好，便于应用[17]。 {61%：这些特点使得PID控制成为工业控制中应用最广泛的控制算法。} 很多工业应用中，控制对象的模型难以建立，或者说模型结构与参数不清晰，这个时候先进的控制理论， {41%：算法往往难以应用，而PID控制算法可以在现场依靠经验与实验来调整参数，实现控制。}

工业现场，大型直流电机的工作环境复杂，例如： 电网电压的波动，温度，噪声等的干扰。 由于噪声的干扰，微型计算机往往会放大噪声，造成控制速度的不稳定。 另外，大型直流电机并非完全的线性系统，随着工作年限的增长或者生产环境的影响（如温度等），

{47%：系统的参数会发生变化，这时 PID控制往往不能很好地适应，控制效果不佳。} 在这种情况下，人们根据应用的环境，研发了各种基于PID的复合控制方式：如模糊 PID控制[18]，基于神经网络的 PID控制[19]，基于扰动观测器的 PID控制[20]等，很好地提高了系统的适应性与控制性能。

### 鲁棒控制

{53%：鲁棒控制的研究始于20世纪50年代，鲁棒控制是指控制系统在控制对象参数或结构一定的摄动下，维持控制的性能。} {49%：由于实际工业应用中，控制对象的精确模型一般很难得到，因此控制对象模型的不确定性在应用中广泛存在。} {46%：文献[21]以永磁同步电机的速度控制器作为研究对象[21]，提出利用鲁棒控制理论来设计速度控制器，} 从而解决负载变化，外部干扰等不确定因素的影响，但算法复杂，实现起来比较困难。

### 模糊控制

{53%：模糊控制（Fuzzy Control）是智能控制的一个分支，核心是对于复杂的控制过程建立一种语言分析的数学模式，} {47%：使得自然语言能够转换为计算机所能接受的算法语言。} {53%：现代控制理论的基本要求就是需要建立被控对象的数学模型[22]。} 然而，由于很多原因，比如：被控对象结构机理过于复杂，被控对象工作过程存在时变性，较大的外部干扰或者现场数据测量不方便等原因，这些对象难以建立精确的数学模型。{49%：对于这些不能建立精确控制对象的模型，采用传统的控制方法往往不靠你达到想要的效果。} {44%：而在实际工业生产过程中，现场操作人员通过现场操作累积经验实现对被控对象的操作。} {42%：操作人员累积的经验中包含了被控对象的特性考虑，以及在各种情况下的性能指标与相对应应该采取的控制措施，} {47%：很多情况下，这种根据经验的模糊操作可以取得比传统控制方法更好的效果。} 这些经验信息是以自然语言的形式存在的，通过对语言的分析，建立一套合适的语言模式，使得这些语言可以被计算机所理解，模糊控制理论由此产生。

{44%：使用模糊控制时，受控系统的行为是由一系列模糊规则来进行管控的[23]。} {53%：模糊控制可以模糊控制的实现主要分为四部分：} {59%：根据工业操作的实践经验建立模糊规则库，} {51%：模糊化（对控制系统输入量进行满足模糊规则的处理），} {60%：模糊推理（根据已有的模糊规则进行决策判断），} {43%：解模糊（对推理得到的决策解模糊得到系统输出）[24]。} {47%：因为模糊控制不依赖与被控对象的精确数学模型，所以特别适合于非线性、模型不完全、时滞、时变系统的控制。}

### 自适应控制

自适应反馈控制可以如此定义：在没有人的干预下，随着环境的变化，自适应控制能够调节自身的控制器参数，以实现最大程度的最优控制[25]。任何系统都有不确定性，例如对于直流电机的电枢回路串联电阻、转动惯量、电路电感等随着环境的改变与使用年限的增加，这些参数都会发生改变。{48%：自适应控制也被称作适应控制，这种控制方法对系统参数的变化具有适应能力，它的研究最早起源于20世纪50年代，} 针对对象特性在运行过程中发生漂移、变化等情况。

自适应控制过程包含三步：首先根据对象的动态特性在线辨识被控对象，在已经识别被控对象的基础上采取对应的决策，根据决策指令调整自身控制器参数。{44%：文[25]针对传统 PID控制器的不足，采用自适应控制策略，将小脑模型神经网络（CMAC）与PID控制相结合，} {44%：减小了系统的超调，并能够保证系统较快的启动响应速度，相比原有的 PID控制，} 提高了系统的动静态性能。



## 基于扰动观测器的复合控制

{63%：扰动观测器可以很好地抑制系统外部扰动。} {73%：扰动观测器的概念最早由日本学者大西公平（k. Ohnishi）提出的[27]。} {44%：扰动观测器的结构简单、参数调节方便，可以大大增加系统的抗扰动能力，因此在运动控制系统上得到了广泛应用。} 扰动观测器的基本思想是：在控制系统中，把不确定的外界干扰以及参考模型与实际模型的差异看成是干扰的一部分，通过扰动观测器观测得到系统受到的干扰，{60%：并把这个干扰补偿到系统的控制输入端，以抵抗扰动对系统控制的影响。} 文[26]介绍了在冷轧管机的工业生产应用中，冷轧管轧机的主电机与轧辊间距离较长而连接部分刚度有限，在高速轧制时，由于负载扰动的干扰，冷轧管机的主电机转速容易产生振荡，此外连接部分也容易因此发生断带。{48%：常规的电机电速双闭环控制系统难以克服该缺陷，引入基于扰动观测器的带前馈补偿的直流电机转速控制系统[26]，} {52%：有效地改善了系统性能，使得扰动观测器在生产过程中得到了很好的应用。}

## 基于Matlab的直流调速系统仿真

{41%：随着微电子技术的发展，计算机的运行速度与计算能力也逐步提高，计算机仿真技术可以用于系统的研究与分析，} 从而缩短研发时间，并极大地节省研发精力[29]。在对电机调速系统的研究中，为了提高控制性能，需要研究电机的各种运行状态：例如电机的启动状态，电机的刹车状态，停止状态，以及电机在变化负载扰动干扰下的运行状态等等。通过对电机工作中电枢电流、输出转矩、电机转速的观察，可以对提出的控制策略进行验证与分析，从而服务于控制理论的研究。 本文仿真所采用的平台为MATLAB/SIMULINK软件。

## 电机模型的建立

{94%：Matlab是一套功能强大的工程数值运算和系统仿真软件，它具有数值分析、矩阵运算、图形处理、仿真建模、系统控制和优化等功能[28]。} SIMULINK是 MATLAB内部的一个工具软件包，提供可视化仿真功能，SIMULINK内部包含丰富的预定义模块库以及交互式的图形编辑界面，通过对各种模块的组合可以对数字系统与模拟系统进行仿真[30]。除了各种预定义的模型，用户还可以对已有的模块进行扩充来自定义模块。

为了能够更加符合实际情况，仿真所使用的电机参数为Z4系列Z4-315-42型直流电机的参数。

对应于控制的电机： 电气时间常数：

在电机处于运行处于稳态时，电机电枢电流不再变化，由式2-1与式2-3可知反电势系数的表达式：

假令转矩系数

与反电势系数

相同，则电机机电时间常数比值为：

{53%：电机模型采用SIMULINK中自带的直流电机模型（DC machine），电机参数设定如下。} {45%：因为SIMULINK中电机模型的转速单位是rad/s，与图2-3z中模型转速单位不一致，因此需要进行参数换算。}

### 直流调速系统模型的建立

SIMULINK中的电机模型以电压驱动，因此需要搭建驱动模块，同时对控制器的输出要进行转换。 {66%：下图为直流调速系统仿真模型结构图。}

{42%：power模块为晶闸管驱动模块，输入信号为占空比，输出为电压信号。} Converse模块对控制器的输出进行转换。 {41%：Power驱动模块的输入输出都是受到限制的，对控制器而言，在仿真过程中需要对实际的输出进行限幅，} {42%：因此控制器容易发生积分饱和的问题，同时也会对控制器的控制效果造成干扰。} 将系统的仿真步长设置为0.00001秒，给定一个阶跃电压输入，在2秒的时候加入阶跃负载扰动信号，电机模块的仿真波形如下：

在给定阶跃电压信号以后，电机的速度响应存在大约25%的超调，同时由于电机的加速度过快，电机的电枢电流超调也很大。 {47%：在到达速度顶峰以后，电机在负载转矩的作用开始减速。} 在2秒的时候，突然增加3190 N·m的负载扰动，电机转速随即下降，电机电枢电流则随之提高，电机过渡到新的平衡状态。 可以看出，电机模型的响应结果与上一小节所建立的模型相符。

### 以DSP为核心的数字直流调速系统组成

{51%：微处理器是由大规模集成电路组成的中央处理器，能够完成小规模的程序存储与执行操作。} {49%：目前市场上常见的微处理器包含单片机，ARM微处理器以及数字信号处理器（DSP）。} 单片机的性价比较高，技术成熟，但运算能力与存储能力都比较小，在实际使用中常常需要外扩 ROM、RAM，造成使用不便，此外工业应用功能要求越来越复杂，因此在应用中会造成不便。 {53%：DSP主要用于数字计算，具有很强的数据处理能力与较高的运算速度。} ARM处理器具有比较强的事物管理功能，便于进行多任务处理。

本文设计控制系统需要较强的数字计算能力，基于快速开发测试的目的，采用了基于DSP的数字直流调速器开发板，该开发板主要由DSP微处理器以及搭配的外围电路。DSP开发板采用的是TI公司出品的TMS320F28335数字信号处理器，该处理器性能优越，同时兼具强大的运算能力，便于复杂控制算法的实现。同时该芯片集成了丰富的外部设备，如高速A/D转换器、flash存储器、时间管理器以及多通道缓冲串口等。该款DSP处理器内置的浮点运算单元可以让用户用C/C++快速开发，便于用户上手操作与测试，节省了用户的开发精力与时间。 基于该DSP数字信号处理器设计的系统结构框图如下：

整个系统包含几大重要模块： {54%：电源模块，微处理器模块，人机交互模块，信号测量模块以及控制驱动模块。}

(1)电源模块： 电源模块是整个电路设计的基础，强电部分（供电给直流电机）与弱电部分（供电给控制系统）彼此分离。 强电部分采用三相交流电源供电，经整流滤波后供给直流电机与励磁绕组，在测试过程中可以利用已有的直流电源来为强电部分供电。 弱电部分： {50%：DSP开发板需要两路电压分别为1.9 V（内核工作电源）和3.3 V（GPIO工作电源），} 本文采用5 V直流电源供电，经电源管理芯片 TPS767 D301处理后，输出符合工作要求的两路电源。

(2)微处理器模块：微处理器模块采用基于DSP的数字直流调速器开发板，TI公司出品的TMS320F28335数字信号处理器为核心，搭配一些外部功能模块电路。

(3)信号测量模块：{47%：电机电枢电流信号，励磁电流信号经霍尔电流传感器的测量后，进行进一步的滤波与放大处理，} {54%：再经过 A/D模数电路转换变成对应的数字信号。} {40%：电机的转速测量则是通过光电编码器得到一系列脉冲信号，然后利用增强型正交编码模块 eQEP对测量的脉冲信号进行处理，} 得到电机的转速信息，可以直接被处理器使用，这样可以大大方便软件设计，简化转速信号的处理过程。

(4)人机交互模块包含：{59%：液晶显示模块，用来显示电机的实时转速与状态；} 按键控制模块用来设定目标转速与人机交互控制等。

(5)控制驱动模块：直流电机与励磁绕组的电流由直流电源提供，利用IGBT控制电路的导通与关断，从而控制电机电枢回路的导通与关断。{46%：IGBT是一种复合全控型电压驱动式功率半导体器件，驱动功率小，输入阻抗高，广泛应用于工业生产领域。} IGBT的耐压能力与耐过流能力比较差，在使用过程中需要注意电压电流的保护，而本文的转速控制中对电枢电流，{41%：励磁电流会进行实时的监测控制，因而不会存在损坏 IGBT的问题。} 对于IGBT的驱动，采用的是TLP250驱动芯片T，其典型开关时间为0.15 $\mu$ s，可以满足控制的使用需求。DSP数字信号输出一定占空比的 PWM信号，PWM信号通过驱动芯片来控制IGBT的导通与关闭，PWM信号占空比的高低决定了直流电机上输入电压的高低，{50%：进而完成了对直流电机转速的控制，具体的结构示意图如下所示：}

## 本章小结

{45%：本章首先介绍了直流电机的调速原理、电机的数学模型、双闭环调速系统的结构以及常见的控制策略。} 在此基础上，基于 Z4系列 Z4-315-42型直流电机参数配置了电机数学模型参数，{68%：并在 MATLAB/SIMULINK中构建了对应的双闭环调速模型。} 最后介绍了以DSP为核心的直流调速系统的组成。他励直流电机的控制

## 引言

{66%：直流电机一般采用速度环加电流环的双闭环控制策略。} 在励磁稳定的情况下，直流电机的输出转矩与电流强度线性相关，因此为了实现良好的转矩控制效果，就需要控制好电机的电流。{42%：电机的电流变化速度要远快于电机转速的变化速度，为了达到较好的控制效果，} 实现较小的电流波动与较快的响应效果，电流环不可或缺[31]。电机的转速控制则直接体现了控制器的控制效果，转速环需要尽量能够实现电机转速响应速度快，稳态误差小，超调小的控制要求[31]。

电机的控制效果与电机的工作环境息息相关，在工业生产过程中，电机的负载转矩通常会发生较大的波动变化。而大型电机作为动力装置，连接有传动装置，传动装置能承受的力矩往往有限，因此工业生产过程中希望主电机的加速度能尽量平稳且处于一定范围以下，减轻对轧机其他装置的负担。{47%：大多数控制器采用的是 PI调节器，但 PI调节器在输入信号为阶跃信号时，} {40%：转速会放生超调，这个问题可以尝试采用 IP调节器解决[32]。}

{40%：对他励直流电机而言，电机的励磁回路与电枢回路分开，二者互不关联，因此电机的励磁与电机的转速可以分开控制。} 电机励磁绕组的电感L相比电机的电枢回路电感而言，通常比较大，可以达到几十亨上下。因此电机励磁绕组的响应曲线变化较缓慢，因此可以利用程序进行自动化的测量，根据使用年限与使用环境温度的变化，及时根据测量结果，调整控制器的参数。

## 电机的电流环设计

{51%：由第二章的分析知道，他励直流电机的结构图如图2-3所示。} {43%：电机作为一个惯性系统，电流环的变化速度要远高于电机角速度的变化速度，因此反电动势对电流环而言是一个改变缓慢的变化，} {46%：在一个电流环调节周期内，反电动势可以认为是一个固定的干扰量。} {51%：PI控制器应用广泛，配置简单，通常作为电流环的控制器。} {41%：当调速装置设定输出电压信号后，驱动装置将对应大小的电压加载到他励直流电机上，} {48%：整个处理过程存在一定的延时和信号的放大，因此可以等效为一个一阶惯性环节。} 电流环结构图如下所示：

在图3-1中，ACR为电流环调节器，

为IGBT驱动装置的等效放大系数，

为IGBT驱动装置的等效延时时间，R为电机内阻，

{52%：为电磁时间常数，e为等效的反电动势干扰。}

IGBT驱动装置的传递函数分析：

控制器通过控制直流电机的输入电压来控制电机的转速，当调速控制器输入设定的转速值时，调速系统开始启动。通过信号测量模块，处理器获得电机转速等信息，与调速系统输入的预期转速想比较，二者的偏差经微处理器按照设定的控制算法解析后，生成需要的占空比值。处理器中PWM模块中输出指定占空比的PWM信号，传递到驱动芯片TLP250中来驱动IGBT开与断，如此以来电机上就被施加了预期大小的电压。

{44%：在电机的运行过程中，整个驱动装置带有一定的滞后效应。} 当然对于调速系统而言，这段滞后时间非常短暂。由此分析可以得到驱动装置的输入与输出关系：

{58%：经过拉氏变换，可以得到驱动装置的传递函数表达式：}

对上式进行泰勒级数展开，舍去较小的高阶项，可以进一步得到驱动装置的传递函数表达式：

{53%：这样电机驱动装置转化为一个一阶惯性环节，其中}



为驱动装置的放大系数，

为驱动装置的时间常数。

电流环的PI控制

{69%：电流环采用PI控制器调制，PI控制器中}

为PI控制器的比例系数，

为比例控制器的积分时间系数。 {67%：由图3-1可得，电机电流环的开环传递函数:}

一般而言，IGBT驱动装置的延时时间

要远小于电磁时间常数

，为了提高系统的响应速度，把该系统转换为典型的 I 型系统，

{74%：由此可以得到电流控制环的闭环传递函数：}

{41%：该系统为典型的二阶系统，可以得到自然振荡频率综合考虑自然振荡频率与阻尼比的值，在PI控制器中选择合适的参数}

{56%：，使得系统有想要的响应速度与较小的超调[33]。} {60%：下表为为典型二阶系统的性能指标：}

在工程应用中，控制电机控制需求，为了安全以及节能的需要，一般不希望电机的电流有超调的情形，故选择阻尼比 $\zeta$ 的值为1.0，这样系统就有较快的响应速度，又不会有超调。

由上文分析可得，根据实际情况选择阻尼比 $\zeta$ 的值，电流环对应的PI参数：

{43%：采用表2-1所设定的电机参数，假定驱动装置的放大系数}

$=1$ ，驱动装置的时间常数一般不会高于

$=0.0017\text{s}$ ，选择阻尼比 $\zeta$ 的值为1.0，则对应的PI控制器参数：

从图3-2可以看出，在0.04秒的时候给电流环施加一个阶跃输入信号，大约经历0.03秒的波动，电流环输出就趋于稳定，可以看到电流环的响应速度很快。

{70%：电流环的PI控制器参数的现场整定}

{43%：由3.2.2小节的分析可以得知，采用PI控制器对电流环进行控制可以获得很好的控制效果，} {44%：但PI控制器参数的整定依赖于一系列电机系统的相关参数，例如电机回路电枢电阻 $R$ ，} 包含，IGBT驱动装置的等效放大系数

，IGBT驱动装置的等效失控时间

，电机回路电枢电感 $L$ 等等。

{73%：通常电机电流环的电气时间常数}

都很小，具有毫秒级的响应速度，因此实际测量会比较困难，而且容易出现较大的误差。而直流电机的电枢回路电感 $L$ ，电枢回路电阻 $R$ 通常而言也都比较小，难以做到精确测量。此外因为电机的电枢回路电阻 $R$ 很小，如果想要通过堵转电机的方式来进行参数测量，操作不当的话很容易产生大电流，严重情况下甚至会损毁电机电刷。因此如果不知道所使用的直流电机的实际参数，在工程应用中也很少会去测量电流环的相关参数，{48%：因此也无法使用前面的相关公式来调整电流环的PI控制器参数。}

如果没有电机的相关参数或电机的给定参数存在较大误差，在实际的现场安装调试中，操作人员通常借助经验来设置电流环PI控制器的参数。{45%：在具体操作过程中，首先将

PI控制器的积分时间常数设置为较大的值来避免积分控制器的影响作用，} {50%：然后则根据开车运行情况来调整 PI控制器中的比例参数。} {45%：待得到合适的比例控制器参数后，可以进一步适当调整积分时间常数，以获得更好的控制效果[1]。} 实践经验表明，积分时间常数在设置为较小值时，对调速系统的控制效果影响比较大，并且容易使系统产生振荡，而在积分时间常数设置为较大值时，对调速系统的控制效果影响比较小，并且一般现场操作人员不会可以追求精确的积分时间常数。

### 电机的速度环设计

{53%：由第二章的分析可知，直流电机的速度环结构框图如下}

{45%：图3-3中，ACR为速度控制器，R为电机回路串联电阻，机电时间常数}

=

2

/(375

2

), 飞轮矩

2

=4gJ; {59%：J为电机转动惯量，Ce为直流电机电势常数，}

{49%：为直流电机转矩常数，Φ为电机励磁磁场强度，默认为常量，}

为等效的负载扰动转矩。

{62%：经过第二小节分析可以得到，电流环的闭环传递函数为}

其中， $K$ 是一个比较大的常量，因此可以忽略掉闭环传递函数中很小的高阶次项，因此可以将闭环传递函数化简为等效的一阶惯性环节：

其中，一般情况下，它比电流环的时间常数

还要小的多。电机中电流环的响应时间一般要远小于速度环的响应时间，因此在进行速度环的分析时，可以将电流环等效成理想的比例环节：

为常量，电机系统的摩擦力最终会转换为负载转矩的形式，对系统造成影响，因此将其考虑在扰动转矩内，后面不再考虑。

PI调速控制器

{46%：速度速度控制器采用PI控制器的形式，在忽略负载扰动的情况下，速度环的结构示意图如下：}

{45%：令，忽略扰动负载干扰的作用，调速环的开环传递函数：}

由此可以得到调速环的闭环传递函数：

令自然振荡频率； 阻尼比，则调速环的闭环传递函数转换为：

调速环是一个带有零点的二阶系统，阻尼比 $\zeta$ 越大，调速系统的超调越小，但调速系统的响应却会变慢。为了能够获取较快的响应速度，与较小的超调效果，需要同时增大自然振荡频率

与阻尼比 $\zeta$ 的值。

{46%：调速控制要求超调尽量小，同时保持较快的响应速度，稳态误差要小。} {43%：PI控制器广泛应用于电机转速控制中，但基于 PI控制器控制的电机由于零点的存在，} 系统响应容易出现振荡，而在冷轧管主电机的控制中，尽量希望电机的转速调节能够比较平稳，转速的振荡可能会损耗设备，这个问题可以通过 IP控制器得到解决[34]。

IP调速控制器



{43%：由上一小节的分析可以知道使用PI控制器调节系统转速，系统转速的闭环传递函数为一个存在零点的二阶系统。} {56%：二阶系统增加了一个零点，相当于增加了一个微分分量，这会使系统的超调量增大，} 并且导致系统响容易发生振荡[35]，这个问题可以尝试使用 IP控制器来解决。 {44%：与PI控制器不同，IP控制器将比例控制作用转移到反馈通道[34]。} IP控制器的比例系数放大的不是给定速度与反馈速度只差，而是反馈的速度[36]。 {54%：采用IP控制器控制的速度环结构示意图如下}

可以将图3-5的速度环结构图进行如下转化，以便于分析

令由此可以得到系统的闭环传递函数为：

令自然振荡频率； 阻尼比则系统的闭环传递系统表达式：

由此式分析可知，可用IP控制器调节的速度环不存在零点的问题，是一个常规的二阶系统，通过设置合适的自然振荡频率

与阻尼比 $\zeta$  可以得到符合要求的控制效果。 从图3-6可以看出， IP控制器实际上对速度反馈进行了微分处理，这相当于对速度反馈进行了”预测“， {43%：这会让系统的响应速度更快，超调减小，但也会降低整个系统的稳定性，因此如果 IP控制器参数设置不合适，} {71%：很容易会造成整个系统的不稳定。}

{54%：调速环闭环传递函数中零点对系统响应的影响}

{43%：由上一小节的分析可知，IP控制器与PI控制器的不同在于PI控制器控制下的转速回路的闭环传递函数多了一个零点。} 在不同的情况下（比如正数零点还是负数零点，实数极点还是复数极点），零点对系统的影响比较复杂。 本小节将分析零点对直流电机转速回路响应的影响。 {50%：采用PI控制器控制直流电机速度环，整个系统的闭环传递函数：}

{44%：系统的控制器响应由两部分组成，分别为无零点的二阶系统响应及二阶系统响应的微分叠加组成[34]。}

式中，

为无零点二阶系统的响应，

为其微分项。 调速系统的零点越小，

2ζ

越大，这个微分项对系统的影响越大。 {44%：当 PI调速系统输出阶跃响应时，相比于 IP系统的二阶系统响应，还多出来一个微分项，} 因此相比 IP调速控制，PI系统的响应更加灵敏，而且容易发生超调。 {47%：当PI调速系统输入阶跃信号时，调速系统的输出：}

{46%：由上述分析可知，PI控制器调速系统输入阶跃信号，系统输出是否超调只与阻尼比ζ相关，} {60%：并且随着阻尼比ζ的增大，系统超调量会减小。} {56%：由式3-19可知，系统响应超调量与阻尼比的关系图如下所示：}

对于调速环，同时还需比较整个系统的过渡响应时间(当  $y(t)$  和  $y(\infty)$  之间的误差达到规定的允许值，一般取  $y(\infty)$  的5%，称为允许误差范围，用Δ表示[37])。 {69%：调速系统阻尼比ζ越大，系统超调越小，系统响应速度越慢。} {50%：当系统阻尼比ζ在0到1之间时，PI控制器系统与IP控制器系统的阶跃响应分别为}

{47%：PI控制器系统与IP控制器系统的阶跃相应比较类似，偏移量都是由衰减指数项与正弦函数项相乘得到[36]。} 因为二者的偏移量组成相同，正弦函数项存在周期性振荡，主要考虑衰减指数项的作用，因此可以认为当阻尼比在0到1的时候， {50%：PI控制器系统与IP控制器系统具有相近的过渡时间。} 在系统响应的超调量方面，考虑到正弦函数项的周期性与衰减指数项， {41%：在最开始的时候PI控制器系统会优先发生超调，并且PI控制器系统的最大超调会比IP控制器系统的最大超调要大一些。} {47%：当系统阻尼比为1的时候，PI控制器系统与IP控制器系统的阶跃响应分别为}

{42%：当阻尼比ζ为1的时候，PI控制器响应会发生超调，而IP控制器响应没有超调。} 因此，PI控制器系统对应的过渡时间是响应等于1.05的时间，而IP控制器对应的过渡时间是响应等于0.95的时间。 令

由上述分析可知，当阻尼比ζ为1的时候，PI控制器响应会发生超调，因此PI控制器的过渡时间为直线

1

与直线

2

{43%：的最后一个交点，IP控制器响应没有发生超调，因此IP控制器的过渡时间为直线}

1

与直线

3

的一个交点[38]。

{42%：由图可知，PI控制器响应的过渡时间要小于IP控制器响应的过渡时间，因此PI控制器的响应速度要快于IP控制器的响应速度。} 随着自然振荡频率

的增大，二者的响应速度都会加快，同时二者的过渡时间也都在减小。 随着自然震荡频率

{41%：的提高，PI控制器过渡时间与IP控制器过渡时间之间的差值会逐步减小。} 在直流电机的调制中，通过选择合适的自然振荡频率，可以让 PI控制器与IP控制器具有近似的过渡时间。

他励直流电机的励磁控制

电机以电磁感应为基础，他励直流电机的磁场是电机进行电能与动能交换的媒介，励磁磁场的稳定与否直接影响了电机的工作状态， 磁场强度的波动以及失磁等现象会导致电机工作不稳定[39]。 {58%：本小节将详细介绍他励直流电机励磁磁场的控制。}

励磁磁通的产生机制

{64%：按照励磁方式的不同，电机的励磁方式大致可以分为自励与他励两大类。} {50%：本文研究的是他励直流电机的控制，因此这里讨论的是直流电机他励这种励磁方式。} {48%：他励直流电机的励磁系统可以单独控制，与电机电枢绕组电路不相通。} {43%：励磁电路电流流经励磁线圈（励磁绕组），从而产生一定强度的磁场，而励磁系统通过调节 PWM占空比来控制驱动装置输出电压的大小，} 来进一步控制励磁磁场的强弱。 励磁回路直流电流流经励磁绕组生成励磁磁场，励磁磁通的强度与流经励磁回路的直流电流直接相关， {61%：励磁电流的种种变化直接反映了励磁磁场的变化，因此控制励磁场强度的关键就在于励磁直流

电流的控制。}

### 励磁控制调节器设计

励磁线圈构建模型主要需要考虑的物理量是电路电感与电路电阻，故励磁线圈的传递函数的形式如下： {56%：其中 $K=1/R$ ， $T=L/R$ ， $R$ 为励磁线圈电阻， $L$ 为励磁线圈电感。}  
{50%：控制器通过控制PWM占空比来控制驱动电压输出，进一步来控制励磁绕组电流的大小。}  
电机驱动装置的传递函数在第二章已经讨论过，同样是一个一阶环节。 {78%：这样励磁控制系统的动态结构图如下：}

{64%：其中 $C(s)$ 为励磁系统控制器， $\beta$ 为励磁电流反馈系数。} 被控系统的开环传递函数

其中

{42%：为IGBT驱动装置的平均延时时间，一般要远小于 $T$ 的值，也即 $T_d$ }}

,

的平均值估计大约为4ms。 {63%：控制器一般采用PI控制器的形式：}

+1

，为了加速系统响应速度，令



{59%：= ，这样系统的开环传递函数就变为一个典型的 I 型系统}

{61%：系统的闭环传递函数则变为一个典型的二阶系统，系统的闭环传递函数为}

根据目标控制效果，可以选择合适的阻尼比与振荡频率。 {44%：控制的目标为功率很大的他励直流电机的励磁系统，在工程应用中，一般不希望系统发生超调，} {45%：故可以选择阻尼比 $\zeta=1$ 所以励磁系统 PI 控制器的参数选择为：}

式3.28中参数

K

为整流装置的放大倍数，

为驱动装置系统失控时间，一般为4ms。 而 $K=1/R$ ， $T=L/R$ ，与励磁系统中的励磁绕组有关，可以通过实验测量。

励磁绕组参数的阶跃响应

{56%：前面已经分析过，励磁绕组的开环传递函数为：}

$=1/$

$1+$

], 为一个常见的一阶环节，可以通过测量系统的飞升曲线来获取系统的相关参数。 励磁系统的阶跃响应为：

工程应用中电机励磁绕组的磁场电感通常都比较大，一般会有几十亨利（H）， {42%：而励磁绕组开环传递函数中的  $T=L/R$ ，这就意味着作为一阶惯性环节的励磁绕组中的时间常数  $T$  通常比较大，} 响应时间比较长，这就为测量带来了方便。 本文下一小节将介绍励磁绕组的参数测量过程。

励磁绕组参数现场测量

励磁绕组的响应时间较长，因此可以通过程序在线进行自动测量，完成励磁绕组控制器的参数整定，这为现场操作人员带来了极大的便利。

励磁绕组的参数直接关系着励磁系统控制器参数的设置，因此励磁线圈参数测量的准确与否非常重要。具体在进行测量时，前面的分析，已知励磁线圈是一个一阶惯性环节，因此可以根据它的阶跃响应曲线（飞升曲线）来进行参数的测量。 {46%：控制器通过控制晶闸管导通角来设置整流系统的电压输出，进而来控制励磁绕组流通电流的大小。} 在实际测量过程中，控制器输出的控制量在最低点附近往往都有死区[40]（即假如控制器输出在5%以下，整流装置的电压输出为0），因此测量过程需要预热，即预先输出一个大于5%范围的控制量，等待一段时间励磁线圈电流稳定后，再次输入一个更大的阶跃信号，同时需要记录励磁装置的阶跃飞升曲线以便后面的参数测量操作。 {56%：励磁线圈的飞升曲线测量过程如下：}

励磁线圈的传递函数为：

=

1/

1+

，因此得到图？ 所示的曲线方程为：

式3.30中，

2

系统第二次输出控制量，

0

为系统初始输出的控制量。 当

t

1

=

t

0

+ 时，

=

2

—

0

—1

+

0

=0.632

2

—

0

。 因此只需要在纵坐标上找到（0.632

2

—

0

+

0

)位置处的点,就可以根据其对应的横坐标(

t

0

+ )测量得到励磁线圈参数T的值。同时等到励磁线圈电流稳定后,得到其电流稳态值,就可以计算得到R的大小。 {55%:这样就完成了励磁绕组相关参数的测量。}

{57%:在实际测量过程中,会存在很多干扰因素。} 该开始通电时,励磁线圈的温度较低,通电一段时间,励磁线圈从冷态过渡到热态,励磁线圈的参数会发生一定的波动[1]。工程现场存在很多大型用电设备,电网电压有些情况下波动比较大,这会直接影响测量结果的精确性。同时励磁线圈的阶跃飞升曲线在测量过程中难免存在测量噪声,这会使得飞升曲线测量有偏差,使得励磁参数辨识困难。针对测量噪声的问题,可以多次测量(比如3-5次),取平均值来降低噪声对参数辨识的干扰。

### 仿真分析

{53%:由前文的分析可知,采用PI控制器与IP控制器的速度环均为二阶环节,}{55%:不同之处在于采用PI控制器的速度环闭环传递函数多了一个零点。}{44%:采用表2-1所对应的电机参数,电流环采用PI控制器,电流环的闭环传递函数为一个振荡环节,} 选择阻尼比 $\zeta=1$ 让电流环响应不会产生超调。因为零点对速度环的响应速度影响比较大,为了方便比较,对PI速度环而言,选择阻尼比 $\zeta=1$  系统振荡频率

$\omega_n=2$ ,对于IP速度环,选择阻尼比 $\zeta=1$  系统振荡频率

$\omega_n=12$ 。在PI控制器与IP控制器的分别作用下,比较二者速度环的阶跃响应与突加负载情况下的抗扰响应。仿真图如下所示:

{45%:在控制过程中,受到电机电压波动的影响,电机的电枢电流会小幅剧烈波动,} 因此图(b)中的电机电枢电流波形是将电枢电流低通滤波后得到的。从上图(a)可以看出,考虑到PI控制器的振荡频率要低于IP控制器,因此可以明显看出IP控制器的响应速度要慢一点,同时对照图(b),IP控制器的电枢电流冲击也要对应的小一些。{49%:在上文的分析中,当采用PI控制器的速度环阶跃响应本应产生超调,}{44%:但是为了将控制器的输出转化为电机驱动模块的输入,需要对控制器的输出进行限幅,}{44%:限幅作用导致了PI控制器同样可以做到无超调响应。}

{42%:如上图所示,在 $t=2s$ 时,对电机突加 $3000\text{ N}\cdot\text{m}$ 的负载扰动转矩。}{48%:从图(b)可以看出,相比PI控制器,IP控制器的响应速度要快一点,但差别并不大。} 考虑到仿真中IP速度环的振荡频率



{42%：要大一些，因此实际来讲PI速度环与IP速度环对扰动的抑制能力一致。}

## 本章小结

{40%：对于电机电流环的调节，通常采用PI控制器来实现零极点的抵消，对于电机电流环参数不清楚的情况，介绍了现场整定PI控制器的方法。} {52%：对于电机转速环的调节，介绍了PI控制器的参数设计方法。} {40%：因为PI控制器零点的存在会导致系统超调，又引入了IP控制器来解决该问题，} {46%：并对二者的系统响应速度与系统超调情况进行了分析比较。} 对于他励直流电机的励磁控制，介绍了PI控制器的参数设计方法，随后介绍了电机励磁绕组的参数的测量方法。 {61%：最后利用MATLAB/SIMULINK对控制器设计方法进行了仿真验证，证明了理论推导的正确性。}

{78%：基于扰动观测器的直流电机转速控制}

## 引言

在轧钢管机的构造中，轧机与轧辊间的距离较长且连接部分刚度有限，当轧钢管机高速生产时，由于负载扰动的影响，轧钢管机的转速容易发生振荡，转速的振荡从而导致轧机与轧辊连接部分发生断带等现象，影响生产的效率与质量[41]。在轧钢管机的生产过程中，主电机的转速控制部分十分重要，转速的不稳定乃至振荡容易造成机械磨损，降低大型机械的使用寿命，影响工业生产的质量与效率，严重的话还会导致生产事故。

此外在工业生产现场，还存在很多干扰因素直接影响着直流电机的控制。举例来讲，温度变化对电机参数造成影响导致电机的数学模型发生改变，从而导致原有的控制器控制效果不佳；工业生产现场往往存在很多大功率用电设备，这会导致在生产过程中电网电压会有比较大的波动，从而对冷轧管机主电机的转速控制造成干扰；{47%：在电机生产过程中，负载会发生变化，这些扰动同样会对电机的转速控制造成影响。}

扰动观测器对外部扰动具有很强的抗干扰能力，而传统的转速电流双闭环系统难以克服复杂干扰的影响，因此可以将扰动观测器与双闭环调速系统相结合，降低生产过程中各类干扰因素对冷轧管机主电机控制效果的影响，从而来提高电机转速的控制性能。

## 扰动观测器

### 扰动观测器原理

{94%：扰动观测器的基本原理是将外部干扰以及参数模型的变化造成的实际对象与名义模型的不确定干扰等效到控制输入端，} {45%：在控制端对扰动进行补偿，以达到抑制扰动的效果[42]。}

{54%：在图4-1中， $d$ 为系统等效干扰， $\hat{e}$ 为通过扰动观测器观测到的系统干扰，}

0

{41%：为系统控制输入，与扰动观测器观测得到的系统干扰 $\hat{e}$ 复合后得到系统的总控制输

入。}

( )为系统实际模型，

G

( )为系统名义模型， $y$ 为系统输出， $\zeta$ 为测量噪声。 {46%：图4-1为扰动观测器的原理结构示意图，它说明了扰动观测器进行扰动观测并补偿到输入控制端的机制。} 因为系统实际模型

{40%：( )是真有理函数（即分母的阶数比分子的阶数高），因此系统名义模型的逆}

G

-1

( )在物理上是无法实现的。 {51%：因此需要在扰动观测器的结构中加入低通滤波器，以帮助系统名义模型的逆}

G

-1

{40%：( )提高分母的阶数，更改后的扰动观测器原理结构示意图如下所示：}

{41%：在图4-2中， $Q(s)$ 为低通滤波器，对系统结构进行转换，可以得到如下所示的结构示意图：}

如图4-3所示，可以得到系统输出 $y$ 的表达式：

由式4.3可知，在低通滤波器的低频区域，系统模型近似相等于参考模型， {44%：同时对外界有很强的抗干扰能力，但是系统会受到低频噪声的干扰[43]。} 在低通滤波器的高频领域，系统模型近似等于实际模型，高频噪声对系统几乎没有作用，但是系统会受到高频干扰的影响[43]。 {43%：在实际工业生产中，负载扰动等变化一般为低频扰动，} {48%：测量噪声则一般为高频噪声，所以这两方面的干扰因素对基于扰动观测器的控制系统而言都会受到抑制，} 对系统影响不大。

{53%：从上述分析可知，对扰动观测器而言，采用合适的低通滤波器 $Q(s)$ 非常重要。}

{41%:  $Q(s)$ 在低频时接近于1, 可以对系统受到的外界扰动与模型不匹配进行抑制, }  
 $Q(s)$ 在高频时接近于0, 可以对系统测量时受到的高频干扰噪声进行抑制。 {53%: 此外, 低通滤波器需要保证系统名义模型}

G

{53%:  $( )$ 的逆能够实现, 为此需要低通滤波器 $Q(s)$ 分子分母间阶次的相差程度大于或者等于系统名义模型}

G

$( )$ 分子分母阶次的相差程度。

由前面分析可知, 观测器的特征方程:

{49%: 假设控制对象是稳定的, 并且控制对象具有如下不确定性: }

那么, 观测器的特征方程转变为:

{53%: 根据小增益原理, 得到系统具有鲁棒稳定性的充分条件为;} 低通滤波器的设计

在扰动观测的设计中,

是根据已有的观察分析所建立的数学模型, 一般而言是确定的。 {65%: 因此对于扰动观测器而言, 最重要的部分就在于低通滤波器 $Q(s)$ 的设计。}  $Q(s)$ 的设计主要考虑两部分的因

素: 一是低通滤波器 $Q(s)$ 的分子分母的阶数之差要大于等于系统模型的分子分母阶数之差, 只有这样

—

$( )Q$

s

才能够实现, 扰动观测器才可以建立。 二是低通滤波器  $Q(s)$ 的带宽要大于系统带宽, 这样才可以保证系统的稳定性, {45%: 对外界扰动可以有效地进行抑制, 同时低通滤波器  $Q(s)$ 的带宽要考虑到对噪声的抑制能力, } 避免控制系统受到测量噪声的干扰[36]。 {42%: 最早提出扰动观测器的学者Ohnishi使用的是一阶滤波器, 其形式为: }

如果系统模型的阶数比较高，比如形式如下：

在式4.10中， $\tau$  为滤波器的时间常数，并且

$\tau \gg 1/\omega_c$ ，

针对这种情况，学者Umeno与Hori提出针对高阶的系统模型，低通滤波器 $Q(s)$ 应具有以下形式：

{44%：在式4.11中， $r$ 为滤波器 $Q(s)$ 分子分母阶次相差程度， $N$ 为滤波器 $Q(s)$ 的阶数， $1/\tau$ 为滤波器的截止频率，并且 $r \geq 1+m-n$ 。}

比如对于一个比较常见的二阶系统，为了让扰动观测器能够实现，则 $r$ 必须大于等于2。

又被称作滤波器的时间常数， $1/\tau$ 为滤波器的截止频率，当

比较大的时候，滤波器的带宽较小，相对而言对高频噪声的抑制较大。}

当

比较小的时候，滤波器的带宽则比较大，相对而言对高频噪声的抑制比较小。 {60%：在实际应用中，滤波器时间常数}

一般选择为系统采样周期的十倍左右[44]。

{47%：当低通滤波器  $Q(s)$  的分子分母相对阶次确定以后，一般而言，} {54%：滤波器的阶次越高，滤波器对噪声的抑制能力越强，但滤波器的阶数过高，} {47%：也会对整个调速系统的稳定性与性能造成影响。} 本文所研究的直流电机调速系统的传递函数为二阶系统，因此本文只分析三阶以下的低通滤波器对扰动观测器性能的影响， {52%：下图为滤波器  $Q(s)$  在实际使用中常见的低通滤波器形式:}

其中， $g=1/$

{50%：，下图为四种不同阶次滤波器的波特图：}

可以看出，相对阶次比较低的滤波器的频率特性曲线在截止频率处下降比较平缓，这样的话对高频噪声的抑制效果不佳。 {64%：而滤波器的阶次越高，实现起来也会越困难。} {44%：工程应用中，一般让滤波器的阶数与被控系统保持一致。}

{77%：带有扰动观测器的控制系统结构}

{56%：带有扰动观测器的控制系统可以表示成由内环与外环控制器组成的二自由度结构形式[45]。} 将不确定的影响或系统未建模的动态看成是干扰的一部分，进而通过扰动观测器进行补偿或者抑制。 {78%：内环控制器的主要目的是抑制来自外界的干扰，增强系统对被控对象参数摄动的鲁棒性，} {40%：外环控制的主要目的是实现期望的目标轨迹与跟踪性能[46]。} {65%：带有扰动观测器的控制系统结构示意图如下：}

图4-5中， $C(s)$  为闭环系统控制器。 {40%：在工程设计过程中，闭环系统的控制器与扰动观测器是分开且独立的过程[36]。} 整个设计过程主要分为两个阶段，在第一个阶段，在假定系统未受到干扰或者系统受到的干扰是可测量的条件下，设计系统控制器。 第二阶段：设计线性或非线性的干扰观测器，然后与前一阶段的控制器结合起来，实现对系统的控制[47]。

{71%：基于负载扰动观测器的转速控制方案}

{47%：在传统的电流转速双闭环调速系统中，转速环与电流环都是基于偏差反馈来进行调节的。} 控制器根据输入与反馈的偏差对被控系统进行调节，也就意味着尽管外界扰动已经对被控对象产生了作用， 但被控对象需要一段时间才会在系统响应中呈现外界扰动的影响[36]，比如对于含有大惯性环节的被控转速系统而言， 尽管外界负载扰动已经作用与被控对象，但因为被控对象的延时效应，输出转速不会立即受到影响， 因此转速系统的控制器不能针对扰动立即做出响应。 {64%：因此，控制器的调节作用总是落后于外部扰动，这就会降低系统的抗干扰能力。}

为了提高调速系统的抗扰动能力，可以在系统中引入扰动观测器，对外部负载扰动进行观测并及时在输入端进行补偿， 从而降低扰动对被控对象的影响。 对于工业生产过程中的直流电机调速系统而言，外部的扰动主要是负载转矩的变化，因此可以针对性地设计负载扰动观测器， {42%：对负载扰动进行观测，从而在被控对象输入端进行补偿，提高调速系统的抗扰动能力。} {65%：设计的基于负载扰动观测器的转速控制系统如下：}



图4-6中

是对电流传递环节

的估计，参数

=

，其中

是对转速环机械时间参数

的估计，

是对电机电枢回路电阻R的估计，

是对电势时间常数

的估计， $Q(s)$ 为低通滤波器。 为了便于分析，可以对速度环结构图作如下转换：

{53%：当ASR控制器采用比例控制器，低通滤波器 $Q(s)$ 采用一阶低通滤波器，同时考虑测量噪声的影响，那么速度环结构框图如下：}

令 $J=$

/ , 由上图可以得到从输入电压到输出转速的闭环传递函数：

从负载扰动到输出转速的闭环传递函数：

从噪声到输出转速的闭环传递函数：

{46%：当给定阶跃信号时，根据终值定理与稳态误差的含义，可以得到对输入定值而言，系统的稳态误差为：}

{47%：可以看到，在仅仅使用比例控制器的条件下，系统的稳态误差不为0，随着控制器比例参数}

{68%：的增大，系统的稳态误差会逐渐减小。} 但比例控制器参数

{41%：过大，系统容易受到测量噪声与负载扰动的干扰，系统响应容易发生振荡，甚至会导致系统的不稳定。} {69%：为了消除稳态误差，可以引入积分控制器。} 将比例控制器更换为PI控制器，这相当于提高了系统的阶数，对传递函数而言则增加了一个极点，但这会影响到系统的稳定性。 如果新增极点的位置不恰当，会导致系统不稳定，同时引入积分控制，会让系统的超调增大以及发生积分饱和等问题。 对于比例控制器而言，则不会存在上述问题。

当系统频率处于低频段，此时滤波器  $Q(s)=1$ ，对系统传递函数而言相当于  $g \rightarrow \infty$ ，此时扰动观测器系统的传递函数分别为如下所示：

{42%：因此，此时系统的输入输出传递函数为一个一阶惯性环节，因此系统可以在无超调的情况下追踪给定的输入，} {50%：并且负载扰动对系统输出没有影响，因此系统具有一定的抗扰动能力。}

{41%：当系统频率处于高频段，此时滤波器  $Q(s)=0$ ，对系统传递函数而言相当于  $g \rightarrow 0$ ，} 此时扰动观测器系统的传递函数分别为如下所示：

由上述分析可以看出，在高频段系统的输入输出传递函数仍为一个惯性环节，特性与低频段相似，但对于高频段噪声，系统输出仍然会受到影响。基于前面对扰动观测器原理的分析，高频段噪声不会扰动观测器造成影响，但调速系统在添加了控制器之后，控制端的反馈输入仍然会受到高频测量噪声的影响，因此这里系统的输出受到了噪声的干扰。

{47%：由前面对滤波器的分析可以知道，高阶滤波器的性能相对低阶滤波器的性能更好。} 当  $Q(s)$  采用高阶滤波器的时候，调速系统速度环的结构框图如下：

令  $J=$

，由上图可以得到从输入电压到输出转速的闭环传递函数：

从负载扰动到输出转速的闭环传递函数：

从噪声到输出转速的闭环传递函数：

对输入而言，系统的稳态误差：

可以看出在使用比例控制器的基础上，系统的稳态误差与采用一阶滤波器情形类似，不为0，且随着控制器比例系数的增大而逐步减小。

当  $g \rightarrow \infty$  时（即滤波器  $Q(s)=0$  的时候）

与采用一阶滤波器情况一样，从系统输入电压到系统输出转速的传递函数为一个常见的一阶环节，{55%：可以无超调地跟踪输入，而且具有较强的抗扰动能力。} 同样与采用一阶滤波器相似，从系统输入电压到系统输出转速的传递函数为一个常见的一阶环节，{42%：但系统同样引入了测量噪声，无法避免测量噪声对系统控制的干扰。}

为了便于比较一阶滤波器与二阶滤波器对基于扰动观测器速度环的影响，选定  $g=200$ ，假定  $J=$

,

=

, 选择控制器比例参数

=100, 比较从测量噪声到转速输出的传递函数波特图:

可以看出, 在 $g$ 相同(即相同带宽的滤波器)的情况下, 在高频范围内, 使用二阶滤波器的扰动观测器控制系统衰减更快。 {46%: 因此对于高频测量噪声而言, 使用高阶滤波器的扰动观测器系统对测量噪声的抑制能力更强。}

基于DOB的控制器与双闭环PI控制的比较

在理想条件下, 假定 $J=$

,

=

, 令 $b=$

/J, 那么关系式4.13可化简为:

式4.14则可化简为:

{42%: 由上式4.25可知, 对于  $P+DOB$  控制的速度环而言, 闭环传递函数相当于一个惯性环节, } 因此  $P+DOB$  的阶跃响应可以实现无超调的输出。系统的扰动传递函数为一个二阶环节, 存在一个零点与两个极点, 通过调节两个极点的位置, 可以调节系统的抗扰动能力[36]。

$P+DOB$ 、PI、IP控制器

{41%: 滤波器采用一阶滤波器,  $\tau_g$  的取值为100, 速度环比例控制器的参数设为100, }  
{53%: 比较  $P+DOB$  控制器, PI控制器与 IP控制器的响应曲线。}

{44%: 在第三章第7小节中已经比较过 PI控制器 PI控制器的响应速度与抗扰动性能, }  
{48%: 从图( b)可以看出  $P+DOB$  的响应速度介于 PI控制器与 IP控制器之间。}

{41%: 从图(a)可以看出,  $P+DOB$  控制器的调节时间小于PI控制器与IP控制器, 其对负载扰动的抗干扰能力也优于二者。} 综合来看,  $P+DOB$  控制器的性能更好。

不同阶次观测器滤波器对系统抗扰动能力的影响从图4-13中仿真可以看出, {47%: 二阶滤波器与一阶滤波器对系统抗扰动能力的影响不大。}

轧机生产中的负载转矩变化

轧机生产过程中, 电机端的转矩有负载转矩, 以及轧机空载转矩, 即:

式4.26中

{100%: 为轧辊传送到主电机的轧管负载转矩。} {59%: 在冷轧管机的工作过程中, 曲柄驱动轧机机架作往返运动, 带动曲柄的转轮每旋转360度, 轧机机架做一次往返运动。}  
{69%: 当轧管加载到轧辊上, 此时轧机机架开始做正向运动, }

逐步上升到最大值, 并保持不变[48]。 {70%: 当管材轧制结束完毕, 扎好的管材也刚好送出, 轧机机架开始做反向运动, 此时}

也变为0。

空载转矩



主要包含附加摩擦力矩

，空转力矩

和动力矩

[49]。 附加摩擦力

{88%：为克服轧制时轧辊轴承，传动机构等摩擦所需要的力矩。} {69%：空转力矩为克服轧制时轧辊轴承，传动机构等空转所需要的力矩[50]。} {69%：动力矩为克服轧辊在不均匀转动时所产生的惯性所需力矩，与电机的转速角加速度有关，电机的加速度越大，则动力矩的数值越大。} 因此一般情况下，在电机起动时动力矩较大，等到电机的速度平稳下来，动力矩为0。

{41%：一般而言，轧机在启动过程中，动力力矩最大，大约为空载转矩的10倍左右，} 而在轧制钢材时，轧机的动力力矩大约为空载转矩的3-4倍左右。 故可得到主电机的传动力矩的示意图如4-14所示，其中

{45%：为启动过程中的最大力矩，传动力矩呈现周期性波动。} 电机转速控制综合仿真

{51%：速度环采用  $P+DOB$  控制器，扰动观测器采用  $\tau_g=100$  的一阶低通滤波器，} {44%：电流环采用  $PI$  控制器，设定转速  $500 \text{ r/min}$ ，电机启动  $2 \text{ s}$  后给电机施加周期性的负载扰动转矩信号，} 负载扰动峰值为  $3190 \text{ N}\cdot\text{M}$ ，仿真曲线如下所示：

{50%：从图4-15(c)中可以看出，扰动观测器对转矩负载基本能够实现完整的追踪，} {42%：从而保证电机电枢电流及时变化，避免负载扰动的干扰，大大提高了系统的抗扰动能力。}

## 本章小结

{48%：本章首先介绍了扰动观测器的原理，分析了基于扰动观测器的闭环控制系统的设计方法。} 在冷轧管的生产过程中，负载转矩会发生周期性变化，为了避免负载扰动的干扰，引入了基于负载扰动观测器的转速控制方案，并比较了不同阶次滤波器对系统控制的影响效果，得到了  $P+DOB$  的速度控制方案。随后对传统的双闭环PI控制与  $P+DOB$  控制进行了仿真对比。最后对冷轧管生产过程中的负载转矩的变化进行了分析，并对电机转速控制完成了综合仿真实验。

## 软件设计与控制实验

在上文中，本文详细介绍了他励直流电机的控制机制与控制策略，并结合冷轧管的生产应用需求，又进行了进一步理论与仿真。冷轧管的生产过程中，需要电机有较快的响应速度与控制精度，此外电机的速度变化要尽量平稳，{43%：加速度需要限定在一定范围内，而对负载转矩的变化，电机控制器需要有较强的抗扰动能力。} 在第二章本文概述了整个以DSP控制器为核心的调速系统的大致组成，本章则将具体详述硬件系统的组成以及控制算法的实现，对上文所提及的控制算法进行进一步的检验，验证整个控制方案的实用性与控制效果。

## 数字式PID控制器

{44%：由于计算机只能识别数字信号，因此在应用中需要将前文中用到的模拟PID控制器进行离散化，模拟PID控制器的方程如下}

式5.1中，

为比例系数，

为积分时间常数，

为微分时间常数。{46%：模拟信号的数字化过程中需要经过采样与量化的过程，模拟PID离散化也是采用同样的思路。}{54%：数字式PID的实现采用的是数值逼近的策略，当采样频率足够高的时候，用求和来代替积分，}{45%：用差商来代替微分，那么这样可以得到数字式PID的递推方程式如下}

式5.2中，

为比例系数，

为积分时间常数，

为微分时间常数，

{46%：为采样周期， $u[k]$ 为系统第 $K$ 个采样时刻的控制值， $e[k]$ 为第 $K$ 个采样时刻设定值与反馈值的偏差。}

{60%：数字式 PID控制器的形式有两种，位置式与增量式，公式5.2已经介绍了位置式的 PID控制，} {60%：也是本文采用的数字式 PID控制器的形式。} {58%：不同于位置式PID算法，增量式PID通过控制控制器的增量来实现PID控制的一种算法。} {43%：增量式 PID对位置式 PID控制器中的积分作用做了替换，使得增量式 PID的递推方程式只涉及到  $e[n]$ ，}  $e[n-1]$ ，  $e[n-2]$ ，因此不会让积分环节占用大量的存储空间与计算性能[51]。 增量式 PID控制适合带有记忆的执行装置，本文控制器的执行装置为被一定占空比 PWM信号控制导通与关断的 IGBT， {45%： PWM信号输出需要控制器的全部量，因此本文采用位置式 PID数字控制器。}

本文在总体控制结构上采用双闭环反馈控制，在具体的实施中，外环（速度环）的偏差为输入电压与电机转速的偏差， 外环的输出控制量作为内环（电流环）的控制输入，内环的偏差是外环输出控制量与电枢电流的偏差。

### 抗积分饱和

{49%：在实际的双闭环调速系统中，系统的输出是受到限制的。} 本文的设计中，为了简便设计与开发，借助了已有的直流电源模块来为电机与励磁绕组供电， 通过控制 PWM波占空比来控制电枢回路的导通与关断，进而控制直流电机是输入电压与励磁装置中的励磁电流的大小。 控制信号PWM的占空比是由一定限制的，不可能一直增大，其范围处在0-1之间。

通过数字式 PID控制器的计算，如果输出结果是在0-1之间，那么 PWM的占空比输出可以满足需要控制的效果， 如果输出的结果大于1，那么 PWM的占空比输出就不能满足控制要求。 PWM占空比的限制，相当于对系统的输出做了一个限幅操作，而对于系统而言，相当于增加了一个非线性的饱和环节，具体的效果示意图如下：

{50%：可以看出，由于PWM占空比的限制，电流环的控制输出是受到限制的。} {44%：同样的，对于转速环而言，同样需要加入一个限幅环节，对电流环的输入也要在一定范围内。}

加入的限幅环节，对于系统的传递而言，相当于添加了一个饱和非线性环节，这会导致系统容易发生积分饱和现象。积分饱和会影响系统输入输出特性变化，造成系统超调变大，响应变慢，响应稳定所需的时间加大，严重情况下甚至导致系统不稳定[52]。当电机启动的时候，此时电机转速与输入控制值存在偏差，由于积分器的作用，误差会一直累加，积分器会累积一个很大的值，但此时输出以达到饱和区，无法进一步提升。当电机转速已经与输入控制值相等的时候，电机转速与输入控制值的偏差为0，但由于积分器累加了很大的值，因此电机会接着加速，之后电机转速与输入控制值的偏差为负，积分控制器的累积值开始变小，{47%：经过较长时间，积分控制器的累积值才会推出饱和区，在这种积分饱和作用下，电机的超调增大，} {51%：自然系统的响应时间会变慢，所需的稳定时间会延长。} 相对应的，当电机减速的时候，积分饱和作用也会对系统造成类似的影响，从而影响系统的调速效果。

{46%：在一般的系统中，正是由于积分的作用过强，才会导致系统的积分饱和现象，导致系统大幅度的超调，使系统稳定性下降[52]。} {41%：在应用中，通过削弱控制器的积分作用，来避免积分饱和现象，常用的防止积分饱和的办法有：} {73%：积分分离法、遇限削弱PID控制算法、变速积分PID算法等等[53]。} {47%：本文采用的是积分分离法来限制控制器的积分作用。}

积分分离的基本思路为：{40%：当系统输入值与转速偏差比较大的时候，取消积分控制器的作用，以免积分控制器的值累积过快；} 当系统转速值与转速偏差小于一个值的时候，恢复系统的积分作用，消除或减小系统的稳态误差，改善系统的稳态性能。其具体的实现过程如下：

(1)根据经验，设定系统的积分阈值 $\hat{e}[0]$ ;

{46%：(2)当系统控制输入与反馈值的偏差 $e[\hat{e}]$ ，取消积分控制器的作用。}

{47%：(3)当系统控制输入与反馈值的偏差 $e[\hat{e}]$ ，恢复积分控制器的作用。}

积分分离的算法程序示意图如下： 控制系统的硬件设计

### 脉冲宽度调制机理

{51%：根据本文的需求，采用控制输入电压的方式来调节电机的转速。} {46%：在工程应用中，通过脉冲宽度调制（PWM）来控制电枢电压输出高低，是一种常见的做法。} PWM控制技术控制简单，动态效应好，是电力电子技术中最常使用的控制方式，此外大多数 DSP控制器以及单片机控制器都包含了 PWM控制器，这也简化了系统的程序设计工作。PWM信号是一系列占空比可以调节的固定频率的信号[54]，其信号形式如下：

{42%：由上图所示，PWM信号是一系列的脉冲信号，信号周期 $T$ 是固定的，但信号的占空比即： $t_1/T$  的值是可以调整的。}

脉冲宽度调制（PWM）的工作机制是以面积等效原理为基础[55]，通过控制大功率晶体管的通断来控制电路的通断，{45%：而大功率晶体管开通与关断的时间之比决定了加载在负载上的电压高低，} 因此调节 PWM信号的占空比就控制了加载在负载上的电压高低，当负载为直流电机时，也就实现了对电机转速的控制。PWM的工作原理如下图所示

{42%：由上图看出，当IGBT的控制端为高电平时，电枢回路导通，直流电源为电机供电，此时电机两端的电压为 $U_s$ ，电机储能。} {50%：当IGBT的控制端为低电平时，电枢回路关断，电源不在为直流电机供能。} 结合图5-4中PWM的形式，设定占空比 $\mu =$

1

/ , 则加载在电机两端的电压可以通过下式得到 :

式5.3中 ,

0

为加载在电机两端电压的有效值 ,

1

{49% : 为一个周期 $T$ 内PWM信号的高电平时间 , 占空比 $\mu$ 的值在0到1之间。} {45% : 这样当直流电源的电压 $U_s$ 不变的情况下 , 占空比 $\mu$ 的高低决定了电机两端输入电压的高低 , 如此就实现了电机的转速控制。}

#### 调速系统硬件系统结构组成

{41% : 在第二章的第四小节 , 已经大致介绍了直流调速系统的各部分组成。} 整个系统包含几大重要模块 : {54% : 电源模块 , 微处理器模块 , 人机交互模块 , 信号测量模块以及控制驱动模块。} {63% : 下图为整个硬件系统的结构示意图 : }

{45% : 被控对象为他励直流电机与其励磁绕组 , 系统设计分为两部分 : } 主电路部分与控制模块部分。 主电路部分为强电部分 , 负责给他励直流电机与其励磁绕组供电 , 在调试测验中则是利用已有的三相直流电源模块负责强电部分的电源供给。 {44% : 控制模块是弱电部分 , 负责对他励直流电机及其励磁绕组的运转控制 , } {43% : 其通过测量模块实现对他励直流电机运行状态的掌握 , 进而实现闭环反馈控制。}

对电机转速与励磁绕组电流的控制都是通过控制电压的输出高低来实现的 , 具体实现方式如下 : {52% : 控制器通过输出一定占空比的 PWM信号来控制功率半导体器件 IGBT的通断 , } 而 IGBT的导通与关断则决定了电机电枢电路回路与电机励磁回路的通断 , {46% : 因此控制了输出 PWM信号的占空比 , 就控制了电机输入电压的高低 , 进而实现了对电机转速与励磁电流高低的控制。}

整个硬件电路的工作流程如下 : {42% : 电源接通 , DSP控制器初始化完成 , 等待命令信号的到来。} {45% : 人机交互指示命令信号后 , DSP控制器开始进入电机的转速控制。} DSP控制器控制各测量模块测量电机的状态传递给处理器后 , 经预先设置的算法计算 , {42% : 得到对应占空比的 PWM信号 , 然后输出 PWM信号给功率半导体器件 IGBT , 控制电机运转。} 整个过程涉及到了图5-5中的所有硬件模块。

#### 芯片主要硬件资源分配

本文在开发时 , 为了简化硬件开发难度 , 采用了基于DSP28335的开发板。 {41% : 该开发板以TMS320F28335芯片为控制核心 , 具有丰富的外设资源 , 包含多大18路的PWM输出 ; } 具备256K $\times$ 16位FLASH与34K $\times$ 16位的SRAM[17] ; 具备16路12位的ADC通道 , 并且具有6个支



持ADC的DMA通道； 具有88路GPIO引脚； 具备看门狗电路等。 下表为本次设计所占用的DSP硬件资源。 控制系统的软件设计

本文在软件设计时，采用了模块化的封装，尽量简化软件的后期维护，使得软件模块能够重复化使用。 {79%：电机控制系统的设计主要由主程序与中断程序两部分组成。} {51%：主程序主要负责一些初始化工作，包括DSP系统的初始化，各硬件功能模块的初始化，系统中断的设置，以及一些程序变量的初始化。} {44%：中断程序则包含测量模块的A/D采样，系统故障中断保护等。} 软件的结构流程图如下所示：

{42%：系统软件中的中断服务子程序包含了系统控制中关键的信号测量反馈功能以及PWM输出控制信号功能。} {41%：当程序运行的时候，首先主程序模块完成各部分的初始化设置、中断设置，等待中断到来。} {42%：当子程序中断请求到来的时候，程序跳出主程序的运行，响应并执行发出中断请求的子程序，} {41%：子程序执行完毕，程序返回主程序，继续等待下一个请求中断，周而复始，实现系统对电机的控制。}

### 软件开发环境

DSP的开发环境采用的是 TI推出的集成开发环境 CCS4.0( Code Composer Studio4.0)， 它是针对嵌入式开发的交互式软件，针对本文使用的 DSP处理器 TMS320 F28335，使用仿真器 XDS100 USB， 可以很方便地将程序编译的可执行文件下载到 DSP芯片中，进行在线开发与调试。

CCS4.0包含一整套适用于嵌入式开发的软件工具，其开发具有以下特点： 代码编辑页面可视化； 代码生成集成化，将代码的编写，编译，连接，初始化与代码的调试继承在一个开发工具里； 多样的调速工具与断点工具等等[49]。 CCS4.0的开发有两种模式，一种是利用仿真器进行模拟调试，可以在没有 DSP芯片的情况下， 用计算机模拟 DSP的工作指令环境，主要用于应用程序的前期开发； 另外一种是把仿真器与硬件电路结合[16]，在这种情况下，可以把代码编译生成的可执行文件下载到 DSP芯片中， 可以在线调试代码在硬件上的执行效果。 CCS4.0的开发环境如下图所示： 主程序设计

当 DSP上电以后首先需要执行的是系统的初始化工作，使得系统可以正常地运行， {50%：程序的初始化过程包含寄存器初始化、看门狗初始化、时钟频率初始化、芯片部分引脚初始化、定时器初始化、} {43%：硬件功能模块初始化（如增强型正交编码模块（eQEP）、 ADC模块、 PWM模块等），} {50%：变量初始化，励磁绕组的参数测量。}

{52%：在程序初始化的过程中，需要关闭所有的中断请求，避免中断对系统初始化的干扰，} 待系统初始化完成以后重新配置中断信息，等待中断请求到来，中断请求一旦到来系统马上响应中断， {49%：推出主程序并开始执行发出中断请求的子程序模块。} 下图为主程序流程示意图：

#### 5.3.2.1 初始化子程序

{52%：系统启动后的首要工作就是完成主要模块的初始化设置。} {60%：系统的初始化工作包含以下内容：} 对DSP系统进行初始化，包含系统相关寄存器的初始化，配置看门狗，设置时钟频率并对系统用到的各个外设模块的时钟进行使能[49]。 此外DSP芯片TMS320F28335拥有88个GPIO口，大多数引脚是功能复用的，针对本文的需要，对部分GPIO引脚进行初始化配置。

{42%：增强型正交编码模块 eQEP是 TMS320 F28335中专门用来配合光电编码器以获得电机等} {42%：运动控制系统中的速度信息、方向信息以及位置信息的模块[56]，}

需要使其工作在正交时钟模式下。 {41%：初始化系统定时器，系统定时器定时设为2秒，为系统的计算任务提供时间基准。} {44%：配置系统相关寄存器以及GPIO口的配置，完成ADC模块的初始化设置，保证A/D转换的正常运行。} 完成系统相关寄存器以及GPIO口的配置，完成PWM模块的初始化设置，设定好预设的占空比与信号频率。 {45%：初始化按键模块与LCD显示模块，便于后面的人机交互，对程序系统变量赋予初始值。} {78%：初始化程序流程图如下所示：}

### 5.3.2.2 励磁绕组参数测量

{45%：由本文第三章第六小节的分析可知，励磁绕组的传递函数为一个一阶惯性环节：}

{61%：式5.4中， $T=L/R$ ， $L$ 为励磁绕组的电感， $R$ 为励磁绕组的电阻。} 对于大功率他励直流电机而言，和电机电枢绕组相比，励磁绕组的电感通常都比较大，可以达到几十亨（H）， {44%：而励磁绕组的电阻则不会太大，这意味着励磁绕组的阶跃响应曲线的过渡时间比较长。} 通过测量励磁绕组的“飞升曲线”，可以完成对励磁绕组参数的测量，进而整定出最合适的PI控制器参数，达到最佳控制效果。

整个励磁绕组参数的测量过程中需要施加两个不同的控制量。 大多数系统在0控制量附近都存在死区，也就是说在控制量小于3%到5%的情况下，励磁绕组上加载的电压实际为0。在第一阶段，需要对励磁绕组施加10%左右的控制量，以消除控制量死区的影响，等到励磁绕组电流稳定以后， 对励磁绕组施加80%左右的控制量，测量整个过程中的“飞升曲线”。因为存在测量噪声的干扰，当三次励磁电流的测量值偏差均在5%以内，可以认为励磁电流已经处于稳态。 根据公式3.24，可以得到 $K$ 的值，即 $1/R$ ，得到励磁绕组电阻大小。 {44%：根据公式3.30，找到对应电流值所对应的时间值，可以得到励磁线圈 $T$ 的大小，进一步得到励磁线圈电感 $L$ 的大小。} {56%：根据得到的参数值，设定PI控制器的参数值。} {51%：励磁控制器参数测量流程图如下所示：} 中断程序设计

{45%：中断程序中包含了系统转速控制中的大部分工作。} {58%：当主程序的初始化工作完成以后，程序开始循环等待。} {51%：一旦中断请求到来，微处理器跳出主程序的执行，开始执行发出中断服务的子程序。} {46%：在中断子程序中，程序首先利用测量模块获取实时的测量数据并进行 A/D转换，} {46%：所测量的数据包括电机电枢电流、电机转速、励磁绕组电流等，} {62%：对其中一些数据在液晶模块上进行实时显示。} 等到获取到相关测量数据后，程序需要判断是否存在异常数据，如果检测到异常数据，立即执行故障中断子程序。 异常检测的目的是为了避免意外情况下电机的损伤，故障中断子程序会暂停PWM信号的输出，以此来实现系统保护的目的。 如果一切正常，基于所测量的数据，控制器会按照给定的控制算法计算所输出 PWM信号的占空比，最后利用 IGBT驱动模块将 PWM信号传递给功率器件 IGBT， 从而给电机加载上合适的电压，实现电机的转速控制。

### 5.3.3.1 电机转速测量设计

{59%：电机的控制效果依赖于电机转速的准确测定。} {45%：在本文第四章中提出了一种基于扰动观测器的控制策略，通过扰动观测器对系统的干扰进行观测补偿，来提高控制系统的转速控制效果。} 扰动观测器依赖转速反馈来对干扰进行观测并补偿，因此系统能否对转速进行高精度宽范围的测量与对干扰的估算精度高低密切相关[60]。 {46%：对于转速的测量，最好能够满足测速快、测量精度高，测量范围广的特点。} {59%：在实际的测速应用中，比较常用的测速方法有M法，T法和M/T法[61-63]。}

{60%：M法测速的原理是检测一段时间内光电编码器脉冲的个数，以计算电机的转速[64]。} {54%：假如电机每转一圈，光电编码器产生  $Z$ 个脉冲，在时间  $T$ 内共统计到

M个脉冲，} 那么电机的转速表达式（以  $r/\min$ 为单位）为：

{40%：M法适合测量高转速的情况，其测量精度随转速提高而增大。}

{53%：T法测速的原理是在光电编码器一个脉冲周期内，对已知的高频脉冲进行计数，以此测量电机转速[64]。} {43%：假如电机每转一圈，光电编码器产生  $Z$ 个脉冲，在光电编码器1个脉冲周期内，对已知频率为  $f$ 的高频脉冲进行技术，} 所接收到的脉数为  $N$ ，那么电机的转速表达式：

{50%：T法测速适合电机转速比较低的情况，随着转速的变高，T法测速的精度会降低。}

{58%： $M/T$  法测速是将  $M$ 法与  $T$ 法测速相结合，在时间  $T$ 内，} {53%：既检测内光电编码器的脉冲个数，又统计高频脉冲个数[64]。} {49%：假如，时间 $T$ 内光电编码器脉冲个数为 $M$ ，频率 $f$  的高频脉冲个数为 $M$ ，那么电机转速（ $r/\min$ ）为：}

{52%： $M/T$  方法测速范围比较广，对高低转速都有比较高的精度。}

在本文中，采用增强性光电编码器与TMS320F28335中自带的增强性编码模块（eQEP）来获取电机的转速与位置信息。 {47%：增强型光电编码器每产生一个角位移就会生成一个脉冲信号，产生的脉冲信号如下所示：}

{42%：增强型光电编码器在电机转动时产生3路脉冲信号，通过A路与B路脉冲信号的相位关系，可以判断电机是正转还是反转。} {43%： $Z$ 路是一个标准信号，码盘每旋转一周，生成一个脉冲信号，可以用于电机的基准定位[49]。}

DSP芯片TMS320F28335自带的功能模块eQEP专门用来配合光电编码器以获取电机的速度信息，方向信息以及位置信息[49]。 eQEP模块有四路引脚，QEPA/XCLK、QEPB/XDIR、eQEPI和QEPS。 {47%：前三路引脚可以直接接入增强性光电编码器的  $A$ 、 $B$ 、 $Z$ 三路脉冲输出，在 DSP芯片上设置 eQEP的工作模式，} 就可以在硬件层面脉冲信号进行分析，大大简便了程序的软件设计工作。

eQEP模块有两种工作模式： 正交工作模式与直接计数模式。 本文选择的是正交工作模式，正交工作模式主要包含两部分功能： 方向解码与时钟解码[65]。 方向解码工作机制如下，通过比较引脚 QEPA与引脚 QEPA上的脉冲信号相位信息，来判断电机转向，并将该信息保存到处理器28335内部寄存器 QEPSTS的 eQDF位，实现方向判断。 时钟解码工作机制如下： 解码模块会对引脚QEPA与引脚QEPA上脉冲的上升沿与下降沿进行计数，因此最后统计出来的频率会是光电编码器发出脉冲信号频率的四倍。 方向解码的工作机制原理图如下所示：

当光电编码器脉冲信号到达的时候，引脚 QEPB上的信号总是比 QEPA引脚上的信号相位相差90，这样当电机正转的时候， 测得的解码信号依次为(00)(10)(11)(01)。 当电机逆转的时候，测定的解码信号依次为(01) (11) (10) (00)，这样就完成了对电机转速的测定。

#### 5.3.3.2 A/D采样设计

{45%：直流电机在工作过程中，需要对电机电枢电流、电机转速、励磁电流进行实时的监控测量。} {48%：根据香农采样定理，只有采用信号的频率不小于模拟信号频谱中最高频率的2倍时，才能够获得不失真的原始信号。} 信号测量发生在中断服务程序中，采样频率约为1 KHz，被采样的信号包含电枢电流信号、电机转速信号、励磁电流信号， {48%：这些信号在电机转速的控制过程中都不是很大，一般情况下均满足香农采样定理。}

### 5.3.3.3 电机软启动设计

在工程应用中，电机作为机器的动力源头，其上连接有传动装置，从而带动机器运转。这要求电机在启动过程中的加速度要限定在一定范围内，电机加速度过大，机器内部零部件受力过大，容易降低机器寿命，甚至发生损坏。此外电机启动过程中，电枢电流也要限定在一定范围内，避免损毁机器内部零部件。

{43%：所谓电机的软启动，是指在电机的启动过程中，电机的电压由0逐步增长到额定电压，} {46%：这样电机启动过程中的电枢电流不会发生瞬时过大的情况。} 根据实际应用的需要，可以对电机启动过程中的电枢电流进行限制，这样电机启动过程中的加速度就处在一定范围内，避免电机的损害。在实际的操作过程中，根据实际情况，设置电流阈值，当检测到的电流数值大于等于电流阈值的时候，不再增加PWM信号的占空比。

### 控制实验

工业现场生产环境复杂，仅进行模拟实验，本文在实验中使用功率较小的值流电机替代大型晶闸管机主电机进行测试。下图为本文基于TMS320F28335所搭建的实验装置示意图：  
励磁控制实验

如上文所述，励磁控制需要测定励磁绕组的系统参数，然后根据对应参数设置控制器参数。{58%：实验中所用的直流电机为90 SZ52型，额定功率80 W、额定转速1500 r/min、电机额定电压220 V、} {65%：电枢额定电流0.55 A、励磁额定电压220 V、励磁额定电流0.13 A。} {54%：飞升曲线的测量需要消除晶闸管死区的干扰。} {53%：下表为对电机励磁绕组施加不同电压值时所对应的稳态励磁电流：}

在励磁参数测量中，需要施加两次不同的电压值，通过上表数据，选定的电压控制量为40V和220V。{54%：通过实验装置，记录飞升曲线的数据，在实验中最终设定PI控制器参数为 $K_p=56$ ， $K_i=5$ 。}

{50%：在励磁控制实验中，通过电流表观测励磁电流的曲线变化。} 因为小型电机的时间常数比较小，在施加一个励磁电流值后，在很短时间内，励磁电流便上升至稳态，{43%：最终的电流稳态值与设定值的偏差不超过1%，稳态误差很小。} {48%：通过三相自耦调压器模拟电网电压的变化[1]当调低电压后。} 直流电压波动范围在10%左右，当通过调压器使直流电压升高时，电流表的时针发生摆动后很快回到原来的位置，发生类似的情况。{40%：测试的结果表明整定的PI控制器参数符合励磁绕组电流调节的要求。}

### 转速控制实验

工程应用中的冷轧管机现场工作情况复杂，因此在实验室中进行模拟实验。在实验中，利用调压器改变电压模拟电网的电压波动，利用杠杆结构对电机轴轮施加周期性的摩擦力来模拟生产过程中负载转矩的变化[1]。所模拟的电网波动幅度为10%到30%，负载变化使电机的电枢电流变化1到3倍，用电压表观测电枢电压，大致来反映转速的变化。{41%：实验结果显示，当电压波动时，电机转速经过波动后重新稳定。} 当模拟的负载加载到电机上时，电机转速波动范围为设定值的5%到10%左右。

### 本章小结

本章介绍了实验平台的硬件与软件组成，饱含硬件系统的总体构成，软件系统的整体组成。{43%：对励磁绕组的参数测量设计了软件测量方案，并进行了实验验证。} {42%：最后进行了转速实验，对前文理论进行了分析验证。} 总结与展望



本文主要针对大型他励直流的控制进行了研究与分析，针对冷轧管生产过程中负载转矩周期性变化的情况， {44%：引入负载扰动观测器，提出基于速度环的 P+ DOB控制方案，来提高系统的抗干扰能力，} 来获得更好的控制效果。 {50%：下面是对本文所完成的工作所进行的一个总结：}

{49%：1介绍了冷轧管的生产过程，以及目前主要的控制策略与算法。}

{68%：2介绍了直流电机的双闭环PI控制策略。} {44%：针对速度环 PI控制器阶跃响应容易发生超调的情况，提出采用 IP控制器来避免系统响应的超调问题，} {42%：最后对 PI与 IP速度环控制器进行了比较，分析了其各自优缺点，并给出了其各自参数的选择策略。}

3介绍了励磁绕组的参数测量方法，并给出了励磁绕组参数的自动化测量流程，并在最后给出了其程序实现。

4针对冷轧管生产过程中负载转矩周期性变化的情况，提出基于速度环的P+DOB控制策略，并比较了不同阶次滤波器对系统响应的影响。 {62%：最后比较了 P+ DOB， PI， IP控制器的优缺点，从理论分析中得出 P+ DOB控制器对负载扰动具有最佳的抑制效果，} {48%：同时其过渡时间短，系统响应超调小，是最佳的控制方案。}

{51%：5介绍了用于转速实验的平台，并对转速控制策略进行了实验验证。}

虽然取得了一些成果，但时间仓促，还有很多问题需要研究与完善。 这些问题主要有：

1虽然进行了实验验证，但没有在实际工业生产中进行测试，需要进一步检验控制方案的实用性。

{41%：2对于电流环的扰动并没有进行深入分析，可以考虑在电流环中采用扰动观测器来抑制扰动。}

由于时间的原因，尚有许多不足，敬请各位老师斧正。

致谢

{84%：时光荏苒，接近三年的研究生生涯即将结束。} 经过这几年的磨砺，我在学习能力、人生视野以及思想境界上都有了不小的提高。 {43%：这与老师、同学、朋友对我的帮助密不可分，在这里要向帮助过我的人表示衷心的感谢！}

本论文是在符影杰老师的悉心帮助下完成的，在研究生生涯中，符老师对我悉心的帮助以及认真负责的工作态度，让我受益匪浅。 实验室的淮攀奇、洪晨、邵楠、惠运东四位同学以及朱宁、徐常新两位师弟都在我的论文完成过程中都给予了很多支持与帮助， 在这里再次对他们表示感谢！

{47%：最后感谢我的家人与朋友在我求学生涯中对我的关心与帮助，祝愿他们永远开心幸福！}