

中国科学技术大学

硕士学位论文



中国科学技术大学

自抗扰控制技术在 **PMSM** 调速系统

中的应用研究

作者姓名：彭秋铭

学科专业：控制科学与工程

导师姓名：帅建梅 高级工程师

完成时间：二〇一八年三月六日

University of Science and Technology of China
A dissertation for master's degree



Application of Auto Disturbances Rejection Control Technology in PMSM Speed Regulating System

Author: Qiuming Peng

Speciality: Control Science and Engineering

Supervisor: Ing. Jianmei Shuai

Finished time: March 6, 2018

摘 要

摘要是论文内容的总结概括，应简要说明论文的研究目的、基本研究内容、研究方法或过程、结果和结论，突出论文的创新之处。摘要中不宜使用公式、图表，不引用文献。博士论文中文摘要一般 800 ~ 1000 个汉字，硕士论文中文摘要一般 600 个汉字。英文摘要的篇幅参照中文摘要。

关键词另起一行并隔写在摘要下方，一般 3 ~ 8 个词，中文关键词间空一字或用分号“;”隔开。英文摘要的关键词与中文摘要的关键词应完全一致，中间用逗号“,”或分号“;”隔开。

关键词：中国科学技术大学；学位论文； \LaTeX 模板；学士；硕士；博士

ABSTRACT

This is a sample document of USTC thesis \LaTeX template for bachelor, master and doctor. The template is created by zepinglee and seisman, which originate from the template created by ywg. The template meets the requirements of USTC thesis writing standards.

This document will show the usage of basic commands provided by \LaTeX and some features provided by the template. For more information, please refer to the template document `ustcthesis.pdf`.

Key Words: University of Science and Technology of China (USTC); Thesis; \LaTeX Template; Bachelor; Master; PhD

目 录

第 1 章 简介	1
1.1 一级节标题	1
1.1.1 二级节标题	1
1.2 脚注	1
第 2 章 绪论	2
2.1 课题的研究背景及意义	2
2.2 国内外研究现状	2
2.3 本文组织结构	2
第 3 章 学科基础	3
3.1 永磁同步电机结构及数学模型	3
3.1.1 永磁同步电机基本结构	3
3.1.2 坐标变换	3
3.1.3 永磁同步电机数学模型	5
3.2 矢量控制技术	6
3.3 自抗扰控制技术	7
3.3.1 跟踪微分器	7
3.3.2 扩张状态观测器	9
3.3.3 非线性状态误差反馈	11
3.3.4 自抗扰控制技术的局限性	11
第 4 章 自抗扰控制技术分析	12
4.1 自抗扰控制技术	12
4.1.1 跟踪微分器	12
4.1.2 扩张状态观测器	12
4.1.3 非线性状态误差反馈	12
4.2 自抗扰控制技术的问题	12
4.2.1	12
4.2.2	12
第 5 章 转子位置和转速估计	13
5.1	13

第 6 章 基于自抗扰技术的矢量控制方案	14
6.1 速度环控制	14
6.2 电流环控制	14
第 7 章 基于 DSP 的电机控制系统实现	15
7.1 DSP 程序框架结构	15
7.2 系统实现与结果分析	15
第 8 章 数学	16
8.1 数学符号	16
8.2 定理、引理和证明	16
8.3 自定义	18
第 9 章 浮动体	19
9.1 三线表	19
9.2 长表格	19
9.3 插图	20
9.4 算法环境	21
第 10 章 引用文献标注方法	22
10.1 顺序编码制	22
10.1.1 角标数字标注法	22
10.1.2 数字标注法	23
10.2 著者-出版年制标注法	23
10.3 其他形式的标注	24
参考文献	25
附录 A 论文规范	26
致谢	27
在读期间发表的学术论文与取得的研究成果	28

第1章 简介

1.1 一级节标题

1.1.1. 二级节标题

1. 三级节标题

(1) 四级节标题

① 五级节标题

1.2 脚注

Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit, sed do eiusmod tempor
 incididunt ut labore et dolore magna aliqua. Ut enim ad minim veniam, quis nostrud
 exercitation ullamco laboris nisi ut aliquip ex ea commodo consequat. Duis aute irure
 dolor in reprehenderit in voluptate velit esse cillum dolore eu fugiat nulla pariatur. Ex-
 cepteur sint occaecat cupidatat non proident, sunt in culpa qui officia deserunt mollit
 anim id est laborum. ^①

[illegible]

第 2 章 绪 论

2.1 课题的研究背景及意义

2.2 国内外研究现状

2.3 本文组织结构

第3章 学科基础

3.1 永磁同步电机结构及数学模型

3.1.1. 永磁同步电机基本结构

永磁同步电机 (permanent magnet synchronous motor, PMSM) 主要由转子、定子和端盖等部分构成。根据转子上永磁体位置分布的不同, PMSM 的转子结构可以分为面贴式和内埋式两种, 具体结构如图??所示。

通常来讲, 面贴式 PMSM 转子结构中的永磁磁极易于实现最优设计, 能使电机的气隙磁密波形趋于正弦波分布,

3.1.2. 坐标变换

为了实现磁场定向控制, 需要将自然坐标系下的 PMSM 数学模型变换到静止坐标系下和同步旋转坐标系下, 它们之间的坐标关系如图??所示。其中, ABC 为自然坐标系, $\alpha - \beta$ 为静止坐标系, $d - q$ 为同步旋转坐标系。从 ABC 自然坐标系变换到 $\alpha - \beta$ 静止坐标系的坐标变换为 Clark 变换, 其坐标变换公式为

$$\begin{bmatrix} f_\alpha & f_\beta & f_0 \end{bmatrix}^T = T_{3s/2s} \begin{bmatrix} f_A & f_B & f_C \end{bmatrix}^T \quad (3.1)$$

其中, f 代表电机的电压、电流或磁链等物理量; $T_{3s/2s}$ 为坐标变换矩阵, 可以表示为

$$T_{3s/2s} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

从 $\alpha - \beta$ 静止坐标系变换到 ABC 自然坐标系的坐标变换为反 Clark 变换, 其变换公式为

$$\begin{bmatrix} f_A & f_B & f_C \end{bmatrix}^T = T_{2s/3s} \begin{bmatrix} f_\alpha & f_\beta & f_0 \end{bmatrix}^T \quad (3.3)$$

其中, $T_{2s/3s}$ 为坐标变换矩阵, 可以表示为

$$T_{2s/3s} = T_{3s/2s}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

从 $\alpha - \beta$ 静止坐标系变换到 $d - q$ 同步旋转坐标系的坐标变换为 **Park** 变换, 其坐标变换公式为

$$\begin{bmatrix} f_d & f_q \end{bmatrix}^T = T_{2s/2r} \begin{bmatrix} f_\alpha & f_\beta \end{bmatrix}^T \quad (3.5)$$

其中, $T_{2s/2r}$ 为坐标变换矩阵, 可以表示为

$$T_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

从 $d - q$ 同步旋转坐标系变换到 $\alpha - \beta$ 静止坐标系的坐标变换为反 **Park** 变换, 其变换公式为

$$\begin{bmatrix} f_\alpha & f_\beta \end{bmatrix}^T = T_{2r/2s} \begin{bmatrix} f_d & f_q \end{bmatrix}^T \quad (3.7)$$

其中, $T_{2r/2s}$ 为坐标变换矩阵, 可以表示为

$$T_{2r/2s} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

另外, 可以直接从 ABC 自然坐标系变换到 $d - q$ 同步旋转坐标系, 其变换公式为

$$\begin{bmatrix} f_d & f_q & f_0 \end{bmatrix}^T = T_{3s/2r} \begin{bmatrix} f_A & f_B & f_C \end{bmatrix}^T \quad (3.9)$$

其中, $T_{3s/2r}$ 为坐标变换矩阵, 可以表示为

$$T_{3s/2r} = T_{3s/2s} \cdot T_{2s/2r} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos \theta_e - 2\pi/3 & \cos \theta_e + 2\pi/3 \\ -\sin \theta_e & -\sin \theta_e - 2\pi/3 & -\sin \theta_e + 2\pi/3 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

反之, 也可以直接从 $d - q$ 同步旋转坐标系变换到 ABC 自然坐标系, 其变换公式为

$$\begin{bmatrix} f_A & f_B & f_C \end{bmatrix}^T = T_{2r/3s} \begin{bmatrix} f_d & f_q & f_0 \end{bmatrix}^T \quad (3.11)$$

其中, $T_{2r/3s}$ 为坐标变换矩阵, 可以表示为

$$T_{2r/3s} = T_{3s/2r}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e & \frac{1}{2} \\ \cos \theta_e - 2\pi/3 & -\sin \theta_e - 2\pi/3 & \frac{1}{2} \\ \cos \theta_e + 2\pi/3 & -\sin \theta_e + 2\pi/3 & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

以上便是自然坐标系、静止坐标系和同步旋转坐标系三者之间的变换关系。如果将变换前后幅值不变作为约束条件, 则变换矩阵前的系数为 $2/3$; 如果将变换前后功率不变作为约束条件, 则该系数为 $\sqrt{2/3}$ 。若无特殊说明, 本文均采用幅值不变作为约束条件。另外, 由于 PMSM 是一个三相对称系统, 在计算时零序分量 f_0 可以忽略不计。

3.1.3. 永磁同步电机数学模型

为了方便电机转子位置和转速观测器的设计, 利用 Clark 变换, 获得电机 $\alpha - \beta$ 静止坐标系下的数学模型。

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{d}{dt}L_\alpha & \frac{d}{dt}L_{\alpha\beta} \\ \frac{d}{dt}L_{\alpha\beta} & R + \frac{d}{dt}L_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_e \psi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

其中: $[u_\alpha \ u_\beta]^T$ 、 $[i_\alpha \ i_\beta]^T$ 分别为 $\alpha - \beta$ 静止坐标系下的定子电压和定子电流,

为了方便电机控制器的设计, 利用 Park 变换, 获得电机 $d - q$ 同步旋转坐标系下的数学模型。

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + \frac{d}{dt}\psi_d - \omega_e \psi_q \\ u_q = Ri_q + \frac{d}{dt}\psi_q + \omega_e \psi_d \end{cases} \quad (3.14)$$

定子磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (3.15)$$

将式3.20代入式3.18, 可得到定子电压方程为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{d}{dt}i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{d}{dt}i_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (3.16)$$

其中： u_d 、 u_q 分别是定子电压的 $d-q$ 轴分量； i_d 、 i_q 分别是定子电流的 $d-q$ 轴分量； R 是定子电阻； ψ_d 、 ψ_q 是定子磁链的 $d-q$ 轴分量； ω_e 是电角速度； L_d 、 L_q 分别是 $d-q$ 轴的电感分量； ψ_f 代表永磁体磁链。

根据式3.21可以得出如图??所示的电压等效电路。从图??中可以看出，PMSM 的数学模型实现了完全的解耦。此时电磁转矩方程可以表示为

图 3.1 default

$$T_e = \frac{3}{2}p_n i_q [i_d(L_d - L_q) + \psi_f] \quad (3.17)$$

式?? ??是针对内置式三相 PMSM 建立的数学模型；对于面贴式三相 PMSM，定子电感满足 $L_d = L_q = L_s$ 。

3.2 矢量控制技术

矢量控制技术是借鉴了直流电机电枢电流和励磁电流相互垂直、没有耦合以及可以独立控制的思路，以坐标变换理论为基础，通过对电机定子电流在 $d-q$ 同步旋转坐标系中大小和方向的控制，达到对直轴和交轴分量的解耦目的，从而实现磁场和转矩的解耦控制，使交流电机具有类似直流电机的控制性能。矢量控制的出现对电机控制有重大的研究意义，使得电机控制技术迈进了一个新的发展时代。

对于三相 PMSM 矢量控制技术而言，通常包括转速环控制、电流环控制和 PWM 控制算法三个主要部分。其中，转速环控制的作用是控制电机的转速，使其能够达到既能调速有能稳速的目的；电流环控制的作用在于加快系统的动态调节过程，使得电机定子电流更好地接近给定的电流矢量；PWM 控制目前主要采用 SVPWM 控制矢量调制技术，其作用是将恒定的直流电压转换为电机所需要的任意电压。

对于面贴式 PMSM 而言，通常采用 $i_d = 0$ 矢量控制方法。图3.3给出了其框图

图 3.2 default

3.3 自抗扰控制技术

自抗扰控制技术是韩京清研究院对经典调节理论与现代控制理论两方面的内在思想不断进行深入思考的过程中，借鉴现代控制理论在系统分析结构性质的成果，在经典控制论思想精华的基础上逐步构建，并于 1999 年正式系统地提出来的。其核心思想是以简单的积分串联型为标准型，把系统动态中不同于标准型的部分（包括系统的不确定性和扰动）视为总扰动（包括内扰和外扰），以扩张状态观测器为手段，实时地对总扰动进行估计并加以消除，从而把充满扰动、不确定性和非线性的被控对象还原为标准的积分串联系统，使得控制系统的设计从复杂到简单，从抽象到直观。

ADRC 的基本框架如图 3.4 所示。

图 3.3 default

自抗扰控制技术是由中国科学院系统科学研究所韩京清研究员提出的一种非线性控制策略，它是在传统的 PID 技术上发展而来，继承了 PID 控制器不依赖对象模型的优点，同时也克服了 PID 控制器的许多缺点，突破了 PID 的局限性。通常来讲，一个自抗扰控制器由三部分组成，它们分别是：跟踪微分器（Tracking Differentiator, TD），扩展状态观测器（Extended State Observer, ESO）和非线性状态误差反馈（Nonlinear State Error Feedback, NLSEF）。

3.3.1. 跟踪微分器

在经典控制理论中，对给定信号的微分信号是用如下微分环节来实现的。

$$y = w(s)v = \frac{s}{Ts + 1}v = \frac{1}{T}(1 - \frac{1}{Ts + 1})v \quad (3.18)$$

其中， T 是比较小的时间常数。这个微分环节可以改写成

$$y = w(s)v = \frac{1}{T}\left(v - \frac{1}{Ts + 1}v\right) \quad (3.19)$$

这里右边括号内的第二项是时间常数为 T 的惯性环节，而第一项是把输入信号直接传递到输出信号的过程。其等价的方框图如图3.4所示 如果把第二项惯



图 3.4 测试图片

性环节的输出记作 \bar{v} ，那么式3.20将满足等式

$$y(t) = \frac{1}{T}(v(t) - \bar{v}(t)) \quad (3.20)$$

当输入信号 $v(t)$ 的变化比较缓慢而时间常数 T 比较小的时候，有近似关系 $\bar{v}(t) \approx v(t - T)$ 成立，因此由式3.20可以得到

$$y(t) = \frac{1}{T}(v(t) - \bar{v}(t)) \approx \frac{1}{T}(v(t) - v(t - T)) \approx \dot{v}(t) \quad (3.21)$$

当然，时间常数 T 越小，输出 $y(t)$ 越接近微分 $\dot{v}(t)$ 。这就是微分环节3.18的数学含义。

可以说，这里的微分就是用微分近似公式

$$\dot{v}(t) = \frac{v(t) - v(t - T)}{T} \quad (3.22)$$

来实现的。式中的延迟信号 $v(t - T)$ 式通过惯性环节 $1/(Ts + 1)$ 来实现。这个惯性环节的时间常数越小，延迟信号 $v(t - T)$ 越接近 $v(t)$ ，从而微分的近似度也就越高。

但是，如果输入信号 $v(t)$ 被随机噪声 $n(t)$ 所污染，那么由式??和式??得到

$$y(t) = \frac{1}{\tau}(v(t) + n(t) - \overline{v(t) + n(t)}) \quad (3.23)$$

式中, $\overline{v(t) + n(t)}$ 是信号 $v(t) + n(t)$ 通过惯性环节 $1/(Ts + 1)$ 所得信号, 因此满足微分方程

即输出信号 $y(t)$ 是输入信号 $v(t)$ 的微分信号叠加上放大了 $1/T$ 倍的噪声信号, 从而 T 越小, 噪声放大越严重, 完全可以淹没微分信号 $\dot{v}(t)$ 。这就是经典微分环节3.18的噪声放大效应。

为了消除或减弱噪声放大效应, 把微分近似公式3.18换成另一种微分近似公式

$$\dot{v}(t) = \frac{v(t - \tau_1) - v(t - \tau_2)}{\tau_2 - \tau_1}, 0 < \tau_1 < \tau_2 \quad (3.24)$$

而且延迟信号 $v(t - \tau_1)$ 和 $v(t - \tau_2)$ 分别将由惯性环节 $1/(\tau_1 s + 1)$ 和 $1/(\tau_2 s + 1)$ 来获取, 那么可以降低噪声放大效应。式3.18的等价方框图为图3.4。这个微分近似公式的传递函数为

$$y = \frac{1}{\tau_2 - \tau_1} \left(\frac{1}{\tau_1 s + 1} - \frac{1}{\tau_2 s + 1} \right) v = \frac{s}{\tau_1 \tau_2 s^2 + (\tau_1 + \tau_2)s + 1} v \quad (3.25)$$

等价的状态变量实现为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{\tau_1 \tau_2} (x_1 - v(t)) - \frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_1 \tau_2} x_2 \\ y = x_2 \end{cases} \quad (3.26)$$

下面比较传递关系3.20和3.20确定的微分信号。

3.3.2. 扩张状态观测器

扩张状态观测器 (ES) 是 ADRC 的核心部分, 用于解决主动抗扰技术中扰动观测这一核心问题。借用状态观测器的思想, 将影响被控对象输出的扰动作用扩张成心得状态变量, 用特殊的反馈机制来建立能够观测被扩张状态即扰动作用的扩张状态观测器。这个扩张状态观测器并不依赖生成扰动的模型, 也不需要直接测量就能对扰动进行观测, 得到估计值。

若假设系统中含有非线性动态、模型不确定性及外部扰动, 则均可用扩张状态观测器进行实时观测并加以补偿, 它可以将含有未知外扰的非线性不确定对

象用非线性状态反馈化为“积分器串联型”，且对一定范围内对象具有很好的适应性和鲁棒性。将系统化为“积分器串联型”以后，就能对它采用“非线性状态误差反馈”控制算法，设计出理想的控制器。在非线性状态误差反馈控制器中，由于扩张状态观测器能够实时观测未知外扰和系统模型产生的实时作用，采用恰当的方法加以补偿，从而线性设计所需的内模原理和在常值扰动下为消除静差而采用的积分器都不再必要了。

对于二阶对象

$$\ddot{y} = f(y, \dot{y}, w(t), t) + bu \quad (3.27)$$

其中， $w(t)$ 为外扰作用， $f(x, \dot{x}, w(t), t)$ 为综合了外扰和内扰的总扰动。其状态空间方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2, w(t), t) + bu \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3.28)$$

扩张状态观测器的主要思路是将总扰动扩张成为一个新状态变量，然后利用系统的输入、输出重构出包含系统原有状态变量与扰动的所有状态。因此，对于式3.20所示的二阶对象，我们将 $(x, \dot{x}, w(t), t)$ 的表现量

$$a(t) = f(y, \dot{y}, w(t), t) \quad (3.29)$$

当作一个新的未知的状态变量 $x_3(t)$ 加入到原系统中，则原系统变为：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + bu \\ \dot{x}_3 = f(x_1, x_2, w(t), t) = w_0(t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3.30)$$

对此系统建立非线性状态观测器：

$$\begin{cases} \varepsilon_1 = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 \varepsilon_1 \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 fal(\varepsilon_1, \frac{1}{2}, \delta) + bu \\ \dot{z}_3 = -\beta_3 fal(\varepsilon_1, \frac{1}{4}, \delta) \end{cases} \quad (3.31)$$

其中 $fal(x, a, \delta)$ 为非线性函数：

$$fal(x, a, \delta) = \begin{cases} l \frac{x}{\delta^{1-\alpha}}, & |x| \leq \delta \\ sign(x) |x|^\alpha, & |x| > \delta \end{cases} \quad (3.32)$$

这样，在 b 已知或者接近的情况下，就能使扩张状态观测器的状态变量 z_i 跟踪系统的状态变量 x_i ，且有较大的适应范围。

对应的离散形式 ESO 可以表示为

$$\begin{cases} \varepsilon_1 = z_1(k) - y(k) \\ z_1(k+1) = z_1(k) - h[z_2(k) - \beta_1 \varepsilon_1] \\ z_2(k+1) = z_2(k) - h[z_3(k) - \beta_2 fal(\varepsilon_1, \frac{1}{2}, \delta) + bu] \\ z_3(k+1) = z_3(k) - h\beta_3 fal(\varepsilon_1, \frac{1}{4}, \delta) \end{cases} \quad (3.33)$$

3.3.3. 非线性状态误差反馈

基于跟踪微分器方法，可以产生过渡过程的误差信号和误差微分信号，并生成误差积分信号，将误差、误差微分、误差积分三种信号形式组合起来，形成组合控制律。既可以组合成类似 PID 控制的线性组合，也可以组合成非线性控制组合，如利用 fal 或者最速控制综合函数 fan 构造非线性控制器。函数 fal 或者 fan 实际上式“小误差大增益，大误差小增益”工程实践经验的数学模拟，并且具有快速收敛的特性，因此这种非线性组合不仅易于数字实现，并且具有良好的鲁棒性和适应性，甚至部分包含了智能的成分。

通常，为了简化 ADRC 的控制器设计，可以使用经典的 PID 来

3.3.4. 自抗扰控制技术的局限性

第4章 自抗扰控制技术分析

控制是以适当的控制力来驾驭被控制对，使其运动在各种扰动作用下也能按期望的方式变化。施加控制力的根本途径和目的是“感受控制目标与对象实际行为之间的误差，适当处理这个误差来消除误差”。近一个世纪的控制理论发展的历史就是围绕“消除这个误差”的两种不同方法相互交错而发展的历史。

4.1 自抗扰控制技术

4.1.1. 跟踪微分器

4.1.2. 扩张状态观测器

4.1.3. 非线性状态误差反馈

4.2 自抗扰控制技术的问题

4.2.1.

4.2.2.

第 5 章 转子位置和转速估计

5.1

第 6 章 基于自抗扰技术的矢量控制方案

6.1 速度环控制

6.2 电流环控制

第 7 章 基于 DSP 的电机控制系统实现

7.1 DSP 程序框架结构

7.2 系统实现与结果分析

第 8 章 数 学

8.1 数学符号

模板定义了一些正体 (upright) 的数学符号:

符号	命令
常数 e	<code>\eu</code>
复数单位 i	<code>\iu</code>
微分符号 d	<code>\diff</code>
$\arg \max$	<code>\argmax</code>
$\arg \min$	<code>\argmin</code>

更多的例子:

$$e^{i\pi} + 1 = 0 \quad (8.1)$$

$$\frac{d^2 u}{dt^2} = \int f(x) dx \quad (8.2)$$

$$\arg \min_x f(x) \quad (8.3)$$

8.2 定理、引理和证明

定义 8.1 If the integral of function f is measurable and non-negative, we define its (extended) **Lebesgue integral** by

$$\int f = \sup_g \int g, \quad (8.4)$$

where the supremum is taken over all measurable functions g such that $0 \leq g \leq f$, and where g is bounded and supported on a set of finite measure.

例 8.1 Simple examples of functions on \mathbb{R}^d that are integrable (or non-integrable) are given by

$$f_a(x) = \begin{cases} |x|^{-a} & \text{if } |x| \leq 1, \\ 0 & \text{if } |x| > 1. \end{cases} \quad (8.5)$$

$$F_a(x) = \frac{1}{1 + |x|^a}, \quad \text{all } x \in \mathbb{R}^d. \quad (8.6)$$

Then f_a is integrable exactly when $a < d$, while F_a is integrable exactly when $a > d$.

引理 8.1 (Fatou) Suppose $\{f_n\}$ is a sequence of measurable functions with $f_n \geq 0$. If $\lim_{n \rightarrow \infty} f_n(x) = f(x)$ for a.e. x , then

$$\int f \leq \liminf_{n \rightarrow \infty} \int f_n. \quad (8.7)$$

注 We do not exclude the cases $\int f = \infty$, or $\liminf_{n \rightarrow \infty} \int f_n = \infty$.

推论 8.2 Suppose f is a non-negative measurable function, and $\{f_n\}$ a sequence of non-negative measurable functions with $f_n(x) \leq f(x)$ and $f_n(x) \rightarrow f(x)$ for almost every x . Then

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \int f_n = \int f. \quad (8.8)$$

命题 8.3 Suppose f is integrable on \mathbb{R}^d . Then for every $\epsilon > 0$:

i. There exists a set of finite measure B (a ball, for example) such that

$$\int_{B^c} |f| < \epsilon. \quad (8.9)$$

ii. There is a $\delta > 0$ such that

$$\int_E |f| < \epsilon \quad \text{whenever } m(E) < \delta. \quad (8.10)$$

定理 8.4 Suppose $\{f_n\}$ is a sequence of measurable functions such that $f_n(x) \rightarrow f(x)$ a.e. x , as n tends to infinity. If $|f_n(x)| \leq g(x)$, where g is integrable, then

$$\int |f_n - f| \rightarrow 0 \quad \text{as } n \rightarrow \infty, \quad (8.11)$$

and consequently

$$\int f_n \rightarrow \int f \quad \text{as } n \rightarrow \infty. \quad (8.12)$$

证明 Trivial. □

8.3 自定义

Axiom of choice Suppose E is a set and E_α is a collection of non-empty subsets of E . Then there is a function $\alpha \mapsto x_\alpha$ (a “choice function”) such that

$$x_\alpha \in E_\alpha, \quad \text{for all } \alpha. \quad (8.13)$$

Observation 1 Suppose a partially ordered set P has the property that every chain has an upper bound in P . Then the set P contains at least one maximal element.

A concise proof Obvious. □

第9章 浮 动 体

9.1 三线表

三线表是《撰写手册》推荐使用的方式，如表 9.1。

表 9.1 这里是表的标题

操作系统	TeX 发行版
所有	TeX Live
macOS	MacTeX
Windows	MikTeX

注：一个很长长长的表注。

9.2 长表格

超过一页的表格要使用专门的 `longtable` 环境（表 9.2）。

表 9.2 长表格演示

名称	说明	备注
AAAAAAAAAAAA	BBBBBBBBBBBB	CCCCCCCCCCCC
AAAAAAAAAAAA	BBBBBBBBBBBB	CCCCCCCCCCCC
AAAAAAAAAAAA	BBBBBBBBBBBB	CCCCCCCCCCCC
AAAAAAAAAAAA	BBBBBBBBBBBB	CCCCCCCCCCCC
AAAAAAAAAAAA	BBBBBBBBBBBB	CCCCCCCCCCCC
AAAAAAAAAAAA	BBBBBBBBBBBB	CCCCCCCCCCCC
AAAAAAAAAAAA	BBBBBBBBBBBB	CCCCCCCCCCCC

表 9.2 长表格演示 (续)

名称	说明	备注
AAAAAAAAAAAAA	BBBBBBBBBBBBB	CCCCCCCCCCCCCCC
AAAAAAAAAAAAA	BBBBBBBBBBBBB	CCCCCCCCCCCCCCC
AAAAAAAAAAAAA	BBBBBBBBBBBBB	CCCCCCCCCCCCCCC
AAAAAAAAAAAAA	BBBBBBBBBBBBB	CCCCCCCCCCCCCCC
AAAAAAAAAAAAA	BBBBBBBBBBBBB	CCCCCCCCCCCCCCC
AAAAAAAAAAAAA	BBBBBBBBBBBBB	CCCCCCCCCCCCCCC
AAAAAAAAAAAAA	BBBBBBBBBBBBB	CCCCCCCCCCCCCCC
AAAAAAAAAAAAA	BBBBBBBBBBBBB	CCCCCCCCCCCCCCC
AAAAAAAAAAAAA	BBBBBBBBBBBBB	CCCCCCCCCCCCCCC
AAAAAAAAAAAAA	BBBBBBBBBBBBB	CCCCCCCCCCCCCCC
AAAAAAAAAAAAA	BBBBBBBBBBBBB	CCCCCCCCCCCCCCC
AAAAAAAAAAAAA	BBBBBBBBBBBBB	CCCCCCCCCCCCCCC
AAAAAAAAAAAAA	BBBBBBBBBBBBB	CCCCCCCCCCCCCCC
AAAAAAAAAAAAA	BBBBBBBBBBBBB	CCCCCCCCCCCCCCC
AAAAAAAAAAAAA	BBBBBBBBBBBBB	CCCCCCCCCCCCCCC

9.3 插图

有的同学可能习惯了“下图”、“上表”这样的相对位置引述方式，希望浮动体放在固定位置。事实上，这是不合理的，因为这很容易导致大片的空白。在科技论文中，标准的方式是“图9.1”、“表 9.1”这样的因数方式。

关于更多的插图方式，[arXiv](#) 上的大部分文献会提供 \LaTeX 源码，大家可以参考学习。



图 9.1 测试图片

9.4 算法环境

模板中使用 `algorithm2e` 宏包实现算法环境。关于该宏包的具体用法，请阅读宏包的官方文档。

Data: this text

Result: how to write algorithm with \LaTeX 2e

```

1 initialization;
2 while not at end of this document do
3     read current;
4     if understand then
5         go to next section;
6         current section becomes this one;
7     else
8         go back to the beginning of current section;
9     end
10 end

```

算法 9.1: 算法示例 1

注意，我们可以在论文中插入算法，但是插入大段的代码是愚蠢的。然而这并不妨碍有的同学选择这么做，对于这些同学，建议用 `listings` 宏包。

第 10 章 引用文献标注方法

10.1 顺序编码制

10.1.1. 角标数字标注法

<code>\cite{knuth86a}</code>	\Rightarrow	[1]
<code>\citet{knuth86a}</code>	\Rightarrow	Knuth ^[1]
<code>\citet[chap.~2]{knuth86a}</code>	\Rightarrow	Knuth ^[1] chap. 2
<code>\citep{knuth86a}</code>	\Rightarrow	[1]
<code>\citep[chap.~2]{knuth86a}</code>	\Rightarrow	[1]chap. 2
<code>\citep[see][]{knuth86a}</code>	\Rightarrow	see ^[1]
<code>\citep[see][chap.~2]{knuth86a}</code>	\Rightarrow	see ^[1] chap. 2
<code>\citet*{knuth86a}</code>	\Rightarrow	Knuth ^[1]
<code>\citep*{knuth86a}</code>	\Rightarrow	[1]
<code>\citet{knuth86a,tlc2}</code>	\Rightarrow	Knuth ^[1] , Mittelbach et al. ^[2]
<code>\citep{knuth86a,tlc2}</code>	\Rightarrow	[1,2]
<code>\cite{knuth86a, knuth84}</code>	\Rightarrow	[1,3]
<code>\citet{knuth86a, knuth84}</code>	\Rightarrow	Knuth ^[1,3]
<code>\citep{knuth86a, knuth84}</code>	\Rightarrow	[1,3]
<code>\cite{knuth86a, knuth84, tlc2}</code>	\Rightarrow	[1–3]

10.1.2. 数字标注法

<code>\cite{knuth86a}</code>	\Rightarrow [1]
<code>\citet{knuth86a}</code>	\Rightarrow Knuth [1]
<code>\citet[chap.~2]{knuth86a}</code>	\Rightarrow Knuth [1] ^{chap. 2}
<code>\citep{knuth86a}</code>	\Rightarrow [1]
<code>\citep[chap.~2]{knuth86a}</code>	\Rightarrow [1] ^{chap. 2}
<code>\citep[see][]{knuth86a}</code>	\Rightarrow [see 1]
<code>\citep[see][chap.~2]{knuth86a}</code>	\Rightarrow [see 1] ^{chap. 2}
<code>\citet*{knuth86a}</code>	\Rightarrow Knuth [1]
<code>\citep*{knuth86a}</code>	\Rightarrow [1]
<code>\citet{knuth86a,tlc2}</code>	\Rightarrow Knuth [1], Mittelbach et al. [2]
<code>\citep{knuth86a,tlc2}</code>	\Rightarrow [1, 2]
<code>\cite{knuth86a, knuth84}</code>	\Rightarrow [1, 3]
<code>\citet{knuth86a, knuth84}</code>	\Rightarrow Knuth [1, 3]
<code>\citep{knuth86a, knuth84}</code>	\Rightarrow [1, 3]
<code>\cite{knuth86a, knuth84,tlc2}</code>	\Rightarrow [1–3]

10.2 著者-出版年制标注法

<code>\cite{knuth86a}</code>	\Rightarrow Knuth (1986)
<code>\citet{knuth86a}</code>	\Rightarrow Knuth (1986)
<code>\citet[chap.~2]{knuth86a}</code>	\Rightarrow Knuth (1986) ^{chap. 2}
<code>\citep{knuth86a}</code>	\Rightarrow (Knuth, 1986)
<code>\citep[chap.~2]{knuth86a}</code>	\Rightarrow (Knuth, 1986) ^{chap. 2}
<code>\citep[see][]{knuth86a}</code>	\Rightarrow (see Knuth, 1986)
<code>\citep[see][chap.~2]{knuth86a}</code>	\Rightarrow (see Knuth, 1986) ^{chap. 2}
<code>\citet*{knuth86a}</code>	\Rightarrow Knuth (1986)
<code>\citep*{knuth86a}</code>	\Rightarrow (Knuth, 1986)

`\citet{knuth86a,tlc2}` \Rightarrow [Knuth \(1986\); Mittelbach et al. \(2004\)](#)
`\citep{knuth86a,tlc2}` \Rightarrow [\(Knuth, 1986; Mittelbach et al., 2004\)](#)
`\cite{knuth86a, knuth84}` \Rightarrow [Knuth \(1986, 1984\)](#)
`\citet{knuth86a, knuth84}` \Rightarrow [Knuth \(1986, 1984\)](#)
`\citep{knuth86a, knuth84}` \Rightarrow [\(Knuth, 1986, 1984\)](#)

10.3 其他形式的标注

`\citealt{tlc2}` \Rightarrow [Mittelbach et al. 2004](#)
`\citealt*{tlc2}` \Rightarrow [Mittelbach, Goossens, Braams, and Carlisle 2004](#)
`\citealp{tlc2}` \Rightarrow [Mittelbach et al., 2004](#)
`\citealp*{tlc2}` \Rightarrow [Mittelbach, Goossens, Braams, and Carlisle, 2004](#)
`\citealp{tlc2, knuth86a}` \Rightarrow [Knuth, 1986; Mittelbach et al., 2004](#)
`\citealp[pg.~32]{tlc2}` \Rightarrow [Mittelbach et al., 2004](#)^{pg. 32}
`\citenum{tlc2}` \Rightarrow [2](#)
`\citetext{priv.\ comm.}` \Rightarrow [\(priv. comm.\)](#)
`\citeauthor{tlc2}` \Rightarrow [Mittelbach et al.](#)
`\citeauthor*{tlc2}` \Rightarrow [Mittelbach, Goossens, Braams, and Carlisle](#)
`\citeyear{tlc2}` \Rightarrow [2004](#)
`\citeyearpar{tlc2}` \Rightarrow [2004](#)

参 考 文 献

- [1] KNUTH D E. Computers and typesetting: A the T_EXbook[M]. Reading, MA, USA: Addison-Wesley, 1986.
- [2] MITTELBAACH F, GOOSSENS M, BRAAMS J, et al. The L^AT_EX companion[M]. 2nd ed. Reading, MA, USA: Addison-Wesley, 2004.
- [3] KNUTH D E. Literate programming[J]. The Computer Journal, 1984, 27(2): 97–111.
- [4] LAMPORT L. L^AT_EX: a document preparation system[M]. 2nd ed. Reading, MA, USA: Addison-Wesley, 1994.
- [5] 孙立广. 顶级期刊论文摘要汇编 (1999–2010) [G]. 合肥: 中国科学技术大学出版社, 2016: 222.
- [6] 李泳池. 张量初步和近代连续介质力学概论[M]. 2 版. 合肥: 中国科学技术大学出版社, 2016: 61.
- [7] 刘景双. 湿地生态系统碳、氮、硫、磷生物地球化学过程[M]. 合肥: 中国科学技术大学出版社, 2014.
- [8] 程根伟. 1998 年长江洪水的成因与减灾对策[M]//许厚泽, 赵其国. 长江流域洪涝灾害与科技对策. 北京: 科学出版社, 1999: 26–32.
- [9] 陈晋镛, 张惠民, 朱士兴, 等. 蓟县震旦亚界研究[M]//中国地质科学院天津地质矿产研究所. 中国震旦亚界. 天津: 天津科学技术出版社, 1980: 56–114.
- [10] 孔庆勇, 郭红健, 孔庆和. 我国科技期刊的金字塔分层模型及发展路径初探[J]. 中国科技期刊研究, 2015, 26(10): 1100–1103.
- [11] 杨洪升. 四库馆私家抄校书考略[J]. 文献, 2013(1): 56–75.
- [12] 于潇, 刘义, 柴跃廷, 等. 互联网药品可信交易环境中主体资质审核备案模式[J]. 清华大学学报 (自然科学版), 2012, 52(11): 1518–1521.
- [13] 丁文详. 数字革命与竞争国际化[N]. 中国青年报, 2000-11-20(15).
- [14] 姜锡洲. 一种温热外敷药制备方案: 中国, 88105607.3[P]. 1989-07-26.
- [15] 万锦坤. 中国大学学报论文文摘 (1983–1993) (英文版) [DB/CD]. 北京: 中国大百科全书出版社, 1996.
- [16] 孙玉文. 汉语变调构词研究[D]. 北京: 北京大学, 2000.
- [17] 文富, 顾丽梅. 网络时代经济发展战略特征[J]. 学术研究, 2000, 21(4): 35–40.
- [18] 肖度, OTHERS. 知识时代的企业合作经营[M]. 北京: 北京大学出版社, 2000: 67–69.
- [19] The White House. [J]. Technology for Economic Growth, 1993.
- [20] HUTSON J M. [J]. J. Phys. Chem., 1992, 96: 4237.

附录 A 论文规范

致 谢

在研究学习期间，我有幸得到了三位老师的教导，他们是：我的导师，中国科大 XXX 研究员，中科院 X 昆明动物所马老师以及美国犹他大学的 XXX 老师。三位深厚的学术功底，严谨的工作态度和敏锐的科学洞察力使我受益良多。衷心感谢他们多年来给予我的悉心教导和热情帮助。

感谢 XXX 老师在实验方面的指导以及教授的帮助。科大的 XXX 同学和 XXX 同学参与了部分试验工作，在此深表谢意。

在读期间发表的学术论文与取得的研究成果

已发表论文

1. A A A A A A A A A
2. A A A A A A A A A
3. A A A A A A A A A

待发表论文

1. A A A A A A A A A
2. A A A A A A A A A
3. A A A A A A A A A

研究报告

1. A A A A A A A A A
2. A A A A A A A A A
3. A A A A A A A A A