

# 交流伺服系统

## 设计指南

孙宇 王志文 孔凡莉 兰振平 编著

JIAOLIU SIFU XITONG SHEJI ZHINAN



机械工业出版社  
CHINA MACHINE PRESS

# 交流伺服系统设计指南

孙 宇 王志文 孔凡莉 兰振平 编著



机械工业出版社

本书以指导设计为目的,从伺服电动机及其模型开始,逐步展开到主电路、PWM 驱动控制、电流和位置传感器、闭环控制结构,再展开到控制策略、控制算法、控制器、滤波器和观测器。全书共 10 章,第 2、3、4、6 章讲述了伺服系统的硬件结构;第 5、7、8、9、10 章讲述了伺服系统的控制结构、控制策略,以及实际伺服系统中不可缺少的控制器,滤波器和观测器的设计方法。书中对引用的相关理论、论文成果没有繁琐的推导和证明,而是提取了精髓,作了归纳总结,指出了运用这些成果的方法和条件。

本书可作为高等院校电气传动自动化、机电一体化、电机及其控制、电力电子技术等专业的研究生和高年级本科生的教材用书,特别适合工程技术人员从事相关设计和研发时用做指导性参考书。

## 图书在版编目(CIP)数据

交流伺服系统设计指南/孙宇,王志文,孔凡莉等编著. —北京:机械工业出版社,2013.8

ISBN 978 - 7 - 111 - 43641 - 6

I. ①交… II. ①孙… ②王… ③孔… III. ①交流伺服系统 - 系统设计 - 指南 IV. ①TM921.54 - 62

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2013) 第 185331 号

机械工业出版社(北京市百万庄大街 22 号 邮政编码 100037)

策划编辑:罗莉 责任编辑:罗莉

版式设计:常天培 责任校对:张玉琴

封面设计:赵颖喆 责任印制:杨曦

北京圣夫亚美印刷有限公司印刷

2013 年 11 月第 1 版第 1 次印刷

184mm×260mm · 13.5 印张 · 329 千字

0001—3000 册

标准书号:ISBN 978 - 7 - 111 - 43641 - 6

定价:49.90 元

凡购本书,如有缺页、倒页、脱页,由本社发行部调换

电话服务

网络服务

社服务中心:(010)88361066 教材网:<http://www.cmpedu.com>

销售一部:(010)68326294 机工官网:<http://www.cmpbook.com>

销售二部:(010)88379649 机工官博:<http://weibo.com/cmp1952>

读者购书热线:(010)88379203 封面无防伪标均为盗版

# 前 言

交流伺服系统涉及数控产业、装备制造业、信息产业以及材料学等诸多行业，它的发展直接关系到整体数控设备的性能发挥，及相关多产业的联动发展。交流伺服技术及相关产业的发展已经引起我国政府及相关部门的高度重视，在《国务院关于加快振兴装备制造业的若干意见》中已明确提出对于伺服驱动系统技术发展的要求。

随着国内伺服系统的发展，大多数工程类大学已经开设了这样的课程，公司不定期地举办相关的培训，遗憾的是大多数从事工程控制行业人员对伺服控制系统设计的知识并未感到满意，这可能是由于我国对交流伺服系统的研究起步较晚，又受到国外技术的封锁；参考资料内容过于传统，缺乏新技术；过多关注先进控制技术的数学推导及研究，忽略通常用于工业的控制方法；过多关注国外产品使用操作等。

本人具有基于交流永磁同步电动机的伺服系统开发经验，并结合此经验编写本书，书中比较系统、全面地介绍了交流伺服系统设计方面的知识，内容涉及永磁电动机基础知识及控制技术、数字控制系统应用技术、逆变技术及数字滤波设计等。在组织内容方面，遵循从工程应用出发，理论结合实际，重点讲述工业已接受的或具有前景的技术和实现方法。

编写这本书是一项艰巨的任务，需要许多人的支持，在此我要感谢他们。首先感谢我的家人，是他们的理解和支持，使我有充足的业余时间来完成本书。其次感谢我的父母，是他们的决定，使我选择并完成了自动化专业的大学教育。再次感谢梁中华导师，他的教导和鼓励，不仅使我打下了坚实的基础，还使我对今后从事电气工程类工作充满信心。最后特别感谢党存禄导师，是他最早给我提供了实践应用方向。我对每个人都怀有诚挚的感激之情。

书中部分内容由兰州理工大学王志文副教授、沈阳黎明航空发动机（集团）有限责任公司孔凡莉翻译、大连工业大学兰振平讲师执笔，全书内容最后由我统一整理、编写完成。沈阳工业大学的梁中华教授仔细审校了本书全部内容，并提供了宝贵的意见。

鉴于编者水平有限，书中不免存在错误和不当之处，恳请读者批评指正。

孙宇

中科院沈阳计算技术研究所  
高精数控技术有限公司

# 目 录

## 前言

## 第1章 绪论 ..... 1

- 1.1 交流伺服系统的国内外现状与  
发展趋势 ..... 1
- 1.2 交流伺服系统的分类和特点 ..... 3
- 1.3 交流伺服系统在国内相关行业中的  
应用及研发意义 ..... 7
- 1.4 本书主要涉及的内容和安排 ..... 9

## 第2章 三相交流永磁同步电动机 ..... 11

- 2.1 永磁同步电动机转子的结构和特征 ..... 11
- 2.2 永磁同步电动机的数学模型 ..... 12
  - 2.2.1 坐标变换的原则和基本思路 ..... 13
  - 2.2.2 坐标变换阵 ..... 14
  - 2.2.3 建立  $dq$  坐标系下的数学模型 ..... 17
- 2.3 永磁同步电动机的特性常数 ..... 21
  - 2.3.1 转矩常数和反电动势常数 ..... 21
  - 2.3.2 机械时间常数、电气时间常数和  
机电时间常数 ..... 23
- 2.4 永磁同步电动机转矩波动 ..... 26
  - 2.4.1 纹波转矩 ..... 26
  - 2.4.2 齿槽转矩 ..... 27
- 2.5 永磁同步电动机控制系统 ..... 28
  - 2.5.1 基本电磁关系轨迹 ..... 29
  - 2.5.2 矢量控制策略 ..... 32
  - 2.5.3 基于  $i_d=0$  控制策略的伺服  
系统基本结构 ..... 37

## 第3章 电动机驱动电源和功率器件 ..... 39

- 3.1 逆变电路 ..... 39
  - 3.1.1 基本工作原理 ..... 39
  - 3.1.2 三相桥式电压型逆变电路 ..... 40
  - 3.1.3 多电平逆变电路 ..... 42
- 3.2 重要的辅助电路 ..... 43
  - 3.2.1 整流单元 ..... 43
  - 3.2.2 预充电电路 ..... 44
  - 3.2.3 泵升电压保护电路 ..... 45
- 3.3 功率器件 ..... 47
  - 3.3.1 功率器件的种类和发展 ..... 47

- 3.3.2 IGBT ..... 49

- 3.3.3 器件的驱动 ..... 50

- 3.3.4 器件的保护 ..... 53

## 3.4 智能功率模块 (IPM) ..... 56

- 3.4.1 接口电路 ..... 56

- 3.4.2 电压自举电路 ..... 57

- 3.4.3 保护功能 ..... 59

## 第4章 PWM 控制技术 ..... 60

- 4.1 PWM 控制的基本原理 ..... 60

- 4.2 三种典型的 PWM 控制技术 ..... 61

- 4.2.1 正弦波 PWM 技术 ..... 61

- 4.2.2 电流跟踪 PWM 技术 ..... 63

- 4.2.3 电压空间矢量 PWM 技术 ..... 65

- 4.3 逆变器品质评价 ..... 67

- 4.3.1 谐波成分 ..... 67

- 4.3.2 直流电压利用率与过调制 ..... 72

- 4.3.3 三种 PWM 控制技术的小结 ..... 76

- 4.4 数字化伺服系统中 SVPWM 的实现 ..... 76

## 第5章 数字控制系统 ..... 83

- 5.1 基础知识 ..... 83

- 5.1.1 信号采样和香农采样定理 ..... 83

- 5.1.2 信号复现和零阶保持器 ..... 86

- 5.1.3 量化误差和极限环 ..... 89

- 5.1.4 系统中的延迟 ..... 91

- 5.1.5  $z$  变换及离散化方法 ..... 92

- 5.2 数字控制器研究方法 ..... 96

- 5.2.1 模拟化研究方法概述 ..... 96

- 5.2.2 数字化研究方法概述 ..... 97

- 5.3 微处理器选择 ..... 97

- 5.3.1 选择处理器的基本原则 ..... 97

- 5.3.2 伺服控制系统要求的处理器性能 ..... 98

- 5.3.3 数字信号处理器 (DSP) ..... 99

- 5.4 系统中的混合地设计 ..... 103

## 第6章 传感器技术和检测数据处理 ..... 106

- 6.1 电流传感器 ..... 106

- 6.1.1 利用霍尔元件检测 ..... 106

- 6.1.2 利用分流电阻检测 ..... 107



6.2 速度传感器 .....	110	8.2.3 积分饱和与抗饱和设计 .....	162
6.3 位置传感器 .....	110	8.2.4 PI + 控制 .....	165
6.3.1 光电式增量型编码器 .....	111	8.3 PID 控制器的人工调试 .....	166
6.3.2 光电式绝对型编码器 .....	112	8.3.1 Ziegler – Nichols 法 .....	166
6.3.3 旋转变压器与 R – D 变换器 .....	114	8.3.2 按“典型 I 型和 II 型系统的工程 设计”法 .....	166
6.4 检测数据处理 .....	118	8.3.3 手动调整 .....	170
6.4.1 过采样和 A – D 分辨率 .....	118	8.4 PID 控制器的自动调试 .....	171
6.4.2 转速估计和编码器分辨率 .....	121	8.4.1 离线自整定 .....	172
6.4.3 数据标么化和定标 .....	123	8.4.2 在线自校正 .....	173
<b>第 7 章 三闭环控制系统</b> .....	127	<b>第 9 章 数字滤波器</b> .....	175
7.1 三闭环系统构成 .....	127	9.1 伺服系统中的滤波器 .....	175
7.2 系统的基本研究内容 .....	128	9.2 低通和陷波滤波器 .....	176
7.2.1 系统的稳定性及稳态裕度 .....	128	9.2.1 滤波器特征 .....	176
7.2.2 典型系统 .....	129	9.2.2 基于模拟方式的实现 .....	179
7.2.3 指令响应和扰动响应 .....	131	9.2.3 基于 IIR 方式的实现 .....	180
7.2.4 误差与稳态误差 .....	134	9.3 抗混叠滤波器 .....	182
7.3 电流/速度环控制策略 .....	135	9.3.1 混叠 .....	183
7.3.1 反电动势补偿 .....	136	9.3.2 开关电容滤波器的实现 .....	184
7.3.2 PI 控制与 IP 控制 .....	138	9.4 转速估计滤波器 .....	186
7.3.3 扰动解耦 .....	140	9.4.1 转速估计方法的介绍 .....	186
7.4 位置环控制策略 .....	142	9.4.2 基于 FIR 方式的实现 .....	188
7.4.1 电子齿轮比设计 .....	142	9.5 位置指令滤波器 .....	191
7.4.2 前馈控制 .....	143	9.5.1 S 形曲线加减速 .....	191
7.4.3 半闭环与全闭环 .....	146	9.5.2 基于 2 次卷积法的实现 .....	193
7.5 抑振控制策略 .....	147	<b>第 10 章 观测器</b> .....	196
7.5.1 振动模型 .....	148	10.1 系统中的观测器 .....	196
7.5.2 不稳定分析 .....	149	10.2 Luenberger 观测器 .....	198
7.5.3 被动式抑振和主动式抑振 .....	151	10.2.1 观测器的模型构建 .....	198
<b>第 8 章 控制器</b> .....	155	10.2.2 观测器的运行分析 .....	199
8.1 伺服控制系统中的控制器 .....	155	10.2.3 观测器的应用设计 .....	201
8.2 PID 控制器实现 .....	156	10.3 观测器在加速度反馈中的应用 .....	203
8.2.1 数字积分和微分 .....	156	<b>参考文献</b> .....	206
8.2.2 数字 PID 表达式 .....	161		

# 第 1 章 绪 论

伺服来自英文单词 Servo，是指系统跟随外部指令进行人们所期望的运动，运动要素包括位置、速度和转矩。伺服系统的发展经历了从液压、气动到电气的过程，而电气伺服系统包括伺服电动机、反馈装置和控制器。在 20 世纪 60 年代，最早是直流电动机作为主要执行部件，在 70 年代以后，交流伺服电动机的性价比不断提高，逐渐取代直流电动机成为伺服系统的主导执行电动机。控制器的功能是完成伺服系统的闭环控制，包括扭矩、速度和位置等。我们通常说的伺服驱动器已经包括了控制器的基本功能和功率放大部分。虽然在 90 年代所谓的经济型数控领域采用功率步进电动机直接驱动的开环伺服系统曾经获得广泛使用，但是迅速被交流伺服所取代。

自 20 世纪 80 年代以来，随着现代电机技术、现代电力电子技术、微电子技术、控制技术 & 计算机技术等支撑技术的快速发展，交流伺服控制技术 & 的发展得到极大的迈进，使得先前困扰着交流伺服系统的电动机控制复杂和调速性能差等问题取得了突破性的进展，交流伺服系统的性能日渐提高和价格趋于合理，使得交流伺服系统逐渐取代直流伺服系统，尤其是在高准确度、高性能要求的伺服驱动领域中成为电伺服驱动系统的一个发展趋势。目前交流伺服技术已成为工业自动化的支撑技术之一。

伺服控制 & 技术是决定交流伺服系统性能好坏的关键技术之一，是国外交流伺服技术封锁的主要部分。随着国内交流伺服运用电动机等硬件的技术逐步成熟，以软件形式存在于控制芯片中的伺服控制技术成为制约我国高性能交流伺服技术及产品发展的瓶颈。研究具有自主知识产权的高性能交流伺服控制 & 技术是非常必要的，尤其是最具应用前景的永磁同步电动机伺服控制技术。

## 1.1 交流伺服系统的国内外现状与发展趋势

进入 20 世纪 50 年代，微电子制造工艺的日益完善，使得数字信号处理器（DSP）运算速度呈几何级数上升，达到伺服环路高速实时控制的要求，一些运动控制芯片制造商还将电动机控制所必需的外围电路（如 A - D 转换器、位置/速度检测倍频计数器、PWM 发生器等）与 DSP 内核集成为一体，使得伺服控制回路采样时间达到  $100\mu\text{s}$  以内，由单一芯片实现加减速自动控制，电子齿轮同步控制以及位置、速度和电流三环的数字化补偿控制。一些新的控制算法，如速度前馈、加速度前馈、低通滤波和陷波滤波等得以实现。另一方面，电力电子技术的发展，使得伺服系统主电路功率器件的开关频率由  $2 \sim 5\text{kHz}$  提升到  $15 \sim 20\text{kHz}$ ，绝缘栅极双型晶体管（IGBT）及智能功率模块（IPM）均是这一时代的产物，从而提高了系统的稳定性，降低了系统的噪声。以上两个方面不仅是交流伺服实现数字化的基础，而且使得交流伺服趋于小型化。

无人化、规模化生产对加工设备提出了高速度、高准确度和高效率的要求，交流伺服系统具有高响应、免维护（无电刷、换向器等磨损元部件）和高可靠性等特点，正好满足这

一需求。例如日本 FANUC 公司、三菱电机公司、安川电机公司、德国 Siemens 公司、美国 AB 公司及 GE 公司等分别在 1984 年前后将交流伺服系统付诸实用。目前,一些工业发达国家的伺服系统生产厂商基本上均能提供全数字交流伺服系统或者可以与自己的计算机数控 (CNC) 系统相配套,如日本 FANUC 公司、三菱电机公司、安川电机公司、松下公司、三洋电机公司以及德国 Siemens 公司等。

我国从 20 世纪 70 年代开始跟踪开发交流伺服技术,主要研究力量集中在高等院校和科研单位,以军工和宇航卫星为主要应用方向,不考虑成本因素。主要研究机构有北京机床研究所、西安微电机研究所以及中科院沈阳自动化研究所等。80 年代以后开始进入工业领域,直到 2000 年,国产伺服停留在批量小、价格高、应用面狭窄的状态,技术水平和可靠性难以满足工业需要。2000 年以后,随着中国变成世界工厂,制造业的快速发展为交流伺服提供了越来越大的市场空间,国内几家单位开始推出自己品牌的交流伺服产品。目前,国内主要的伺服品牌或厂商有森创(和利时电机)、华中数控、广州数控、南京埃斯顿、兰州电机厂和沈阳高精度数控等厂商。其中华中数控和广州数控等主要集中在数控机床领域。

总结国内外伺服厂商的技术路线和产品路线,结合市场需求的变化,可以看到以下一些最新发展趋势:

#### (1) 高效率化

尽管这方面的工作早就在进行,但是仍需要继续加强。主要包括电动机本身的高效率化,如永磁材料性能的改进和更好的磁铁安装结构设计,同时也包括驱动系统的高效率化、逆变器驱动电路的优化、加减速运动的优化、再生制动和能量反馈以及更好的冷却方式等。

#### (2) 直接驱动

直接驱动包括采用盘式电动机的转台伺服驱动和采用直线电动机的线性伺服驱动,由于消除了中间传递误差,从而实现了高速化和高定位准确度。直线电动机容易改变形状的特点可以使采用线性直线机构的各种装置实现小型化和轻量化。

#### (3) 高速、高精度、高性能化

采用更高精度的编码器(每转百万脉冲级),更高采样精度和数据位数、速度更快的 DSP,无齿槽效应的高性能旋转电动机、直线电动机,以及应用自适应、人工智能等各种现代控制策略,不断将伺服系统的性能指标提高。

#### (4) 一体化和集成化

电动机和反馈、控制、驱动、通信的纵向一体化成为当前小功率伺服系统的一个发展方向。我们称这种集成了驱动和通信功能的电动机叫智能化电动机(Smart Motor),我们把集成了运动控制和通信功能的驱动器叫做智能化伺服驱动器(Smart Servo Driver)。电动机、驱动和控制的集成使三者从设计、制造到运行、维护都更紧密地融为一体。但是这种方式面临更大的技术挑战(如可靠性)和工程师使用习惯的挑战,因此很难成为主流,在整个伺服市场中是一个很小但有特色的部分。

#### (5) 通用化

通用型驱动器配置有大量的参数和丰富的菜单功能,便于用户在不改变硬件配置的条件下,方便地设置成 V/F 控制、无速度传感器开环矢量控制、闭环磁通矢量控制、永磁无刷交流伺服电动机控制及再生单元五种工作方式,适用于各种场合,可以驱动不同类型的电动



机,比如异步电动机、永磁同步电动机、无刷直流电动机、步进电动机,也可以适应不同的传感器类型,甚至无位置传感器。可以使用电动机本身配置的反馈环节构成半闭环控制系统,也可以通过接口与外部的的位置或速度或力矩传感器构成高准确度全闭环控制系统。

#### (6) 智能化

现代交流伺服驱动器都具备参数记忆、故障自诊断和分析功能,绝大多数进口驱动器都具备负载转动惯量测定和自动增益调整功能,有的可以自动辨识电动机的参数,自动测定编码器零位,有的则能自动进行振动抑止。将电子齿轮、电子凸轮、同步跟踪、插补运动等控制功能和驱动结合在一起,则为伺服用户提供了更好的体验。

#### (7) 网络化和模块化

将现场总线和工业以太网技术、甚至无线网络技术集成到伺服驱动器当中,已经成为欧洲和美国厂商的常用做法。现代工业局域网发展的重要方向和各种总线标准竞争的焦点就是如何适应高性能运动控制对数据传输实时性、可靠性、同步性的要求。随着国内对大规模分布式控制装置需求的上升,高档数控系统的开发成功,网络化数字伺服的开发已经成为当务之急。模块化不仅指伺服驱动模块、电源模块、再生制动模块和通信模块之间的组合方式,而且指伺服驱动器内部软件和硬件的模块化和可重用性。

#### (8) 从故障诊断到预测性维护

随着机器安全标准的不断发展,传统的故障诊断和保护技术(问题发生的时候判断原因并采取措施避免故障扩大化)已经落伍,最新的产品嵌入了预测性维护技术,使得人们可以通过 Internet 及时了解重要技术参数的动态趋势,并采取预防性措施。比如:关注电流的升高,负载变化时评估尖峰电流,外壳或铁心温度升高时监视温度传感器,以及对电流波形发生的任何畸变保持警惕。

#### (9) 专用化和多样化

虽然市场上存在通用型伺服产品系列,但是为某种特定应用场合专门设计制造的伺服系统比比皆是。利用磁性材料不同性能、不同形状、不同表面粘接结构,电动机转子出现了表面式永磁(SPM)和内置式永磁(IPM)结构。分割式铁心结构工艺在日本的使用使永磁无刷伺服电动机的生产实现了高效率、大批量和自动化,并引起国内厂商的研究。

#### (10) 小型化和大型化

无论是永磁无刷伺服电动机还是步进电动机都积极向更小的尺寸发展,比如 20mm、28mm 和 35mm 外径等;同时也在发展更大功率和尺寸的机种,已经看到 500kW 永磁伺服电动机的出现。体现了电动机向两极化发展的倾向。

## 1.2 交流伺服系统的分类和特点

伺服系统中,采用各种各样的驱动电动机,如直流电动机、感应电动机、励磁同步电动机、永磁无刷直流电动机、永磁励磁同步电动机,开关磁阻电动机和步进电动机等,如图 1-1 所示。伺服系统根据不同的电动机类型可以分为以下几种:

### 1. 直流电动机控制系统

直流电动机由于励磁磁场和电枢磁场的完全解耦,可以独立控制,因此具备良好的调速性能,且出力大、调速范围宽和易于控制,广泛应用于电力拖动系统中,如车辆牵引直流电

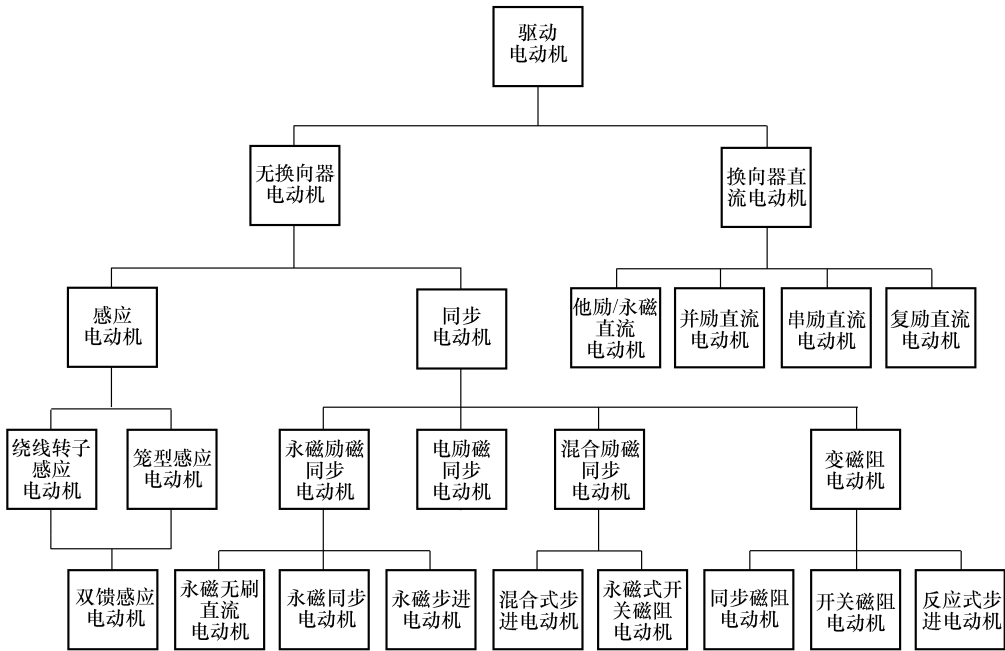


图 1-1 驱动电动机分类

动机、轧钢用直流电动机、港口起重用直流电动机以及小功率直流位置伺服系统用直流伺服电动机等。传统的调速方法主要是电枢回路串联电阻调速、调压调速和改变励磁磁通调速等，20 世纪 70 年代以前，直流电动机控制系统在电动机控制系统中占有绝对的主导地位，现在除了老式直流电动机控制设备以外，在某些场合仍然采用直流电动机控制系统。

2. 感应电动机控制系统

感应电动机定子一般为对称多相绕组，转子可以是绕线转子，也可以是笼型转子。由于转子结构的不同，就有不同的控制策略，如绕线转子感应电动机可以实现转子回路串联电阻调速、串级调速和变频双馈调速控制等，而笼型感应电动机可以实现定子变频、变极调速和变极变频平滑控制等。现代交流感应电动机控制主要有以下几种：

(1) 矢量变换控制系统

矢量变换控制也称为磁场定向控制（Field - Oriented Control）。所谓矢量变换控制，就是对电压、电流和磁链等物理量经过一系列矢量变换，将感应电动机数学模型变换至正交的旋转坐标系中，并对各物理量的幅值和相位实现解耦控制。1971 年德国学者 F. Blascheke 提出的矢量变换控制方式中，正交旋转坐标系的直轴为励磁轴与转子磁场重合，交轴为转矩轴。转子磁场的交轴分量为零，电磁转矩方程得到简化，即在磁场恒定的情况下，电磁转矩与交轴电流分量成正比，因此感应电动机的机械特性与他励直流电动机的机械特性完全一样，实现磁场与转矩的解耦控制。由于直轴与转子磁场重合，因此也称为转子磁场定向控制。为了保持转子磁场的恒定控制，必须观测转子磁场实现反馈控制，因此利用转子电压方程构成磁通观测器，但由于转子参数（特别是电阻）受温度的影响较大，在一定程度上影

响了系统的控制性能。目前有很多转子参数辨识的方法,实现实时补偿,从而提高系统动态性能。除了转子磁场定向控制外,还有气隙磁场定向控制和定子磁场定向控制。

### (2) 转差频率矢量控制系统

感应电动机稳态运行时存在转差率,而转差率对感应电动机的性能有很大的影响,转差率越小,效率越高,控制感应电动机转差率或转子的转差频率就能高效率地控制感应电动机。转差频率矢量控制系统是对传统矢量控制系统的简化,人们采用忽略转子磁链幅值的动态变化的方法,认为转子磁链是稳定的,这样在转子磁场定向坐标系中,可以确定定子电流的直轴分量,而交轴分量可以由电磁转矩表达式确定。因为当转差率很小时,电磁转矩与转差率成正比关系。当感应电动机进行调速控制时,利用给定速度信号与实际速度值的差,由速度调节器确定感应电动机的电磁转矩及相应的转差率,进一步可知转差频率的大小,只要控制转差频率就可以很好地控制感应电动机调速。这类简单、高效的调速系统在节能的风力机、泵类负载中应用得相当广泛。

### (3) 直接转矩控制系统

直接转矩控制(Direct Torque Control, DTC)是在20世纪80年代中期提出的新的交流电动机控制理论。直接转矩控制是在定子坐标系中计算磁通和电磁转矩的大小和位置角,通过磁通幅值和转矩的直接跟踪来实现高性能动态控制。由于磁链的幅值限制在较小的误差范围内,对转矩控制性能不会有大的影响,因此直接转矩控制方法对电动机参数变化不敏感,与转子参数无关;同时,由于对电压空间矢量的优化控制,降低了逆变器的开关频率和开关损耗,从而提高了控制系统的效率。

### (4) 空间矢量调制控制系统

空间矢量调制(Space Vector Modulation)控制技术是为了提高气隙磁场稳定性、减少谐波、优化功率控制器开关模式、降低开关损耗所采用的控制技术。根据定子磁场的运动规律,选择合适的基本电压空间矢量进行合成,以产生其他所需要的电压空间矢量。这种空间矢量调制方法产生的基波电压幅值要高于正弦波脉宽调制(SPWM)产生的基波电压幅值,提高了电源电压的利用率。

### (5) 智能控制系统

智能控制(Intelligent Control)系统主要根据人工智能理论,如模拟人脑物理模型的人工神经网络(Artificial Neural Network),模拟人脑不确定思维或推理过程的模糊逻辑理论(Fuzzy Logic Theory)等,更准确地模拟电动机的非线性,以此确定智能控制模型输出量的大小,进而确定功率控制器的开关模式。电动机的智能控制系统算法极其复杂,需要具有高速、实时计算能力的微机或DSP芯片来实现,目前仍处于实验室研究阶段,但是智能控制系统将是电动机控制的发展方向。

## 3. 同步电控控制系统

### (1) 电励磁同步电动机控制系统

普通电励磁同步电动机采用交-直-交流型逆变器供电,整流和逆变电路均采用晶闸管,利用同步电动机电流可以超前电压的特点,使逆变器的晶闸管工作在自然换相状态,同时检测转子磁极位置,用来确定逆变器晶闸管的导通与关断,使电动机工作在自同步状态。这种控制系统也称为自控式同步电动机控制系统。这种系统的特点是容量大且转速高,技术比较成熟;缺点是三相正弦分布绕组由电流型逆变器供电,电动机低速运行时转矩波动大。

此外，电励磁同步电动机也可以采用变频器供电驱动。

### (2) 永磁无刷直流电动机控制系统

永磁交流电动机根据驱动电源波形分为方波和正弦波，前者成为永磁无刷直流电动机，而后者称为永磁同步电动机。方波驱动永磁无刷直流电动机控制系统，转子采用永磁材料，定子为集中绕组，这样气隙磁场和定子绕组中反电动势是梯形波，当定子绕组通过方波电流，且电流与反电动势同相位时，理论上可以产生恒定的电磁转矩。但是由于定转子齿槽效应，电枢电流存在换相，因此转矩是脉动的。永磁无刷直流电动机的主要特点是磁极位置检测与无换向电动机一样非常简单，通常采用磁敏式霍尔位置传感器，驱动控制易于实现，主要用于恒速驱动、调速驱动系统和准确度要求不高的位置伺服系统。其缺点是定子绕组存在电感，电流不可能是方波，以及在换相时刻的电流变化会造成转矩脉动，对系统低速性能存在一定影响。

### (3) 永磁同步电动机控制系统

正弦波驱动永磁同步电动机控制系统中，电动机转子采用永磁材料，定子绕组与普通同步电动机一样，为对称多相正弦分布绕组。如果通以对称的多相交流电，会产生恒定的旋转磁场和平稳的电磁转矩。采用矢量控制技术可以使直轴电枢电流等于零，达到直接控制交轴电枢电流与电磁转矩的目的。也可以利用单位电流电磁转矩最大的方式控制，增大出力；对于气隙较小的永磁同步电动机，可以采用直轴电枢电流为负值的方式实现弱磁控制，扩大调速范围。

永磁同步电动机转子磁路结构的不同，则电动机的运行特性、控制系统等不同。根据永磁体在转子上位置的不同，永磁同步电动机主要可分为：表面式和内置式。在表面式永磁同步电动机中，永磁体通常呈瓦片形，并位于转子铁心的外表面上，这种电动机的重要特点是直、交轴的主电感相等；而内置式永磁同步电动机的永磁体位于转子内部，永磁体外表面与定子铁心内圆之间有铁磁物质制成的极靴，可以保护永磁体。这种永磁电动机的重要特点是直、交轴的主电感不相等。因此，这两种电动机的性能有所不同。

永磁同步电动机主要用于恒速驱动、调速驱动系统和高准确度位置伺服系统，如机器人、数控机床和其他加工行业。目前研究的重点主要是削弱齿槽效应、转矩波动和无位置传感器技术等。

## 4. 变磁阻电动机控制系统

变磁阻电动机（Variable Reluctance Motor）的定子有多个磁极，磁极上有集中绕组，一旦通以电流就产生励磁磁场，而转子无励磁绕组或永磁体只有齿槽结构。变磁阻电动机转子运动时，气隙磁阻是不断变化的。其工作原理是利用气隙磁场使得转子齿与定子磁场磁极位置对齐，磁阻以最小或磁场最强的方式运行。由于转子是磁阻性质的结构，因此工作电流的方向与运行状态无关。变磁阻电动机主要有同步磁阻电动机、反应式步进电动机和开关磁阻电动机等。

### (1) 步进电动机控制系统

步进电动机是一种电磁式增量运动执行元件，它将输入的电脉冲信号转换成机械角位移或线位移信号，因其输入是脉冲信号，执行机构运动是断续的，故又称为脉冲电动机。

步进电动机种类很多，其结构和原理也不尽相同。根据结构可分为3类：反应式步进电动机、永磁步进电动机和混合式步进电动机。永磁步进电动机与永磁无刷直流电动机类似，



转子为永磁体，定子为集中绕组。反应式步进电动机定子磁极表面开有齿距与转子齿距相同的小齿槽，根据步进电动机的相数确定导通方式，如三相单拍等。混合式步进电动机转子既有永磁又有齿槽。由于步进电动机的步距不受外加电压波动、负载变化和环境条件变化的影响，其起动、停止或反转都是由脉冲信号控制的，因此在不丢步的情况下，其运行的角位移或线位移误差不会长期积累。这也是步进电动机特别适合简单、可靠的开环数字控制系统应用的原因，如打印机、复印机等应用的驱动步进电动机。

## (2) 开关磁阻电动机控制系统

开关磁阻电动机雏形在 19 世纪 40 年代就已问世，但直到 20 世纪 60 年代大功率晶闸管应用，开关磁阻电动机才得以深入研究。1967 年英国 Leeds 大学对开关磁阻电动机的研究表明，开关磁阻电动机可以实现四象限运行，性能成本可以与同容量感应电动机媲美。1975 年英国 Nottingham 大学和 Leeds 大学联合，成功研制出 50kW 开关磁阻电动机驱动系统，并用于蓄电池供电的电动车辆，研究成果表明开关磁阻电动机具有宽范围的调速性能和宽范围、高效率曲线，性能要优于同类感应电动机驱动系统。1980 年，Leeds 大学的 P. J. Lawrenson 教授发表的论文《Variable-speed Switched Reluctance Motors》标志着开关磁阻电动机的研究进入了新的阶段。

开关磁阻电动机的结构与反应式步进电动机相似，但在结构上，开关磁阻电动机定子齿数较少，而且定子齿数与转子齿数一般不同，如 6/4、8/6、12/8 等组合。定子磁极上有集中绕组，通以励磁电流产生转矩，转子存在齿槽、无绕组和永磁励磁，结构简单可靠。在控制方法上，开关磁阻电动机根据转子位置反馈信息进行电流换相控制。在运行性能方面，开关磁阻电动机由于转子坚固可以高速运行，且适当控制导通角和关断角就可以使其运行在电动机状态或发电电动机状态，因此广泛用于高速航空发动机、电动车辆驱动等领域。开关磁阻电动机的绕组电流只需要单方向控制，而且相数少，因此控制系统主电路拓扑结构简单。开关磁阻电动机主要存在转矩脉动、振动和噪声，以及需要转子位置传感器实现闭环控制等问题。

## 5. 小结

由此可以看出，永磁同步电动机结构简单、体积小、重量轻、损耗小、效率高，和直流电动机相比，它没有直流电动机的换向器和电刷等缺点。和感应电动机相比，它由于不需要无功励磁电流，因而效率高、功率因数高、力矩转动惯量比大、定子电流和定子电阻损耗减小、且转子参数可测、控制性能好。和普通同步电动机相比，它省去了励磁装置，简化了结构，提高了效率。永磁同步电动机矢量控制系统能够实现高准确度、高动态性能、大范围的调速或定位控制，因此永磁同步电动机矢量控制系统引起了国内外学者的广泛关注。目前，基于磁场定向矢量控制的永磁同步电动机交流伺服系统，已经成为伺服系统的主流之选。

## 1.3 交流伺服系统在国内相关行业中的应用及研发意义

现代交流伺服系统最早被应用到宇航和军事领域，比如火炮、雷达控制，逐渐进入到工业领域和民用领域。工业应用主要包括高准确度数控机床、机器人和其他广义的数控机械、比如纺织机械、印刷机械、包装机械、医疗设备、半导体设备、邮政机械、冶金机械、自动化流水线以及各种专用设备等。其中伺服用量最大的行业依次是：机床、食品包装、纺织、



电子半导体、塑料、印刷和橡胶机械，合计超过 75%。

20 世纪 90 年代以来，在数控领域，欧美日各国争相开发应用新一代高速数控机床，高速电主轴单元转速在 30000 ~ 100000r/min，工作台的进给速度在分辨率为 1 $\mu$ m 时达到 100m/min，甚至 200m/min 以上，在分辨率为 0.1 $\mu$ m 时，达到 24m/min 以上。当今数控机床突出高转速、高准确度、高动态和高刚性的特点，对位置系统的要求包括：定位速度和轮廓切削进给速度；定位准确度和轮廓切削准确度；在外界干扰下的稳定性。能否满足这些要求主要取决于伺服系统的静态和动态特性。我们已经看到的国产伺服系统，比如广州数控的产品在经济型数控机床上的广泛应用，但是在中高档数控机床采用国产伺服系统仍然面临困难，性能是一个重要方面，还有就是稳定性和可靠性，或许品牌效应也是难以在短时间内逾越的障碍。

在机器人领域，永磁无刷伺服系统得到大量应用。工业机器人拥有多个自由度，每台工业机器人需要的电动机数量在 10 台以上。目前世界范围内工业机器人拥有量超过 100 万台，机器人的需求量年增长率在 30% 以上。国际上工业机器人采用的伺服系统属于专用系统，多轴合一、模块化、特殊的散热结构、特殊的控制方式以及对可靠性要求极高。国际机器人巨头都有自己的专属伺服系统配套，比如安川、松下和 ABB 公司。国产工业机器人厂商仍然在采用标准的进口交流伺服系统，想进入工业机器人配套领域，就更加遥远。不过，我们也看到在一些特殊机器人领域，比如反恐防爆机器人、矿井救灾机器人等轻便移动机器人获得了成功。当然，在更广泛的机器人领域，需要的不仅仅是交流伺服电动机，还包括各种其他微特电动机，如直线电动机、力矩电动机等。

纺织行业当前应用伺服系统的比例很低，但却是未来交流伺服系统大批量应用的重要行业之一。从 20 世纪 90 年代初期至今已经过 20 多年，纺织行业技术进步主要是依靠变频化和可编程序控制器（PLC）化。只有少量纺织机械采用了高档伺服技术，用于提高准确度和效率。无梭织机和印染设备上用到了伺服系统，这些设备每年的伺服系统用量约为 2 ~ 3 万套，且几乎全部是进口产品。国产产品虽然价格上有一定优势，但是性能指标、可靠性和环境适应性等方面存在欠缺，还需要不断改进。值得高兴的是，我们在工业缝纫机上看到了国产伺服系统成功的应用案例。近 10 年，国产伺服控制器逐渐取代台湾和其他进口品牌，在缝纫机市场成为主流，凭借其低成本的电动机，简单的低线数编码器，以及集成控制和驱动，同时解决了批量稳定性，像上海鲍麦克斯这样的国内品牌获得了成功，每年达到数十万台的产量。

无轴（电子轴）传动技术在印刷机上应用，也是目前全球印刷企业和机械制造厂商的焦点。无轴传动就是用多个单独的伺服电动机取代传统的机械传动链，伺服驱动器之间依靠高速现场总线进行联系，通过软件保证各伺服轴对内部的虚拟数字电子轴保持严格同步。采用无轴传动技术为印刷机的生产制造、为印刷业服务革命带来了最佳解决方案，目前欧洲 50% 的凹印机采用了无轴技术，日本也有 30% 以上采用。其他采用无轴传动的机械包括卷筒纸印刷机、柔印机、上光机、烫金机和模切机等各类印刷设备。国内目前仅有北人和松德等个别厂商进行无轴传动印刷机的开发，部分规格的性能指标接近国际水平。国产伺服和控制系统要达到这个领域的要求，看来还有漫长的路要走。

包装设备上，采用伺服控制可以提高单位时间的产量、提高资源利用率、增加品种适应性和提高产品质量，因此交流伺服系统在包装机械上的广泛使用只是时间问题。采用数字伺

服技术的电子齿轮和电子凸轮将代替传统机械部件，随着价格的下降，成本也逐渐接近纯机械的方案。

总之，对我国来说，永磁同步电动机有很好的应用前景。充分发挥我国稀土资源丰富的优势，大力研究和推广应用以稀土永磁电动机为代表的各种永磁电动机及伺服系统，对我国社会主义现代化具有重要的理论意义和实用价值。

1.4 本书主要涉及的内容和安排

本书主要以基于磁场定向矢量控制的交流永磁同步电动机伺服系统为例，对交流伺服系统的设计进行了较为全面和详细的阐述。如图 1-2 所示，交流伺服系统通常由全数字驱动器、永磁同步电动机及含机械传动机构的负载组成。伺服驱动器内部结构主要分为控制和驱动两部分，控制技术部分通常基于 DSP 芯片的数字控制系统实现，驱动技术部分通常建立在电压型桥式逆变器拓扑结构下工作。系统的控制对象为永磁同步电动机，但是由于联结电动机与负载的机械传动机构具有柔性，大多数情况下需要对电动机与含机械传动结构的负载作为整体进行振动研究和采取抑振措施。因此，本书会对图里面出现的永磁同步电动机、机械系统、SVPWM 技术、控制器、滤波器、逆变器以及传感器等关键部分逐一展开介绍，内容包括基本原理、技术难点和实现等方面，力求能够达到借一斑以窥全豹的目的。

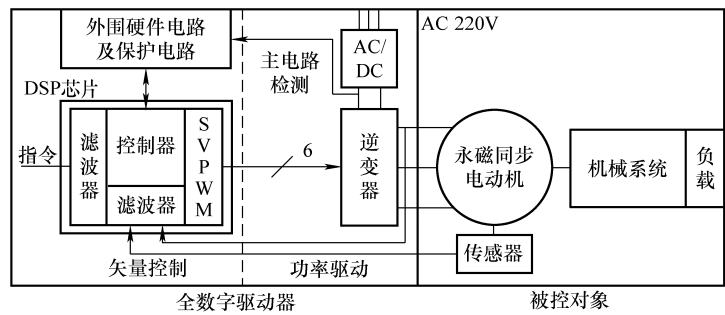


图 1-2 伺服系统组成结构框图

图 1-3 所示为本书的编排与章节顺序。此图会对理解书中各章节的关系有帮助。第 1 章是单独的一章，不依赖于其他任何章节，有了这一章的知识，实际上已经了解了交流伺服系统。第 2 章是设计的起点，介绍被控对象及对象建模，它是基础，阅读完第 2 章就可以开始

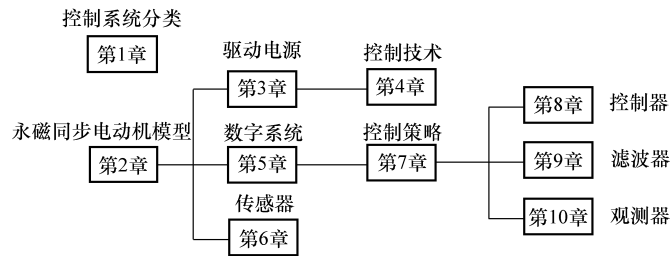


图 1-3 本书的编排与章节顺序

设计伺服系统了。此时可以开始阅读第3章、第5章或第6章，这3章关系是并列的，无顺序排列。阅读完第3章后，如果进一步了解交流伺服系统是如何工作的，可以阅读第4章。在了解了伺服系统的硬件设计后，接下来就是软件设计，开始阅读第7章，在理解了第7章内容后，可以进入第8章、第9章和第10章的阅读，深入了解与提高性能相关的设计。

### 第1章 绪论

本章介绍了交流伺服系统的国内外现状、发展趋势及行业应用等情况。从系统的分类及特点得出，基于磁场定向矢量控制的永磁同步电动机交流伺服系统，是目前伺服系统的主流之选。

### 第2章 三相交流永磁同步电动机

本章介绍了作为伺服系统控制对象的永磁同步电动机的转子结构和特征，通过坐标变换建立了电动机的数学模型，依据模型对电动机的特性常数和转矩波动进行了分析，最后建立了基于永磁同步电动机交流伺服控制系统的基本结构。

### 第3章 电动机驱动电源和功率器件

本章介绍了驱动电源的主电路和三个重要辅助电路的工作原理及设计，并对驱动电源中主要器件——功率器件 IGBT 和 IPM 进行了详细的介绍。

### 第4章 PWM 控制技术

本章介绍了 PWM 控制的基本原理以及三种典型的 PWM 控制技术。从逆变器品质主要指标——谐波成分和直流电压利用率上对这三种 PWM 控制技术进行了比较，最后给出 SVPWM 技术实现数字化的方法。

### 第5章 数字控制系统

本章介绍了数字控制系统的一些基础理论知识、系统研究方法以及数字控制器的选择原则等。对照伺服控制系统对数字化性能要求，介绍了一种常用数字控制芯片——数字信号处理器（DSP），最后对数字系统硬件设计的难点——数字地与模拟地问题给出了实用的解决方法。

### 第6章 传感器技术和检测数据处理

本章介绍了伺服系统中常见的传感器以及检测原理，最后对检测的数据提出了一定的要求，主要包括过采样、转速估计和数据标幺化等。

### 第7章 三闭环控制系统

本章介绍了基于永磁同步电动机的三闭环控制系统——电流环、速度环和位置环的控制策略，以及连接含机械传动结构负载的抑振控制策略等。

### 第8章 控制器

本章介绍了伺服系统中关键模块——控制器的 PID 结构、表达形式以及参数调试和整定等。

### 第9章 数字滤波器

本章介绍了伺服系统中常见模块——滤波器的特征、功能以及数字结构实现等。

### 第10章 观测器

本章介绍了伺服系统中可选模块——观测器的结构、运行特性、创建以及应用条件等。

## 第 2 章 三相交流永磁同步电动机

现今，永磁同步电动机按电动势波形主要分为两大类。一类是无刷直流电动机（Brushless DC Motor, BDCM），另一类是三相永磁同步电动机（Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM）。

BDCM 的本质是用装有永磁体的转子取代有刷直流电动机的定子磁极，将原直流电动机的电枢变为定子。有刷直流电动机是依靠机械换向器将直流电流转换为近似梯形波的交流，而 BDCM 是将方波电流（实际也是梯形波）直接输入定子，每相感应出梯形波电动势。

PMSM 的本质是用永磁体取代绕线转子同步电动机转子中的励磁绕组，从而省去了励磁绕组、集电环和电刷。PMSM 的定子与绕线转子同步电动机基本相同，要求输入定子的电流仍然是三相正弦的，每相感应出正弦波电动势。

事实上，我们能将正弦电流输入 PMSM，但却不能将方波电流输入 BDCM，即方波电流与梯形波电动势不会严格同步。因此，由电流换相引起的转矩纹波是无法消除的。特别在低速区，BDCM 的脉动转矩会引起转速的波动，将严重影响伺服系统的定位和重复准确度。所以，对高性能和位置伺服应用，如机器人或数控机床，最好采用 PMSM，而不采用 BDCM。本章及书中以后讨论的交流伺服系统都是针对 PMSM 的。

### 2.1 永磁同步电动机转子的结构和特征

一般而言，交流永磁同步电动机上分布三相或多组对称绕组。绕组结构与一般同步或感应电动机相同，转子上装有产生永磁励磁磁场的高性能稀土永磁材料。不同转子永磁的安装方式将对电动机磁路产生不同的影响，从而改变电动机的参数。图 2-1 所示为永磁同步电动机具有代表性的转子结构。

图 2-1 中，a 和 b 是在转子表面粘贴永久磁铁的表面磁铁结构的同步电动机（简称 SPMSM）。图 a 称为凸出式，即永磁体凸装在转子表面，形状为瓦片形，该几何形状常被使用，另外还有圆套筒形的和扇形的。图 b 称为插入式，即永磁体嵌于转子表面下。

图 c ~ f 是把永久磁铁嵌入转子内部的嵌入磁铁结构的同步电动机（简称 IPMSM）。图 c 称为径向式，即永磁体径向充磁，气隙磁通密度在一定程度上会受到永磁体供磁面积的限制。在某些电动机中，可能要求气隙磁通很高，在这种情况下，可利用另一种结构的永磁转子，如图 d 所示。图 d 称为切向式，即它将永磁体横向充磁，为将磁极表面的磁通集中起来，相邻磁极表面的极性应相同（扩大供磁面积），这样可以得到比 SPMSM 结构更高的气隙磁通。图 e 和 f 称为混合式，即它的永磁体既不完全径向放置，又不完全是横向放置，或者永磁体既有径向充磁的，又有横向充磁的，目的都是更有效地集中磁通。

SPMSM 结构可以使转子做得直径小、惯量低，特别是将永磁体直接粘接在转轴上，还可以获得低电感，有利于改善动态性能。正因为如此，图 a 一直是伺服电动机最常用的结构。IPMSM 由于是将永磁体埋装在转子铁心内部，每个永磁体都被铁心所包围，因此机械

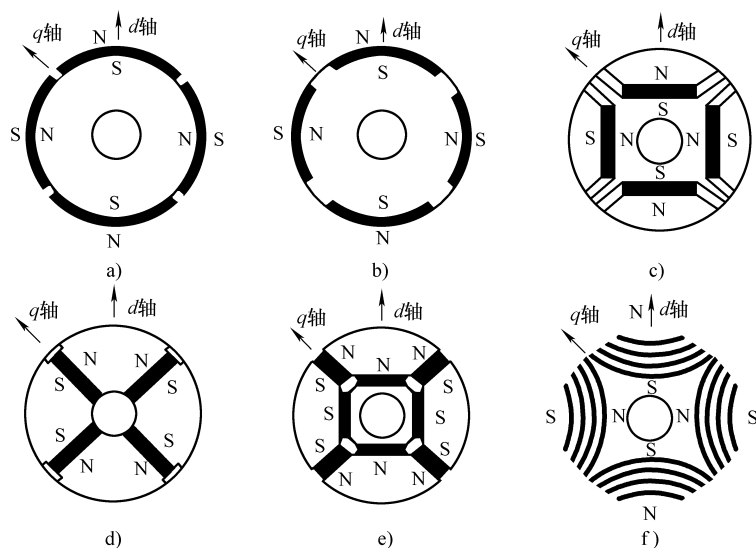


图 2-1 永磁同步电动机的转子结构

a) 凸出式 b) 插入式 c) 径向式 d) 切向式 e)、f) 混合式

强度高、高速时无须对转子进行重新加固，且能根据不同需要设计成不同的气隙磁场形式，甚至可采用聚磁结构以提高气隙的有效磁通。

从转子结构产生的磁路分析，图 a 的磁路属于隐极性特征，因为永磁材料的磁导率十分接近于空气，故而电动机径向的等效气隙基本相同，电动机的交、直轴磁导也基本相等，即  $\lambda_d = \lambda_q$ ，所以电枢绕组的直轴电感量和交轴电感量近似相等。该结构只产生电磁转矩，转矩大小只与永久磁铁与电枢交链的磁链有关。而图 b ~ f 的磁路呈凸极特征，由于转子外圆面向定子电枢的气隙不再均匀，故而产生凸极效应，这时直轴和交轴磁路的磁导不再相等，即  $\lambda_d \neq \lambda_q$ 。很显然对图 b、图 c，由于  $d$  轴磁路要穿过永磁体才能形成回路， $d$  轴的等效气隙要大于  $q$  轴的等效气隙，即有  $\lambda_d < \lambda_q$ ；而对图 d 则正好相反，这时有  $\lambda_d > \lambda_q$ ，对于需要进行恒功率弱磁控制、扩大转速运行范围、提高最高工作转速时，采用此种结构较为适宜。重要的是要认识这种凸极效应，正是由于凸极性，嵌入式和插入式电动机的转矩除了电磁转矩外，还会产生磁阻转矩，磁阻转矩的大小与两轴电感间的差值成正比。

因此，从概念上讲，可将永磁同步电动机的整个转矩解释为是一种混合式结构转矩，它是由凸极永磁同步电动机磁阻转矩和凸极永磁同步电动机电磁转矩组合而成的。通过调整凸极电动机转子的设计参数，可以分别控制这两项转矩相对总转矩的比例，即利用转子的凸极这一特点来提高电动机效率和改善调速特性。

另外，插入式电动机的交轴与直轴电感量之间的差异程度一般介于凸出式和嵌入式之间，所以它的凸极效应也介于两者之间。

## 2.2 永磁同步电动机的数学模型

图 2-2 所示为单对极的永磁同步电动机物理模型，它与三相感应电动机物理模型近似。图中定子三相绕组轴线 A、B、C 在空间是固定的，以 A 轴为参考坐标轴。永磁转子在空间



以同步角速度  $\omega$  相对定子旋转，由 A 轴到永磁体磁链  $\psi_r$  方向（永磁体 N 极）的电角度为  $\theta$ ，两者的关系为  $\theta = \omega t$ ，可见  $\theta$  是变化的。三相绕组的电压、电流和磁链的正方向符合电动机惯例和右手螺旋定则，建立其电压方程、磁链方程、电磁转矩方程和机械运动方程，多个方程组成了三相交流永磁同步电动机的多变量数学模型。

在多变量数学模型中，值得注意的问题之一是磁链方程中的电感矩阵，矩阵中部分元素均与转子位置  $\theta$  有关，因而元素都是变参数，这是系统非线性的一个根源，为了把变参数矩阵变换成常参数矩阵，需要利用坐标变换，下面将详细讨论这个问题。

2.2.1 坐标变换的原则和基本思路

三相交流永磁同步电动机的多变量动态数学模型结构复杂，分析和求解起来十分困难，在实际应用中，必须设法进行简化。模型结构之所以复杂，关键在于模型结构中存在着一个复杂的变参数电感矩阵。因此要简化数学模型，需从简化磁链关系入手。

直流电动机的数学模型比较简单，因为它的磁链关系简单。图 2-3 所示为两极直流电动机的物理模型，励磁绕组  $F$  和补偿绕组  $C$  都在定子上，只有电枢绕组在转子上。把  $F$  的轴线称作直轴或  $d$  轴，主磁通  $\Phi$  的方向是沿着  $d$  轴的， $A$  和  $C$  的轴线称为交轴或  $q$  轴。虽然电枢本身是旋转的，但通过换向器和电刷的作用，使电枢磁动势的轴线始终被限定在  $q$  轴位置上，其效果像是一个在  $q$  轴上静止的绕组，但实际上它是旋转的，切割  $d$  轴的磁通而产生旋转电动势，这又不同于真正静止的绕组，通常把这种等效的静止绕组称作“伪静止绕组”。电枢磁动势的作用可以用补偿绕组磁动势抵消，或是由于其作用方向与  $d$  轴垂直而对主磁通影响甚微，所以直流电动机的主磁通基本上惟一由励磁电流决定，这是直流电动机的数学模型及控制系统比较简单的根本原因。

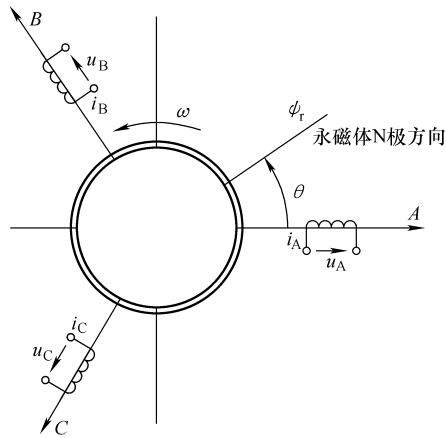


图 2-2 单对极永磁同步电动机物理模型

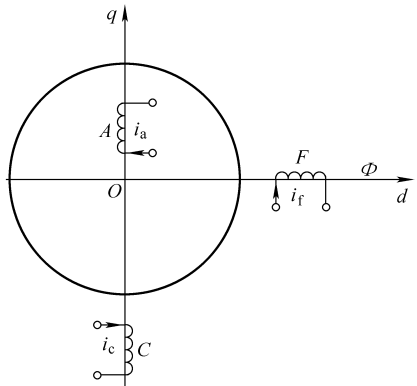


图 2-3 两极直流电动机物理模型

如果能将交流永磁同步电动机的物理模型等效变换成类似直流电动机的模型，那么分析和控制将大大简化。坐标变换正是按照这条思路进行的。在这里，不同电动机模型彼此等效的原则是：在不同坐标下所产生的磁动势完全一致。

众所周知，在交流电动机三相对称的静止绕组  $A$ 、 $B$ 、 $C$  中，通以三相平衡的正弦电流  $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$  时，所产生的合成磁动势是旋转磁动势  $F$ ，它在空间呈正弦分布，以同步角速度

$\omega_1$ （即电流的角频率）顺着  $A-B-C$  的相序旋转。这样的物理模型如图 2-4a 所示，相当于图 2-2 中的定子部分。

然而，产生旋转磁动势并不一定非要三相不可，除单相以外，两相、三相、四相等任意对称的多相绕组，通入平衡的多相电流，都能产生旋转磁动势，当然两相最为简单。图 2-4b 所示为两相静止绕组  $\alpha$  和  $\beta$ ，它们在空间互差  $90^\circ$ ，通入时间上互差  $90^\circ$  的两相平衡交流电流，也能产生旋转磁动势  $F$ 。当图 2-4a 和 b 的两个旋转磁动势大小和转速都相等时，即认为图 2-4b 的两相绕组与图 2-4a 的三相绕组等效。

再看图 2-4c 中的两个匝数相等且互相垂直的绕组  $d$  和  $q$ ，分别通以直流电流  $i_d$  和  $i_q$ ，产生合成磁动势  $F$ ，其位置相对绕组来说是固定的。如果人为地让包含两个绕组在内的整个铁心以同步转速旋转起来，则磁动势  $F$  自然也随之旋转，成为旋转磁动势。把这个旋转磁动势的大小和转速也控制成与图 2-4a 和 b 中的旋转磁动势一样，那么这套旋转的直流绕组也就和前面两套固定的交流绕组都等效了。从地面的角度看，这就是一套旋转的直流绕组，如果观察者以同铁心和绕组一起旋转的角度来看， $d$  和  $q$  是两个通入直流而相互垂直的静止绕组，当磁通  $\Phi$  的位置被控制在  $d$  轴上时，就和图 2-3 的直流电动机物理模型没有本质区别了。这时，绕组  $d$  相当于励磁绕组，绕组  $q$  相当于伪静止的电枢绕组。

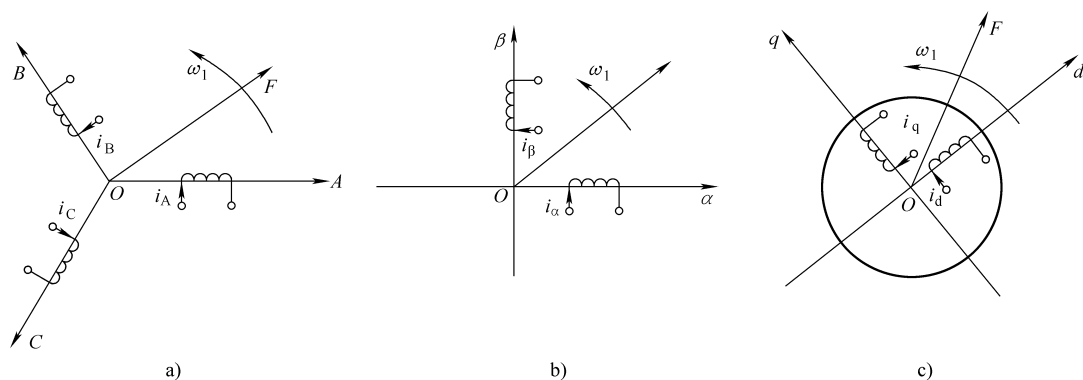


图 2-4 等效的交流电动机绕组和直流电动机绕组物理模型

a) 三相交流绕组 b) 两相交流绕组 c) 旋转的直流绕组

由此可见，以产生同样的旋转磁动势为准则，图 2-4a 的三相交流绕组、图 2-4b 的两相交流绕组和图 2-4c 中整体旋转的直流绕组都彼此等效。或者说，在三相坐标系下的  $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$  和在两相坐标系下的  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$  以及在旋转坐标系下的直流  $i_d$ 、 $i_q$  都是等效的，它们能产生相同的旋转磁动势。有意思的是：就图 2-4c 的  $d$  和  $q$  两个绕组而言，当观察者以站在地面上的角度看去，它们是与三相交流绕组等效的旋转直流绕组，如果以跳到旋转着的铁心上的角度看，它们就的确是一个直流电动机的物理模型了。这样，通过坐标系的变换，可以找到与交流三相绕组等效的直流电动机模型。如何求出  $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$  与  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$  和  $i_d$ 、 $i_q$  之间准确的等效关系，这就是坐标变换的任务。

## 2.2.2 坐标变换阵

为了便于坐标变换，假设电动机的磁动势为正弦波分布。实际上，PMSM 中都是配置正

弦波分布的绕组, 所以这种假设是成立的。因此, 可以定义电动机的电压、电流和磁链等变量进行坐标变换, 根据采用的不同坐标系, 得到相应的坐标变换阵。为了使坐标变换阵简单易记, 一般情况下, 对于相同的坐标系间的变换, 总是把电压、电流和磁链等变量的变换阵取为同一矩阵, 即电流变换阵也就是电压变换阵, 同时也是磁链变换阵。因此, 本节会以电流变量来推导不同坐标系间的变换阵。

### 1. 三相/两相变换 (3/2 变换)

在三相静止坐标系  $ABC$  和两相静止坐标系  $\alpha\beta$  之间的变换, 简称 3/2 变换 (即 Clarke 变换)。图2-5所示为  $ABC$  和  $\alpha\beta$  两个坐标系。为方便起见, 取  $A$  相方向与  $\alpha$  相方向重合。设三相绕组每相有效匝数为  $N_3$ , 两相绕组每相有效匝数为  $N_2$ , 各相磁动势为有效匝数与电流的乘积, 其空间矢量均位于有关相的坐标轴上。由于交流磁动势的大小随时间在变化, 图中磁动势矢量的长度是随意的。

按坐标变换原则, 当三相总磁动势与两相总磁动势相等时, 两套绕组瞬时磁动势在  $\alpha$ 、 $\beta$  轴上的投影都应相等, 因此有

$$\begin{aligned} N_2 i_\alpha &= N_3 i_A - N_3 i_B \cos 60^\circ - N_3 i_C \cos 60^\circ \\ &= N_3 \left( i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C \right) \end{aligned} \quad (2-1)$$

$$\begin{aligned} N_2 i_\beta &= N_3 i_B \sin 60^\circ - N_3 i_C \sin 60^\circ \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2} N_3 (i_B - i_C) \end{aligned}$$

写成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

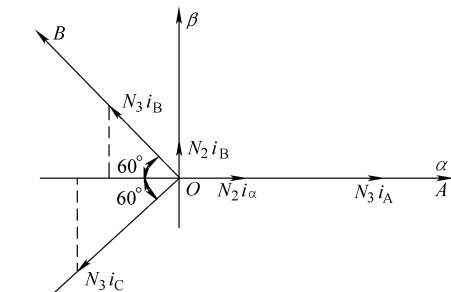


图 2-5 三相和两相坐标系

令  $C_{3/2}$  表示从三相坐标系变换到两相坐标系的变换矩阵, 则:

$$C_{3/2} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

对式 (2-3) 求逆可得到从两相坐标系到三相坐标系的变换矩阵  $C_{2/3}$ :

$$C_{2/3} = C_{3/2}^{-1} = \frac{2}{3} \left( \frac{N_2}{N_3} \right)^2 \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \left( \frac{N_2}{N_3} \right)^2 C_{3/2}^T \quad (2-4)$$

考虑变换前后电流幅值不变, 在此前提下, 式 (2-3) 改写为

$$C_{3/2} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

式 (2-4) 可改写为

$$\mathbf{C}_{2/3} = \mathbf{C}_{3/2}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \mathbf{C}_{3/2}^T \quad (2-6)$$

考虑变换前后总功率不变, 在此前提下, 可以得出

$$\frac{N_3}{N_2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (2-7)$$

式 (2-7) 的证明请参考其他文献, 这里为阐述的连续性, 证明过程略去。因此, 式 (2-3) 又可改写为

$$\mathbf{C}_{3/2}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

式 (2-4) 又改写为

$$\mathbf{C}_{2/3}^* = \mathbf{C}_{3/2}^{*-1} = \mathbf{C}_{3/2}^{*T} \quad (2-9)$$

由式 (2-9) 可以看出, 功率不变的条件下, 坐标变换的好处是只有一个坐标系间变换的变换阵, 因此求坐标反变换时计算方便。由式 (2-5) 可以看出, 幅值不变的条件下坐标变换的好处是容易理解, 便于对控制系统变量分析, 然而需要注意的是, 在该条件下, 坐标变换前后, 功率发生了变化, 变换后总功率为变换前总功率的  $2/3$ 。本书出于对控制系统变量方便分析为目的, 选择在幅值不变条件下进行坐标变换, 因此得到的三相/两相坐标变换阵为式 (2-5), 其坐标反变换阵为式 (2-6)。

如果三相绕组是 Y 联结不带零线, 则有  $i_A + i_B + i_C = 0$ , 或  $i_C = -i_A - i_B$ 。将其代入式 (2-5) 和式 (2-6), 并整理后得

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

## 2. 两相/两相旋转变换 ( $2s/2r$ 变换)

在两相静止坐标系  $\alpha\beta$  和两相旋转坐标系  $dq$  之间的变换, 简称  $2s/2r$  变换 (即 Park 变换), 其中  $s$  表示静止,  $r$  表示旋转。把两个坐标系画在一起, 如图 2-6 所示。图中, 由于各绕组匝数都相等, 可以消去磁动势中的匝数, 而直接标上电流  $i$ 。 $d$ 、 $q$  轴和矢量  $\mathbf{F}$  都以角速度  $\omega_1$  旋转, 因此分量  $i_d$ 、 $i_q$  的长短不变, 相当于  $d$ 、 $q$  绕组的直流磁动势。但  $\alpha$  轴、 $\beta$  轴是静止的,  $\alpha$  轴与  $d$  轴的夹角  $\theta$  随时间变化, 因此  $i$  在  $\alpha$  轴、 $\beta$  轴上的分量  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$  的长短也随时间变化, 相当于  $\alpha$ 、 $\beta$  绕组交流磁动势的瞬时值。

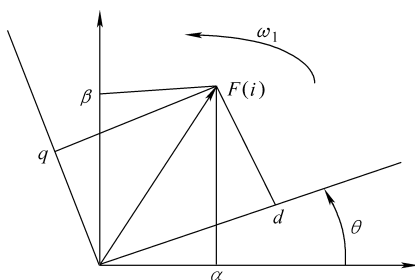


图 2-6 两相静止和两相旋转坐标系

由此可见,  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$  和  $i_d$ 、 $i_q$  之间存在着下列关系:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

则由两相静止坐标系变换到两相旋转坐标系的变换矩阵  $C_{2s/2r}$  为

$$C_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

对式 (2-13) 求逆可得到由两相旋转坐标系到两相静止坐标系的变换矩阵  $C_{2r/2s}$  为

$$C_{2r/2s} = C_{2s/2r}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} = C_{2s/2r}^T \quad (2-14)$$

### 3. 3s/2r 变换

如果要从三相静止坐标系  $ABC$  变换到任意转速的两相旋转坐标系  $dq$ , 可以利用前面已导出的变换阵, 先将  $ABC$  坐标系变换到静止  $\alpha\beta$  坐标系, 取  $\alpha$  轴与  $A$  轴一致, 然后再从  $\alpha\beta$  坐标系变换到  $dq$  坐标系, 取  $\alpha$  轴到  $d$  轴的夹角为  $\theta$ 。可得

$$\begin{aligned} C_{3s/2r} &= C_{2s/2r} C_{3/2} \\ &= \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-15)$$

$$C_{2r/3s} = C_{3s/2r}^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

## 2.2.3 建立 $dq$ 坐标系下的数学模型

研究永磁同步电动机的物理模型, 常做如下的假设:

- ① 忽略空间谐波, 设三相绕组对称, 在空间中互差  $120^\circ$ , 所产生的磁动势沿气隙周围按正弦规律分布;
- ② 忽略磁路饱和, 认为各绕组的自感和互感都是恒定的;
- ③ 忽略铁心损耗, 不计涡流和磁滞损耗;
- ④ 不考虑频率变化和温度变化对绕组电阻的影响;
- ⑤ 转子上没有阻尼绕组, 永磁体也没有阻尼作用。



通常,模型的数学建模由动态电压方程、磁链方程、转矩方程和运动方程组成。为方便公式书写,方程中统一用  $p$  表示微分算子  $d/dt$ 。

### 1. 电压方程

永磁同步电动机在  $ABC$  坐标系下的电压方程可写成

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

式中  $u_A$ 、 $u_B$ 、 $u_C$ ——定子相电压;

$i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$ ——定子相电流;

$\psi_A$ 、 $\psi_B$ 、 $\psi_C$ ——定子磁链;

$R_s$ ——定子电阻。

在进行由  $ABC$  坐标系到  $dq$  坐标系变换时,应把定子的电压、电流和磁链都变换到  $dq$  坐标系上,以  $A$  相为例,由式 (2-16) 可得

$$\begin{aligned} u_A &= \frac{2}{3}(u_d \cos \theta - u_q \sin \theta) \\ i_A &= \frac{2}{3}(i_d \cos \theta - i_q \sin \theta) \\ \psi_A &= \frac{2}{3}(\psi_d \cos \theta - \psi_q \sin \theta) \end{aligned} \quad (2-18)$$

把式 (2-18) 代入式 (2-17) 第一行,并整理后得

$$(u_d - R_s i_d - p\psi_d + \psi_q p\theta) \cos \theta - (u_q - R_s i_q - p\psi_q - \psi_d p\theta) \sin \theta = 0 \quad (2-19)$$

利用  $B$  相和  $C$  相求出的结果与  $A$  相结果相同。由于  $\theta$  为任意值,可以得出  $\cos \theta$  和  $\sin \theta$  前面的因子均为零,于是得到永磁同步电动机在  $dq$  坐标系下的电压方程为

$$\begin{aligned} u_d &= p\psi_d - \omega\psi_q + R_s i_d \\ u_q &= p\psi_q + \omega\psi_d + R_s i_q \end{aligned} \quad (2-20)$$

### 2. 磁链方程

由于凸极效应的存在,定子绕组的磁链不仅与三相绕组有关,而且和转子永磁磁场及转子相对定子绕组的位置有关。其在  $ABC$  坐标系下的磁链方程可写成

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} & M_{AB} & M_{AC} \\ M_{BA} & L_{BB} & M_{BC} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \psi_r \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos (\theta - 120^\circ) \\ \cos (\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (2-21)$$

式中  $\psi_r$ ——转子磁链,磁链磁通由永久磁铁决定,是恒定不变的;

$L_{AA}$ 、 $L_{BB}$ 、 $L_{CC}$ ——定子三相绕组的自感;

$M_{AB}$ 、 $M_{AC}$ 、 $M_{BC}$ 、 $M_{BA}$ 、 $M_{CA}$ 、 $M_{CB}$ ——定子三相绕组每两相之间的互感,且  $M_{AB} = M_{BA}$ ,  
 $M_{AC} = M_{CA}$ ,  $M_{BC} = M_{CB}$ 。

定子绕组电感分为一相自感和两相互感。定子绕组电感与绕组本身结构和电动机磁路结构有关,在磁路线性情况下,与绕组中流过的电流大小无关。无论是定子一相自感还是两相

互感都由两部分组成,一个是仅与定子漏磁路有关的漏电感,另一个是与气隙及定转子主磁路密切相关的主电感。漏电感与齿槽结构、线圈形式和绕组端部结构尺寸有关,一般而言,漏电感所占比重较小。

主电感与主磁路有关,因而与转子位置角和气隙磁导分布关系密切。如果存在  $dq$  轴的凸极效应,那么永磁同步电动机的等效气隙不再均匀。对定子某一相绕组来说,当转子直轴与该相绕组轴重合时,该相绕组面对的是直轴气隙;而当交轴与该轴绕组的轴线一致时,面对的是交轴气隙,因为直轴与交轴的气隙长度总是处于电动机气隙的两个极端位置,也就是说这两个位置面对的是最大和最小两个磁导。可见气隙磁导分布是按照转子位置角的偶次谐波变化的。因此,忽略高次谐波,主电感可由主电感平均值和2次谐波幅值表示。

经推导可得自感为

$$\begin{aligned} L_{AA} &= L_1 + L_0 + L_2 \cos 2\theta \\ L_{BB} &= L_1 + L_0 + L_2 \cos 2(\theta - 120^\circ) \\ L_{CC} &= L_1 + L_0 + L_2 \cos 2(\theta + 120^\circ) \end{aligned} \quad (2-22)$$

式中  $L_1$ ——绕组自身的漏电感;

$L_0$ ——主电感平均值;

$L_2$ ——2次谐波幅值。

根据永磁同步电动机转子  $qd$  轴的磁导,当  $\lambda_d > \lambda_q$  时,  $L_2 > 0$ ; 当  $\lambda_d < \lambda_q$  时,  $L_2 < 0$ ; 当  $\lambda_d = \lambda_q$  时,  $L_2 = 0$ 。由式(2-22)可以看出,定子绕组自感在直轴与交轴的等效气隙不相同,自感按照转子位置角的2次频率变化。

现在来计算任意两相绕组之间的互感。与自感类似,两相绕组之间的互感存在漏互感和主磁路互感两部分,由于漏互感  $M_1$  为常数,互感主要与主磁路互感的变化有关。经推导,可得互感为

$$\begin{aligned} M_{AB} &= M_{BA} = M_1 - \frac{1}{2}L_0 + L_2 \cos (2\theta - 120^\circ) \\ M_{BC} &= M_{CB} = M_1 - \frac{1}{2}L_0 + L_2 \cos 2\theta \\ M_{CA} &= M_{AC} = M_1 - \frac{1}{2}L_0 + L_2 \cos (2\theta + 120^\circ) \end{aligned} \quad (2-23)$$

由式(2-23)可以看出,互感是按照转子位置角的2次频率变化的。自感和互感合在一起成为电感矩阵,由于电感矩阵中有变参数  $\theta$ ,显然这个矩阵方程是比较复杂的,利用式(2-15)的变换阵将定子三相磁链  $\psi_A$ 、 $\psi_B$ 、 $\psi_C$  变换到  $dq$  坐标系上,再利用式(2-16)的变换阵将  $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$  用  $i_d$ 、 $i_q$  表示,则式(2-21)变为:

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = C_{3s/2r} L_{3 \times 3} C_{2r/3s} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \psi_r C_{3s/2r} L_{3 \times 1} \quad (2-24)$$

式中

$$L_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} L_{AA} & M_{AB} & M_{AC} \\ M_{BA} & L_{BB} & M_{BC} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \quad (2-25)$$

$$L_{3 \times 1} = \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos (\theta - 120^\circ) \\ \cos (\theta + 120^\circ) \end{bmatrix}$$

运算后经过整理, 得到永磁同步电动机在  $dq$  坐标系下的磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \psi_r \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-26)$$

式中  $L_d$ 、 $L_q$ ——定子绕组在  $d$  轴、 $q$  轴的电感, 其值为

$$\begin{aligned} L_d &= L_1 - M_1 + \frac{3}{2}(L_0 + L_2) \\ L_q &= L_1 - M_1 + \frac{3}{2}(L_0 - L_2) \end{aligned} \quad (2-27)$$

由式 (2-27) 可知, 在  $dq$  坐标系下, 电感参数与转子位置无关, 这正是进行坐标变换的基本目的之一。

### 3. 电磁转矩方程

电磁转矩可由功率推导得出。永磁同步电动机获得的输入功率等于每一相电压与电流的乘积之和, 表示为

$$P_{in} = u_{ABC}^T i_{ABC} = u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C \quad (2-28)$$

利用坐标变换阵式 (2-6) 代入式 (2-28), 得到

$$P_{in} = \frac{3}{2} (u_d i_d + u_q i_q) = \frac{3}{2} P'_{in} \quad (2-29)$$

由式 (2-29) 可知, 输入功率经过坐标变换后在形式上发生了变化, 其大小为在  $dq$  坐标系下提供的输入功率  $P'_{in}$  的  $3/2$ 。这是因为坐标变换阵不是由恒功率变换规则得到的。因此, 在  $dq$  坐标系下得到的输入功率和电磁转矩都为实际功率和转矩 ( $ABC$  坐标系下) 的  $2/3$ 。

为进一步分析输入功率, 把式 (2-20) 代入式 (2-29) 得到

$$\begin{aligned} P'_{in} &= u_d i_d + u_q i_q \\ &= R_s (i_d^2 + i_q^2) + (i_d p \psi_d + i_q p \psi_q) + \omega (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \end{aligned} \quad (2-30)$$

由式 (2-30) 可见, 输入功率由三部分组成。第一部分是电动机的电阻损耗; 第二部分反映了电动机内部的储能变化; 只有第三部分是真正参与能量转化的部分, 为电动机的电磁功率  $P_e$ 。因而, 电磁转矩为

$$T_e = \frac{P_e}{\Omega} = p_n (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (2-31)$$

式中  $p_n$ ——电动机极对数, 有如下关系:  $p_n = \omega / \Omega$ 。

再将式 (2-26) 代入式 (2-31), 最后得到永磁同步电动机在  $dq$  坐标系下的转矩方程为

$$T_e = p_n \psi_r i_q + p_n (L_d - L_q) i_d i_q \quad (2-32)$$

观察式 (2-32) 各项, 不难看出每一项转矩的物理意义。第一项  $p_n \psi_r i_q$  是转子磁动势和定子电枢反应磁动势转矩分量相互作用产生的转矩, 是同步电动机主要的电磁转矩; 第二项  $p_n (L_d - L_q) i_d i_q$  是由凸极效应造成的磁阻变化在电枢反应磁动势作用下产生的转矩, 即

磁阻转矩, 这是凸极电动机特有的转矩。在隐极电动机中, 因为  $L_d = L_q$ , 所以该项为零。

#### 4. 运动方程

永磁同步电动机的电磁转矩不仅要驱动负载, 还要克服转子的摩擦阻尼和惯性作用, 这样可以得出转矩平衡运动方程为

$$T_e = T_L + \frac{J}{p_n} p \omega + \frac{\omega}{p_n} p J + B \omega \quad (2-33)$$

式中  $T_L$ ——负载转矩;

$\omega$ ——转子角速度;

$p_n$ ——电动机极对数;

$J$ ——系统转动惯量;

$B$ ——系统转子黏滞摩擦系数。

将式 (2-20)、式 (2-26)、式 (2-32) 和式 (2-33) 组合起来, 便构成了三相交流永磁同步电动机的数学模型, 根据上述数学模型, 可以推导出更准确的矢量控制算法, 得到更复杂的永磁同步电动机矢量控制系统。

## 2.3 永磁同步电动机的特性常数

在工程应用中, 因为事先不能确定运行的转速或负载条件, 电动机很难用工作条件下的工作点来代表它的特性。通常, 工程人员都是采用一些不随工作点变化的特性常数来评价电动机的特性以及在不同的电动机之间进行特性比较。例如转矩常数、反电动势常数、机械时间常数、电气时间常数和机电时间常数等都是特性常数, 它们会作为特性参数出现在电动机数学模型中, 来表示电动机的动态和静态特性。一般来说, 特性常数都有清晰的定义和概念, 其值可以通过计算或测量得到。

### 2.3.1 转矩常数和反电动势常数

转矩常数是转矩  $T$  (N·m) 和电流  $I$  (A) 的比例常数, 常用  $K_t$  表示为

$$K_t = \frac{T}{I} \quad (2-34)$$

反电动势常数是电动机反电动势  $E$  (V) 和机械角速度  $\Omega$  (rad/s) 的比例常数, 常用  $K_e$  表示:

$$K_e = \frac{E}{\Omega} \quad (2-35)$$

对于三相永磁同步电动机来说, 电动机的定子绕组有两种接法, 即Y联结和Δ联结。采用Y联结时:

$$\begin{aligned} I &= I_p \\ E &= \sqrt{3} E_p \end{aligned} \quad (2-36)$$

式中  $E_p$ ——相反电动势;

$I_p$ ——相电流有效值。

采用Δ联结时:

$$\begin{aligned} I &= \sqrt{3}I_p \\ E &= E_p \end{aligned} \quad (2-37)$$

把式 (2-36) 和式 (2-37) 分别代入式 (2-34) 和式 (2-35) 中, 得到

$$\begin{aligned} K_t^Y &= \frac{T}{I_p} = \sqrt{3}K_t^\Delta \\ K_e^Y &= \frac{\sqrt{3}E_p}{\Omega} = \sqrt{3}K_e^\Delta \end{aligned} \quad (2-38)$$

$K_e$  的测量可以利用另一台电动机使其转动, 通过测量此时的反电动势来求得。它与  $K_t$  的关系可由下式推导而得到。稳态运行时, 电动机三相反电动势和电流可表示为

$$\begin{aligned} e_a &= \sqrt{2}E_p \sin(\omega t) \\ e_b &= \sqrt{2}E_p \sin(\omega t - 120^\circ) \\ e_c &= \sqrt{2}E_p \sin(\omega t + 120^\circ) \\ i_a &= \sqrt{2}I_p \sin(\omega t - \gamma) \\ i_b &= \sqrt{2}I_p \sin(\omega t - 120^\circ - \gamma) \\ i_c &= \sqrt{2}I_p \sin(\omega t + 120^\circ - \gamma) \end{aligned} \quad (2-39)$$

式中  $\gamma$ ——相反电动势与相电流之间相位角。

对电动机的电磁转矩, 一般有

$$T = \frac{P_e}{\Omega} = \frac{i_a e_a + i_b e_b + i_c e_c}{\Omega} \quad (2-40)$$

将式 (2-39) 代入式 (2-40), 经整理得到稳定运行时电动机电磁转矩为

$$T = 3 \frac{E_p}{\Omega} I_p \cos \gamma \quad (2-41)$$

由此可见, 无论哪种接法, 由式 (2-41) 都可以得到

$$\begin{aligned} K_t^Y &= \sqrt{3}K_e^Y \cos \gamma \\ K_t^\Delta &= \sqrt{3}K_e^\Delta \cos \gamma \end{aligned} \quad (2-42)$$

由式 (2-42) 可见,  $K_t$  不是常值, 它和电动机反电动势与电流之间的相位角有关, 即相位角越大, 转矩常数越小; 相位角越小, 转矩常数越大。

下面分析在数学模型中动态运行情况下的  $K_t$  和  $K_e$  与在稳态运行情况下的关系。动态运行时, 由式 (2-20)、式 (2-26) 和式 (2-32) 推导, 在进行磁场定向控制时, 假定  $i_d = 0$ ,  $L_d = L_q$  和  $\psi_d = \psi_r$  则在  $dq$  坐标系下有

$$\begin{aligned} e &= u_q - R_s i_q - L_q \frac{di_q}{dt} = p_n \psi_r \Omega = K_E \Omega \\ T_e &= p_n \psi_r i_q = K_T i_q \end{aligned} \quad (2-43)$$

由式 (2-43) 可见,  $K_E$  和  $K_T$  均为瞬时值的概念, 且  $K_E = K_T$ 。按照变换阵前后幅值不变的原则, 有如下关系  $e = \sqrt{2}E_p$ ;  $i_q = \sqrt{2}I_p$ ;  $T_e = 2T/3$ , 把式 (2-38) 代入式 (2-43) 可得



$$\begin{aligned}
 K_E &= \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} K_e^Y = \sqrt{2} K_e^\Delta \\
 K_T &= \frac{\sqrt{2}}{3} K_t^Y = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} K_t^\Delta \\
 K_E &= K_T
 \end{aligned} \tag{2-44}$$

与式 (2-42) 比较可知, 式 (2-44) 是  $\gamma=0$  时的特例, 它表示  $e$  与  $i_q$  方向一致, 即  $e$  在  $q$  轴上。而由式 (2-43) 可以分析出, 在稳态后  $di_q/dt=0$ ,  $e$  稳定在  $q$  轴上。两者分析得到了同样的结果。

### 2.3.2 机械时间常数、电气时间常数和机电时间常数

电动机的时间常数根据其机电系统动态性能的固有特性不同而分为电气时间常数  $\tau_e$ , 机械时间常数  $\tau_m$  和机电时间常数  $\tau_{me}$  以及反映电动机发热的热时间常数  $\tau_\theta$ 。由于热时间常数相对而言要大得多, 因而在分析电动机的动态或稳态性能时, 一般不计热时间常数的影响。

对于伺服电动机而言, 时间常数是反映其动态性能好坏的主要技术指标之一。无论是对直流伺服电动机、无刷直流伺服电动机, 还是永磁同步伺服电动机 [见式 (2-43) 和式 (2-33)], 一般情况下, 经过推导都能写出如下系统方程:

$$\begin{aligned}
 U &= Ri + L \frac{di}{dt} + K_E \Omega \\
 T_e &= T_L + B\Omega + J \frac{d\Omega}{dt} \\
 T_e &= K_T i
 \end{aligned} \tag{2-45}$$

由式 (2-45), 设  $T_L=0$ , 并忽略摩擦转矩, 根据对时间常数的定义, 得到相应的时间特性常数值。

#### 1. 机械时间常数 $\tau_m$

机械时间常数是表示电动机机械响应速度的特性常数, 假定  $di/dt=0$  成立, 在初始角速度为零的条件下对式 (2-45) 求解, 可得到

$$\Omega = \frac{U}{K_E} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_m}}) \tag{2-46}$$

式中  $\tau_m$ ——机械时间常数, 其值为

$$\tau_m = \frac{JR}{K_E K_T} \tag{2-47}$$

因为  $K_E = K_T$ , 机械时间常数也可表示为

$$\tau_m = \frac{JR}{K_E^2} \tag{2-48}$$

#### 2. 电气时间常数 $\tau_e$

电气时间常数是表示电流对所加电压的响应速度的特性常数, 假定  $\Omega=0$  成立, 在初始电流为零的条件下对式 (2-45) 求解, 可得到

$$i = \frac{U}{R}(1 - e^{-\frac{t}{\tau_e}}) \quad (2-49)$$

式中  $\tau_e$ ——电气时间常数, 其值为

$$\tau_e = \frac{L}{R} \quad (2-50)$$

### 3. 机电时间常数 $\tau_{me}$

机电时间常数是表示空载下在静止的电动机的端子间加上固定电压  $U$  后, 当转速达到空载转速的 63.2% 时所用的时间。它也可由对式 (2-45) 求解得到。将式 (2-45) 整理, 合并为

$$U = \frac{JR}{K_T} \frac{d\Omega}{dt} + \frac{JL}{K_T} \frac{d^2\Omega}{dt^2} + K_E\Omega \quad (2-51)$$

再把式 (2-47)、式 (2-50) 代入式 (2-51), 变成

$$\tau_e \tau_m \frac{d^2\Omega}{dt^2} + \tau_m \frac{d\Omega}{dt} + \Omega = \frac{U}{K_E} \quad (2-52)$$

式 (2-52) 是二阶振荡系统, 其解可表示为

$$\Omega = \Omega_0 + C_1 e^{P_1 t} + C_2 e^{P_2 t} \quad (2-53)$$

从式 (2-53) 可很明显地看出, 对电动机施加阶跃电压起动过程而言, 其特解之一为  $\Omega = \Omega_0$ , 即角速度呈指数函数上升, 最终稳定在理想角速度  $\Omega_0$  上, 其值为  $U/K_E$ 。

### 4. 时间常数的测量

电气时间常数值可依据式 (2-50), 通过直接测量电阻和电感量得到。电阻和电感的测量可使用 LCR 测试仪。

测量电气时间常数也可以采用下面的方法: 把电动机转子固定, 在绕组上加上阶跃电压  $U$ , 则绕组电流将呈现出图 2-7 所示的一阶滞后特性。将电流达到最大电流的 63.2%  $[(1 - e^{-1}) \approx 0.632]$  时所用的时间称为电气时间常数。

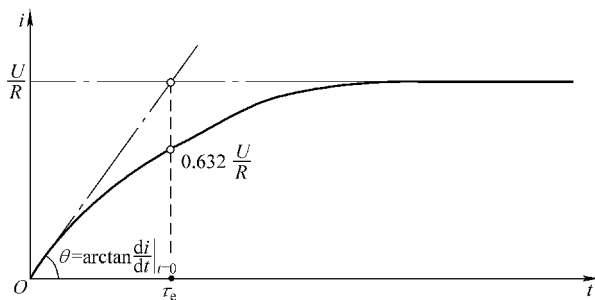
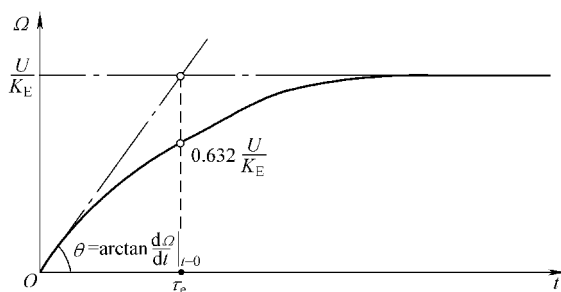
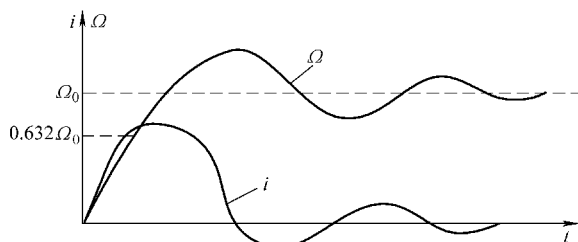


图 2-7 相对于阶跃电压  $U$  的  $(i-t)$  特性

由于在机电系统中, 电气过渡过程较机械过渡过程要短得多, 因而一般电气时间常数远小于机械时间常数约为其 1/10, 故式 (2-52) 的解近似为式 (2-46)。换句话说, 电动机的机械时间常数近似于机电时间常数。因此, 机械时间常数可依据机电时间常数定义的方法那样测量, 其测量方法是: 在绕组上加阶跃电压  $U$ , 则角速度将呈现出图 2-8 所示的一阶滞后特性。将角速度达到最大角速度的 63.2% 时所用的时间叫做机械时间常数, 同时该值也是机电时间常数。

图 2-8 与阶跃电压  $U$  对应的  $(\Omega-t)$  特性

如今，伺服电动机发展飞快，特性时间常数也发生了很大变化，假设电气时间常数远小于机械时间常数的情况也不再满足，甚至会发生相反的状况。因此机械时间常数和机电时间常数不能再近似相等。依据机电时间常数定义的那样测量，有的状况下，电动机在起动的过程中可能会产生振荡，但系统是稳定的，振荡最终会衰减并稳定在空载转速  $\Omega_0$ 。对式 (2-52) 进行改写，定义  $K = 4\tau_e/\tau_m$ ，进一步推导得到，当  $K > 1$  时，电动机的起动过程如图 2-9 所示，电动机的转速曲线是振荡的， $K$  增加很大时，电动机振荡的振幅将会变很大，因而系统的稳定性变差。实际的伺服系统很少会在这种状况下运行，此时伺服系统需要采取一些特殊的解决措施，例如改进电流环结构或者增加补偿环节等。

图 2-9  $K = 4\tau_e/\tau_m > 1$  时的起动过程

由于电动机的转速曲线在  $\Omega_0$  的上下振荡，故而对于  $0.632\Omega_0$  转速点的时间很可能不是惟一的，因此时间常数的概念或意义已不明确。类似地，如果把转速首次  $0.632\Omega_0$  的时间定义为时间常数，尽管其含义已不相同，但并非无意义，它可以像定义系统的上升时间那样，反映出此时电动机系统的上升快慢。最后，通过对  $\tau_e$  和  $\tau_m$  关系的进一步分析，得到伺服电动机的机电时间常数，机械时间常数和电气时间常数之间的关系为

$$\begin{aligned}
 K &= \frac{4\tau_e}{\tau_m} \\
 \tau_{me} &\approx \tau_m (K \leq 1) \\
 \tau_{me} &\approx \tau_e \sim 4.3\tau_e (K \gg 1)
 \end{aligned}
 \tag{2-54}$$

## 2.4 永磁同步电动机转矩波动

转矩波动是伺服控制系统中受关注的伺服性能指标之一。它是指伺服电动机在某一时刻输出转矩未达到预期给定值而出现的转矩偏差。当偏差值的大小超出所规定的范围时，电动机的伺服控制性能和控制准确度将受到不同程度的影响。导致转矩波动的因素较多，既和电动机本体设计、结构和加工工艺有关，也与运行方式有关，还与驱动控制方面因素有关。一般情况下，由电动机运行时引起的纹波转矩和齿槽引起的齿槽转矩是讨论重点。

### 2.4.1 纹波转矩

为了产生恒定的电磁转矩，PMSM 的反电动势和由逆变器输入的定子电流都必须是正弦波的。但实际上，由于永磁体形状上的原因和定子齿槽的存在，反电动势不可能是正弦波的。另外，由逆变器输入的定子电流，尽管经 PWM 控制器控制可以十分逼近正弦波，但它还会含有许多谐波，这样必然会引起转矩的波动。通常，将这种由反电动势或定子电流谐波而引起的转矩波动称为纹波转矩。

下面从谐波分析入手，来定量计算转矩纹波的大小。因为钕铁硼永磁材料的磁导率与空气的磁导率相近，为了充分利用磁铁，有时极弧系数选取过大，较难保证主极磁场在空间按正弦规律分布，使各相感应电动势中存在着 3、5、7、11、13 次等谐波。此外，驱动器电流也有谐波存在，主要谐波次数为 5、7 和 11 次等。按照式 (2-40) 计算，推导可得到

$$T_e(t) = T_0 + T_6 \cos 6\omega_1 t + T_{12} \cos 12\omega_1 t + T_{18} \cos 18\omega_1 t + T_{24} \cos 24\omega_1 t \quad (2-55)$$

式中

$$T_0 = \frac{3}{2\Omega} [E_{m1} I_{m1} + E_{m5} I_{m5} + E_{m7} I_{m7} + E_{m11} I_{m11} + \dots]$$

$$T_6 = \frac{3}{2\Omega} [I_{m1} (E_{m7} - E_{m5}) + I_{m5} (E_{m11} - E_{m1}) + I_{m7} (E_{m1} + E_{m13}) + I_{m11} (E_{m5} + E_{m17}) + \dots]$$

$$T_{12} = \frac{3}{2\Omega} [I_{m1} (E_{m13} - E_{m11}) + I_{m5} (E_{m17} - E_{m7}) + I_{m7} (E_{m19} - E_{m5}) + I_{m11} (E_{m23} - E_{m1}) + \dots]$$

$$T_{18} = \frac{3}{2\Omega} [I_{m1} (E_{m19} - E_{m17}) + I_{m5} (E_{m23} - E_{m13}) + I_{m7} (E_{m25} - E_{m11}) + I_{m11} (E_{m29} - E_{m7}) + \dots]$$

$$T_{24} = \frac{3}{2\Omega} [I_{m1} (E_{m25} - E_{m23}) + I_{m5} (E_{m29} - E_{m19}) + I_{m7} (E_{m31} - E_{m17}) + I_{m11} (E_{m35} - E_{m13}) + \dots]$$

从式 (2-55) 可见，电磁转矩中含有频率为基波频率 6 倍的纹波转矩，纹波的脉动幅值与反电动势和电流偏离正弦的程度有关。图 2-10 绘出了在给定情况下产生的转矩纹波。可以看出，其主要成分是 6 次谐波转矩。通常，用纹波系数来定量地描述转矩脉动程度，它定义为

$$C_{tr} = \frac{T_p}{T_0} \quad (2-56)$$

式中  $T_0$ ——平均转矩；

$T_p$ ——转矩纹波的峰值。

如果已知各谐波转矩的幅值, 则  $C_{tr}$  可表示为

$$C_{tr} = \frac{2T_H}{T_0} \quad (2-57)$$

式中  $T_H = \sqrt{T_6^2 + T_{12}^2 + T_{18}^2 + \dots}$

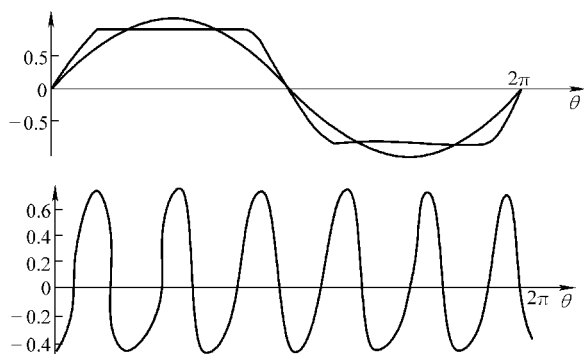


图 2-10 转矩纹波 (梯形波电动势和正弦波电流)

在高速区, 这个纹波有可能被转子惯量滤掉。但在低速区, 它将使转子速度发生波动, 从而严重影响伺服驱动的性能, 特别是会使位置伺服准确度和重复性变坏。因此, 应尽量减少转矩纹波, 尽量减小定子电流和反电动势中 5、7、11 和 13 次等较低次谐波的幅值, 使转矩曲线越平滑越好。

反电动势中的谐波分量与永磁体励磁磁场的分布和定子绕组的构成有关, 采用合适的短距比和分数槽绕组等方法都可有效地减小感应电动势中的低次谐波。电流中的谐波分量与 PWM 控制有关, 目前消弱方法的研究成果较多, 有的已经使用在电动机驱动系统中, 取得了良好的效果, 例如 SVPWM, 可使定子电流中不含低次谐波, 而只含某些高次谐波分量, 虽然这些高次谐波电流会使转矩产生高频振荡, 但因幅值很小, 频率很高, 很容易被转子转动惯量阻尼掉。

### 2.4.2 齿槽转矩

齿槽转矩和纹波转矩一样, 都是不希望存在的脉动转矩。但是, 两者产生的原因不同。纹波转矩是由定子电流与转子磁场相互作用产生的, 而齿槽转矩是由定子铁心与转子磁场相互作用产生的。两个转矩之间无关联, 它们可同时存在, 也可能单独存在。

电动机气隙中存在磁场, 由于电动机铁心开槽, 在任何电枢电流都不存在的情况下, 当转子转动时, 磁路中的磁阻将发生变化, 导致磁场能量发生变化, 因而产生磁阻转矩, 使电动机的转矩随齿槽而发生变化, 这就是齿槽转矩, 如图 2-11 中的  $I=0$  状态时的曲线。

从图中测量结果分析可得到齿槽转矩是交变的、有规律的, 周期性的, 它与转子的位置有关。其特点为:

- ① 无论电动机是带载运行、空载运行还是通电不运行, 齿槽转矩都是存在的, 但其幅值大小在不同状况下存在区别;
- ② 齿槽转矩波动幅值大小与齿槽形状、磁路的饱和程度有关;



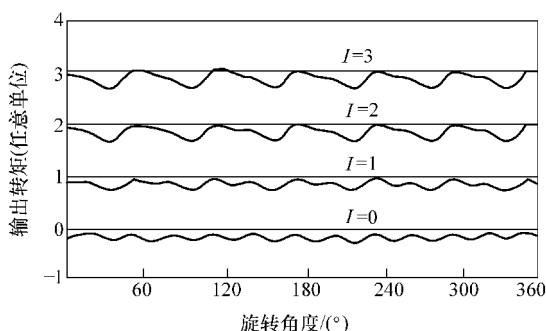


图 2-11 不同旋转角度下的转矩特性的测量结果举例

③ 尽管齿槽转矩具有磁阻转矩的性质，但电动机中如果没有建立磁场，且没有磁场能量的变化，将不会反映出齿槽转矩。

齿槽转矩产生的转矩波动，主要影响表现在：低速时产生振动和高速时产生噪声方面，并使电动机可控性变差。因此，它是不希望存在波动转矩，减小齿槽转矩一般常采取以下几种方法。

#### (1) 直接法

直接法是从齿槽转矩产生的根源入手，直接削弱齿槽的影响。如尽可能减小槽口宽度，安装磁性槽楔；合理设计磁路；增大气隙；减小气隙磁通密度；降低齿顶饱和程度以及改善气隙磁场分布等。

#### (2) 抵消法

抵消法是通过设计手段，使产生的齿槽转矩波动相互抵消，如采用斜槽和斜极等，一般采用定子斜槽一个齿距或转子斜槽与一个定子齿距相同角度的永磁磁极，但斜槽对电动机基波同样也有削弱，尤其是电动机每极每相槽数较少时，对反电动势系数的影响较大，具体可通过斜槽系数的公式来计算。另外，还可以采用合理设计齿槽宽度和极弧系数及特殊槽形设计等方法来抵消转矩波动。

#### (3) 无槽设计

尽可能地采用无槽结构设计，即可从根本上消除齿槽转矩。但无槽电动机功率受到较大限制，且工艺上还有特殊的要求。

## 2.5 永磁同步电动机控制系统

近 30 多年来，电动机矢量控制和直接转矩控制等控制技术的问世与计算机人工智能技术的进步，使得电动机的控制理论和实际控制技术上升到了一个新的高度。目前，永磁同步电动机伺服系统仍以采用矢量控制的居多。矢量控制实际上是对电动机定子电流矢量相位和幅值的控制。从式 (2-32) 可以看出，确定永磁体的磁链和直、交轴电感后，电动机的转矩便取决于定子电流在  $dq$  坐标系下的分量  $i_d$  和  $i_q$ ，也就是说控制  $i_d$  和  $i_q$  便可以控制电动机的转矩。一定的转速和转矩对应一定的  $i_d^*$  和  $i_q^*$ ，组成闭环，给定  $i_d^*$  和  $i_q^*$ ，使实际  $i_d$  和  $i_q$  跟踪指令值，便实现了电动机转矩和转速控制。

由于实际馈入电动机电枢绕组的电流是三相交流电流  $i_a, i_b, i_c$ ，因此， $i_d$  和  $i_q$  的反馈值是需要从  $3s/2r$  变换阵，即式 (2-15) 得到。由于  $d$  轴方向与永磁体磁链方向一致，从而式中  $d$  轴的空间位置  $\theta$  即是永磁同步电动机转子在空间的位置，因此  $\theta$  可由安装在电动机转子非负载端轴伸上的速度/位置传感器（如光电编码器或旋转变压器等）测量得到。

需要指出的是，上述电流矢量控制对电动机稳态运行和瞬态运行都适用。而且  $i_d$  和  $i_q$  是各自独立控制的，因此更便于实现各种先进的控制策略。在介绍矢量控制策略之前，清楚知道永磁同步电动机矢量控制运行时的基本电磁关系还是有必要的。

## 2.5.1 基本电磁关系轨迹

### 1. 电压极限椭圆与电流极限圆

矢量控制运行是与系统中的逆变器密切相关的，电动机的运行性能要受到逆变器的制约。最为明显的是电动机的相电压有效值的极限值  $U_{\lim}$  和相电流有效值的极限值  $I_{\lim}$  受到逆变器直流侧电压和逆变器的最大输出电流的限制。当逆变器直流侧电压值最大为  $U_d$  时，Y联结的电动机可达到的最大基波相电压有效值为

$$U_{\lim} = \frac{U_d}{\sqrt{3} \times \sqrt{2}} = \frac{U_d}{\sqrt{6}} \quad (2-58)$$

而在  $dq$  坐标系下的电压极限值为

$$u_{\max} = \sqrt{2}U_{\lim} = \frac{U_d}{\sqrt{3}} \quad (2-59)$$

电动机稳定运行时，电压矢量的幅值为

$$u = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \quad (2-60)$$

将式 (2-20) 和式 (2-26) 代入上式，可得稳定运行时电动机的电压：

$$u = \sqrt{(-\omega L_q i_q + R_s i_d)^2 + (\omega L_d i_d + \omega \psi_r + R_s i_q)^2} \quad (2-61)$$

由于电动机一般运行于较高转速，电阻  $R$  远小于电抗  $\omega L$ ，电阻上的电压降可以忽略不计，式 (2-61) 可简化为

$$u = \sqrt{(-\omega L_q i_q)^2 + (\omega L_d i_d + \omega \psi_r)^2} \quad (2-62)$$

以  $u_{\max}$  代替上式的  $u$ ，有

$$(L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \psi_r)^2 = (u_{\max}/\omega)^2 \quad (2-63)$$

当  $L_d \neq L_q$  时（即凸极性），式 (2-63) 是一个椭圆方程；当  $L_d = L_q$  时（即隐极性），式 (2-63) 是一个以  $(-\psi_r/L_d, 0)$  为圆心的圆方程。

电压极限曲线是在永磁同步电动机控制过程中一个很重要的特性，代表了电动机在控制过程中电压和转速的约束关系。下面以椭圆方程为例进行分析，图 2-12 画出了在  $dq$  坐标系平面上式 (2-63) 的曲线，即电动机运行时的电压极限轨迹——电压极限椭圆。对于不同转速，电压极限曲线的轨迹是一簇同心椭圆。当电动机不超过额定转速时，反电动势与转速成正比；达到额定转速时，电压方程在电流相平面上的轨迹为额定电压时的电压极限曲线；随着转速超过额定转速以后，电压极限曲线变小。因为定子电压达到极限  $u_{\lim}$  后不能继续增大，而转速上升意味着椭圆轨迹的长轴和短轴长度变小，为了使电动机能按照电动方式控制，电枢电流反应必须去磁，也就是说，直轴电流要起去磁作用，以削弱转子磁场来提高电

动机运行转速。

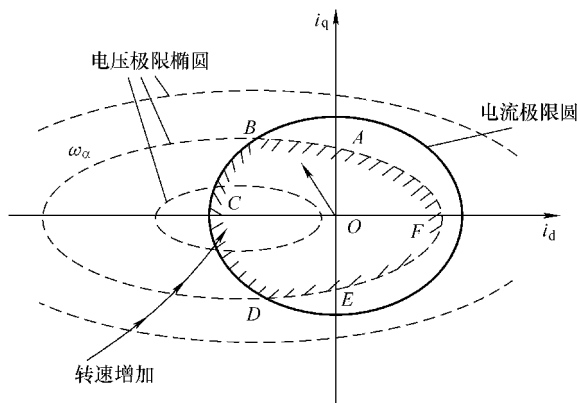


图 2-12 电压极限椭圆和电流极限圆

参照式 (2-60)，电动机的电流极限方程为

$$i_d^2 + i_q^2 = i_{\max}^2 \quad (2-64)$$

式中  $i_{\max} = \sqrt{2}I_{\lim}$ 。

在图 2-12 中，电流矢量轨迹是一个以坐标原点为圆心的圆，当圆的半径增大到  $i_{\lim}$  时，为电流极限轨迹——电流极限圆。

电流极限曲线在永磁同步电动机控制中也是一个很重要的特性，它代表了控制过程中电枢电流的幅值约束边界。由式 (2-64) 可知，电流极限曲线在电流相平面上的轨迹是一个圆，特别是用标幺值表示时，电流极限曲线的轨迹就是单位圆。在永磁同步电动机控制过程中，电枢电流只能在该圆的内部或者边界上，不能超过边界长时间运行，一旦发现电流超过边界，根据电动机以及控制系统器件承受热负荷的能力，必须采取相应的保护措施，立即或定时切断电源。具体数据可以参考有关伺服系统电流过载设计标准进行设计。例如伺服驱动器在运行过程中，负载电流超过额定电流的 20% 以内时，可以继续运行不超过 1min；而超过额定电流的 50% 时，只能运行几秒钟；超过额定电流 200% 时，应立即切断电源。

因此，在电动机运行时，定子电流空间矢量既不能超出电动机的电压极限椭圆，也不能超出电流极限圆。如电动机角速度为  $\omega$  时，电流矢量的范围只能是图 2-12 所示的阴影所包围的面积  $ABCDEF$ 。

## 2. 恒转矩轨迹与最大转矩/电流轨迹

通过如下假设和公式变换：

$$\begin{aligned} i_{\text{base}} &= \psi_r / (L_q - L_d) \\ T_{\text{base}} &= p_n \psi_r i_{\text{base}} \\ T_e^* &= \frac{T_e}{T_{\text{base}}} \\ i_q^* &= \frac{i_q}{i_{\text{base}}} \\ i_d^* &= \frac{i_d}{i_{\text{base}}} \end{aligned} \quad (2-65)$$

把式 (2-65) 代入式 (2-32) 得到

$$T_e^* = i_q^* (1 - i_d^*) \quad (2-66)$$

按照式 (2-66) 可画出图 2-13 所示的虚线曲线——恒转矩轨迹，由图可以发现，恒转矩轨迹不仅对  $d$  轴对称，而且在第二象限为正（运行在电动状态），在第三象限为负（运行在制动状态）。

不论在第二象限还是在第三象限，某指令的恒转矩轨迹上的任意一点所对应的定子电流矢量均会导致出现相同值的电动机转矩，这就牵涉到寻求一个幅值最小的定子电流矢量问题，因为定子电流越小，电动机效率就越高，所需逆变器容量也就越低。在图 2-13 中，某指令值的恒转矩轨迹上距离坐标原点最近的点，即为产生该转矩时所需的最小电流的空间矢量。把产生不同转矩值所需的最小电流点连接起来，即形成电动机的最大转矩/电流轨迹，如图 2-13 中的实线所示。该曲线也是一条对  $d$  轴对称的曲线，且在坐标原点处与  $q$  轴相切，恒转矩曲线上各点是永磁转矩（ $q$  轴）和磁阻转矩（ $d$  轴）的合成。当转矩较小时，最大转矩/电流轨迹靠近  $q$  轴，表明永磁转矩起主导作用；当转矩增大时，与电流二次方成正比的磁阻转矩要比与电流呈线性关系的永磁转矩增加得更快，故最大转矩/电流轨迹越来越偏离  $q$  轴。

对于  $L_d = L_q$  的电动机，恒转矩轨迹是平行于  $d$  轴的水平线；由于转子磁路对称，磁阻转矩为零，因而电动机最大转矩/电流轨迹就是  $q$  轴（图中未画出）。

### 3. 永磁体工作曲线与内禀退磁曲线

现代永磁电动机中广泛采用高性能的稀土钕铁硼永磁材料，这种永磁体的工作曲线  $B-H$  和内禀退磁曲线  $B_r-H$  如图 2-14 所示。实际中，永磁电动机运行时的退磁磁场是反复变化的，变化过程之间形成回复线，基本上回复线与  $B-H$  曲线重合。如果退磁磁场强度  $H$  小于拐点值  $H_k$ ，当外加磁场撤去后磁通密度能恢复到  $B_r$ ；若退磁磁场强度  $H$  超过拐点值  $H_k$ ，将造成磁通密度的不可逆变化，即产生不可逆退磁，导致电动机性能急剧下降，甚至无法使用。定子电流直轴分量能够对永磁体产生去磁作用，由式 (2-63) 可以分析出， $H_c$  所表征出来的定子电流直轴分量最大限幅值为

$$i_{d\_max} = \frac{\psi_r}{L_d} \quad (2-67)$$

理论上，制作良好的钕铁硼永磁体，其退磁曲线与回复线基本一致，但实际上有些产品退磁曲线的线性度不甚理想，它的  $B-H$  曲线的上半部分为直线，当退磁磁场强度超过一定值后（ $H_c$  附加处），退磁曲线就急剧下降，开始拐弯的点称为拐点。当退磁磁场强度不超过拐点时，回复线与退磁曲线的直线段重合；当超过拐点时，回复线就不再与退磁曲线重合了，导致磁路工作稳定性大大降低。因此，设计时只注意材料厂商提供的室温性能数据是远

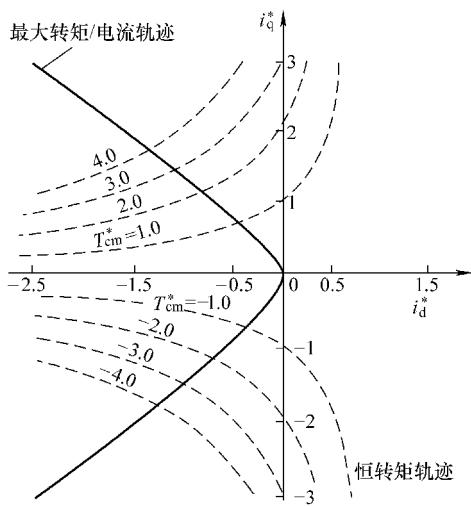


图 2-13 恒转矩轨迹和最大转矩/电流轨迹

远不够的，需要对拐点给予充分关注。

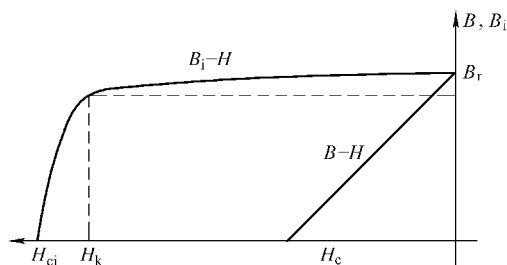


图 2-14 稀土永磁体工作曲线和内禀退磁曲线

$H_k$ —临界矫顽力  $H_{ci}$ —内禀矫顽力  $H_c$ —磁感应矫顽力  $B_r$ —剩余磁通密度

## 2.5.2 矢量控制策略

在具体的应用场合，永磁同步电动机矢量控制策略根据不同的速度调节范围、性能要求，可以分为如下形式：

- ①  $i_d = 0$  控制；
- ② 最大转矩/电流比控制；
- ③ 弱磁控制等。

下面主要阐述矢量控制策略中常用的这几种控制方法。

### 1. $i_d = 0$ 控制

$i_d = 0$  控制即当永磁同步电动机定子电流的直轴分量在控制过程中始终等于 0。由式 (2-20) 简化整理得到

$$\begin{aligned} u_d &= -\omega \psi_q \\ u_q &= R_s i_q + p \psi_q + \omega \psi_r \end{aligned} \quad (2-68)$$

直轴电流等于 0，相当于等效直轴绕组开路不起作用。因此，如果不考虑定子直轴电压分量，仅仅从交轴电压方程可以看出：永磁同步电动机相当于一台他励直流电动机，定子电枢绕组只有交轴电流分量；励磁磁链等于转子永磁体产生的磁链，并且大小恒定不变；等效交轴绕组中的励磁电动势与转子角速度成正比。因为定子磁动势空间矢量与转子永磁体磁场空间矢量相互垂直，所以电磁转矩与交轴电流成正比，由式 (2-32) 简化得到

$$T_e^* = p_n \psi_r i_q^* \quad (2-69)$$

仅当  $i_q$  增大到  $i_{q\max}$  时，电磁转矩达到最大值，电动机在恒定的最大电磁转矩下，转速由零加速到额定值，反电动势也相应增大，在转速达到额定值后，其值接近电压限幅值。根据事先设计好的电动机参数，此时电压极限椭圆与电流极限圆的交点会在  $q$  轴上，且在电流极限圆  $q$  轴顶点的  $A$  位置，如图 2-15 所示。

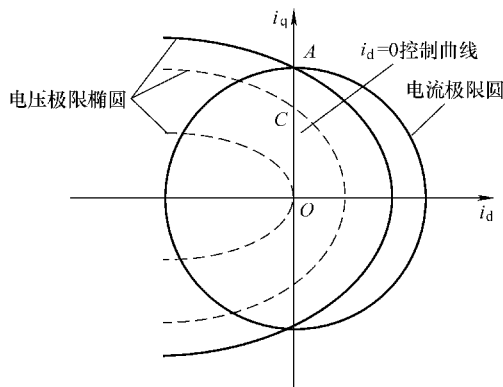


图 2-15 电流极限曲线与  $i_d = 0$  控制曲线



由式 (2-63) 和式 (2-69) 可以得到 A 点位置的电动机角速度和转矩为

$$\omega_A = \frac{u_{\max}}{\sqrt{\psi_r^2 + (L_q i_{\max})^2}} \quad (2-70)$$

$$T_A = p_n \psi_r i_{\max} \quad (2-71)$$

当转速超出额定值并继续升速时, 电压极限椭圆要向内缩小, 因而在该控制策略下, 电流矢量轨迹只能是由 A 沿  $q$  轴向坐标原点移动, 移动到原点时, 转矩接近为零。此时该转速所对应的电压极限椭圆长轴经过原点, 可求得原点的电动机角速度为

$$\omega_{\max} = \frac{u_{\max}}{\psi_r} \quad (2-72)$$

比较式 (2-70) 和 (2-72) 可知, 电动机角速度由式 (2-70) 上升到式 (2-72), 升速范围较窄, 同时在升速过程中转矩下降明显, 将接近为零。因此, 对于永磁同步电动机来说, 采用  $i_d = 0$  控制, 电动机转速适合在额定转速范围内运行。因控制方法仅用变量  $i_q$  控制电磁转矩, 其控制策略算法简单, 控制灵活, 因此在永磁同步电动机伺服系统中广泛应用。

## 2. 最大转矩/电流比控制

$i_d = 0$  控制简单, 但存在两个缺点: 一方面是单位电流电磁转矩不是最大, 另一方面是电动机只适合额定转速以下工作。最大转矩/电流比控制策略也称为单位电流电磁转矩最大控制策略, 它能够控制电动机在单位电流下电磁转矩最大, 且可以升速运行。因而它也是永磁同步电动机常用的控制策略之一, 主要针对凸极电动机。

在什么条件下可以使单位电枢电流产生的电磁转矩最大? 为了便于分析, 在式 (2-32) 中引入电枢电流空间矢量与直轴位置的相位角  $\gamma$ , 也就是定子磁动势幅值位置与转子直轴位置之间的交角, 这时定子电流的两个分量与空间矢量幅值之间的关系为

$$\begin{aligned} i_d &= i \cos \gamma \\ i_q &= i \sin \gamma \end{aligned} \quad (2-73)$$

将式 (2-73) 代入式 (2-32) 得到

$$T_e = p_n \psi_r i \sin \gamma + \frac{1}{2} p_n (L_d - L_q) i^2 \sin 2\gamma \quad (2-74)$$

根据式 (2-74), 可以确定单位电流电磁转矩关于电流相位角的函数关系为

$$f(\gamma) = T_e / i = p_n \psi_r \sin \gamma + \frac{1}{2} p_n (L_d - L_q) i \sin 2\gamma \quad (2-75)$$

对式 (2-75) 求最大值, 令  $\gamma$  的偏微分等于 0, 即  $\partial f(\gamma) / \partial \gamma = 0$ , 得到

$$\psi_r \cos \gamma + (L_d - L_q) i \cos 2\gamma = 0 \quad (2-76)$$

由式 (2-76) 可以得到

$$\cos \gamma = \frac{\sqrt{\psi_r^2 + 8(L_d - L_q)^2 i^2} - \psi_r}{4(L_d - L_q) i} \quad (2-77)$$

于是, 满足单位电流电磁转矩最大条件下的定子电流直轴分量可以表示为

$$i_d^* = i \cos \gamma = \frac{\sqrt{\psi_r^2 + 8(L_d - L_q)^2 i^2} - \psi_r}{4(L_d - L_q)} \quad (2-78)$$

进一步推导, 对式 (2-76) 两边同乘以  $i$ , 并考虑式 (2-73) 的关系, 经过整理后得到

$$i_d^* = \frac{\sqrt{\psi_r^2 + 4(L_d - L_q)^2(i_q^*)^2} - \psi_r}{2(L_d - L_q)} \quad (2-79)$$

由该式可以分析得出, 当  $L_d < L_q$ , 直轴电流小于 0, 电枢反应起去磁作用, 当电动机转速超过额定转速时, 这种控制策略因为能削弱转子磁场, 称为弱磁控制方式, 它可以扩大调速范围。当  $L_d > L_q$ , 直轴电流大于 0, 电枢反应起助磁作用, 当电动机转速超过额定转速时, 这种控制策略因为要增强转子磁场, 因此无法作为电动机运行。

将式 (2-79) 代入式 (2-32), 得到单位电流电磁转矩最大条件下电磁转矩与交轴电流分量的关系为

$$T_e^* = \frac{1}{2} p_n i_q^* [\sqrt{\psi_r^2 + 4(L_d - L_q)^2(i_q^*)^2} + \psi_r] \quad (2-80)$$

在单位电流电磁转矩最大控制策略实现过程中, 由式 (2-79) 可以画出单位电流电磁转矩最大控制策略的最优控制曲线, 如图 2-16 所示。图中, 最优控制曲线 ( $L_d < L_q$  的情况) 即是图 2-13 中最大转矩/电流轨迹。永磁同步电动机设计成功以后, 最大电压极限曲线就确定了。如果最大电压极限曲线包含  $i_d = 0$  控制策略的电流极限值点  $A$  点, 那么  $i_d = 0$  的控制策略可以达到额定转速。同理, 如果最大电压极限曲线包含单位电流电磁转矩最大控制策略的电流极限值点  $B$ , 那么单位电流电磁转矩最大控制策略可以达到额定转速。而且, 单位电流电磁转矩最大控制策略能在最大恒转矩条件下达到更高转速。即当永磁同步电动机的电流极限曲线、电压极限曲线和最优控制曲线三者相交于同一点 ( $B$  点) 时, 对应转速就是单位电流电磁转矩的最大控制在最大恒转矩负载下能达到的转速。

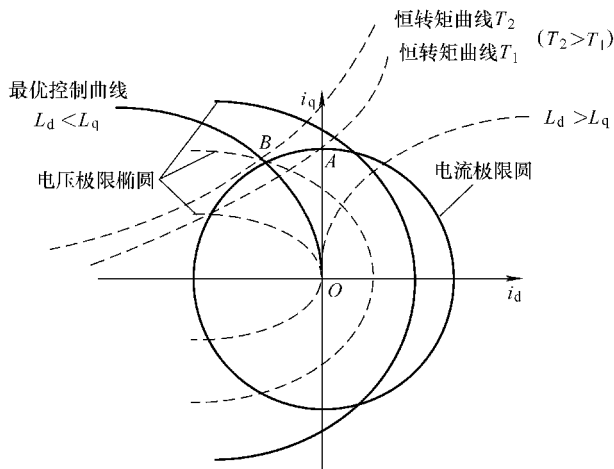


图 2-16 电流极限曲线与最优控制曲线

因此, 由式 (2-79) 和式 (2-64) 可以推导出与  $B$  点对应的直轴和交轴电流分量为

$$i_{B\_d} = \frac{\sqrt{\psi_r^2 + 8(L_d - L_q)^2 i_{\max}^2} - \psi_r}{4(L_d - L_q)} \quad (2-81)$$

$$i_{B\_q} = \sqrt{i_{\max}^2 - i_{B\_d}^2}$$

将式 (2-81) 代入式 (2-63), 得到  $B$  点角速度为

$$\omega_B = u_{\max} \left[ (L_q i_{\max})^2 + \psi_r^2 + \frac{(L_d + L_q) C^2 + 8 L_d \psi_r C}{16(L_d - L_q)} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2-82)$$

式中

$$C = \sqrt{\psi_r^2 + 8(L_d - L_q)^2 i_{\max}^2} - \psi_r$$

结合图 2-16 分析得到,  $B$  点 (单位电流电磁转矩最大控制), 比  $A$  点 ( $i_d = 0$  控制) 在角速度和转矩上都有所提高, 即

$$\begin{aligned} \omega_B &> \omega_A \\ T_B &> T_A \end{aligned} \quad (2-83)$$

当转速继续上升, 在单位电流电磁转矩的最大控制下, 电流矢量轨迹沿着最优控制曲线, 由  $B$  向原点移动, 达到原点时, 转速和转矩值与  $i_d = 0$  控制方法得到的一样。另外, 当  $L_d = L_q$  时, 则由式 (2-76)、式 (2-73)、式 (2-80) 和式 (2-75) 可得到

$$\begin{aligned} \cos \gamma &= 0 \\ i_d^* &= 0 \\ i_q^* &= i \\ T_e^* &= p_n \psi_r i_q^* \\ f(\gamma) &= p_n \psi_r \end{aligned} \quad (2-84)$$

由此可见, 对隐极同步电动机来说, 单位电流转矩的最大控制策略与  $i_d = 0$  的控制策略完全一样。

### 3. 弱磁控制

永磁同步电动机的弱磁控制思想类似于他励直流电动机的调磁控制。当他励直流电动机端电压达到最大电压时, 只能通过降低电动机的励磁电流改变励磁磁通, 在保证电压平衡的条件下, 使电动机能用更高的转速进行恒功率运行。也就是说, 他励直流电动机可以通过降低励磁电流达到弱磁增速的目的。对于永磁同步电动机而言, 励磁因永磁体的产生而无法调节, 只能通过调节定子电流, 即增加定子直轴去磁电流来维持高速运行, 以达到弱磁增速的目的。显然, 电动机等效气隙越大, 电枢反应去磁作用越小; 反之, 电枢反应去磁作用越大。因此, 弱磁控制通常以凸极内置式永磁同步电动机居多, 而面对插入式永磁同步电动机由于等效气隙较大, 采用弱磁控制效果相对不明显。

图 2-17 画出了电流相平面上的电流极限曲线、电压极限曲线和最优控制曲线的关系。图中, 当电动机转速等于或超过额定转速时, 定子电压达到极限值, 电压极限曲线在电流相平面上成为一簇椭圆, 椭圆的中心点  $P$  为  $(-\psi_r/L_d, 0)$ , 椭圆的长短半轴分别与电流相平面的坐标轴平行, 长度分别为  $u_{\max}/(\omega L_d)$  和  $u_{\max}/(\omega L_q)$ 。显然, 额定转速时电流相平面上的电压极限曲线最大, 即最大电压极限曲线。随着转速升高, 椭圆长短半轴的长度与转速成反比, 电流相平面上的电压极限曲线不断地朝椭圆中心点缩小。

转速增大时, 需要增大直轴去磁电流, 为了维持电流不超过极限值, 在增大直轴电流的同时, 应减小交轴电流。把式 (2-64) 代入式 (2-63) 得到角速度与直轴去磁电流关系:

$$\omega = u_{\max} \left[ (L_d i_d^* + L_q i_d^* + \psi_r)(L_d i_d^* - L_q i_d^* + \psi_r) + (L_q i_{\max})^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2-85)$$

永磁同步电动机进行弱磁控制, 转速以恒定电磁转矩上升到  $B$  点, 从  $B$  点沿着电流极限曲线转速继续升高, 电磁转矩将不断下降, 最终交轴电流等于零, 即电磁转矩也等于零,

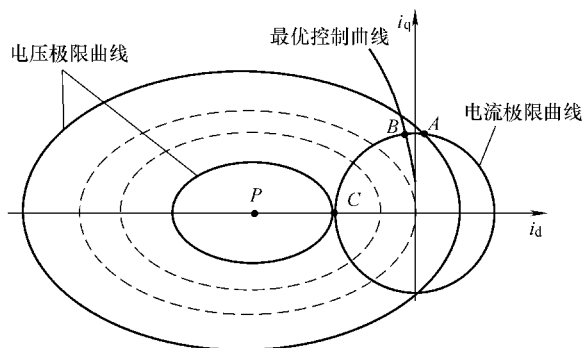


图 2-17 定子电流矢量轨迹

这时电压极限曲线与电流极限曲线相切于  $C$  点  $(-i_{\max}, 0)$ 。故电动机能达到的最高理想空载角速度由式 (2-63) 或式 (2-85) 不难得到

$$\omega_{\max} = \frac{u_{\max}}{\psi_r - L_d i_{\max}} \quad (2-86)$$

图 2-18 的情况有所不同, 由于电压极限曲线的椭圆中心点  $P(-\psi_r/L_d, 0)$  在电流极限曲线内部, 即  $\psi_r < i_{\max} L_d$ 。式 (2-67) 限制了定子电流直轴分量的增大, 理论上, 电动机在  $C$  点直轴电流分量最大为  $-\psi_r/L_d$ , 实际应用中要避开退磁曲线的拐点。  $C$  点是转速上升中的一个转折点, 由  $B$  到  $C$  的转速上升过程为弱磁控制 [式 (2-85)], 由  $C$  到  $P$  的转速上升过程会用到另外一种控制策略, 称为恒功率控制, 该控制保证电流直轴分量恒定为  $-\psi_r/L_d$ , 通过控制电流交轴分量减小来实现升速的目的, 这样电磁转矩将线性减小, 而电磁功率保持不变。

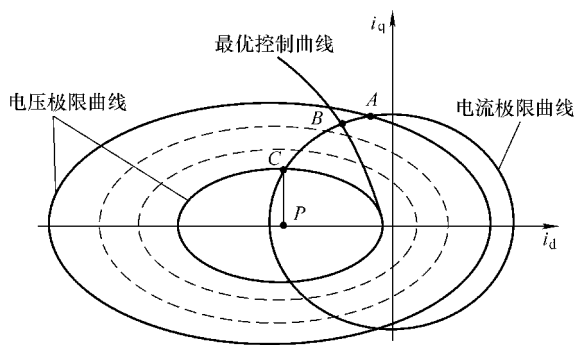


图 2-18 弱磁控制电流轨迹

在转折点  $C$  的位置, 电动机具有最大的直轴去磁电流, 或者说转子永磁体完全达到去磁的状态, 并且因为  $i_q$  不等于零, 因而存在一定的电磁转矩。  $C$  点直轴最大去磁电流分量和对应的交轴电流分量分别为

$$\begin{aligned} i_{C_d} &= -\psi_r/L_d \\ i_{C_q} &= \sqrt{i_{\max}^2 - (\psi_r/L_d)^2} \end{aligned} \quad (2-87)$$

由  $C$  到  $P$  轨迹的电磁转矩和转速分别由式 (2-32) 和式 (2-85) 简化得到

$$T_e^* = p_n L_q L_d^{-1} \psi_r i_q^* \quad (2-88)$$

$$\omega^* = u_{\max} / (L_q i_q^*) \quad (2-89)$$

当接近  $P$  点, 不难得到电动机最终交轴电流等于零, 即电磁转矩也等于零, 而使转速上升的范围大幅度扩大。

把式 (2-89) 和式 (2-31) 代入式 (2-88) 得到电磁功率为

$$P_{C-P} = L_d^{-1} \psi_r u_{\max} \quad (2-90)$$

由上式可知, 在  $CP$  段轨迹控制策略保持电磁功率恒定, 其值是定子电流最大直轴分量与电压极限值的乘积。

在  $C$  点转矩最大, 它可由式 (2-87) 代入式 (2-88) 得到

$$T_C = p_n L_q L_d^{-1} \psi_r \sqrt{i_{\max}^2 - (L_d^{-1} \psi_r)^2} \quad (2-91)$$

将式 (2-87) 代入式 (2-89), 得到  $C$  点角速度为

$$\omega_C = \frac{u_{\max}}{\sqrt{(L_q i_{\max})^2 - (L_q L_d^{-1} \psi_r)^2}} \quad (2-92)$$

由上述分析可以看出, 电压极限曲线的椭圆中心点位置直接影响电动机的最高运行转速和输出转矩。

#### 4. 不同控制策略的转速-转矩特性

永磁同步电动机控制过程中受到电流与电压极限曲线的约束, 因此电动机设计时, 就要根据永磁同步电动机的控制策略、电动机运行的最高转速和额定转速的要求, 合理地设计电流极限曲线和最大电压极限曲线的相对位置, 使得永磁同步电动机能够满足驱动系统的要求。永磁同步电动机宽范围调速的机械特性如图 2-19 所示, 图中在额定转速以下, 转矩与转速关系是水平线, 电动机能以恒转矩驱动。额定状态工作点  $A$  是电流极限曲线与电压极限曲线和  $q$  轴的交点, 其角速度为式 (2-70); 机械特性上最大电磁转矩工作点  $B$  是电流极限曲线与电压极限曲线和最优控制曲线的交点, 其角速度为式 (2-82); 如果转子转速继续升高, 那么定子电流将由  $B$  沿着电流极限曲线移动, 当直轴电流达到最大去磁电流的工作点  $C$  时, 如果电压极限曲线的椭圆中心在电流极限曲线外部, 那么  $C$  点是最高转速下电压极限曲线与电流极限曲线的切点, 机械特性很快下降, 如图中  $BC'$  曲线所示; 如果电压极限曲线的椭圆中心在电流极限曲线内部, 那么电动机转速达到  $C$  点, 其角速度为式 (2-92), 电磁转矩为式 (2-91), 以后转速继续升高, 直轴电流维持最大去磁电流不变, 电磁功率保持恒定, 然而交轴电流逐渐减小, 电磁转矩也相应地线性减小, 当交轴电流等于 0 时达到  $P$  点, 即电磁转矩等于 0, 转速达到最高。

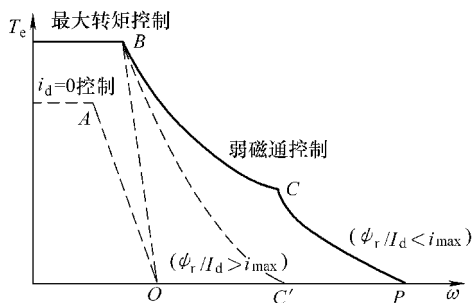


图 2-19 不同控制策略的转速-转矩特性

### 2.5.3 基于 $i_d = 0$ 控制策略的伺服系统基本结构

按转子磁链定向并使  $i_d = 0$  的正弦波永磁同步电动机伺服控制系统原理框图如图 2-20



所示，它由位置环、转速环和电流环构成。对于驱动电动机来说，不论是存在机械变速装置，还是直接驱动机械负载，都只是负载特性不同而已，研究其位置是最基本的，也是十分必要的。在一些应用中，例如在数控机床作为进给驱动的应用中，伺服系统与计算机数控（CNC）系统相连接，接收 CNC 的  $\theta_{ref}$  指令，位置环路 Posloop 的输出信号作为伺服系统的速度指令加到速度环路的输入端  $n_{ref}$ ，由 PMSM 轴上的位置传感器取得位置反馈信号  $\theta$  送入 CNC 系统中与位置指令相比较，比较结果控制 PMSM 的运动，直至达到所要求的位置为止。

PMSM 具有定子三相分布绕组和永磁转子，在磁路结构和绕组分布上保证定子绕组中的感应电动势具有正弦波，外施的定子电压和电流也应为正弦波，一般靠交流 PWM 变压变频器（三相逆变器）提供。借助位置传感器检测出磁极初始位置和转子相对于定子的绝对位置  $\theta_e$ ，用以控制变压变频器电流的频率和相位，使定子和转子的磁动势保持确定的相位关系，从而产生恒定的转矩。对逆变器的控制，图中采用了电压型空间矢量控制 SVPWM，也可以用电流滞环跟踪控制等。

控制定子电流矢量使之落在  $q$  轴上，即令  $i_d=0$ 。由于  $\psi_r$  恒定，电磁转矩与定子电流的幅值成正比，控制定子电流幅值就能很好地控制转矩，因此交流伺服系统转速环和电流环的控制原理与直流电动机调速系统是一样的。三相定子电流经过  $3/2$  变换和  $2s/2r$  变换得到两相旋转坐标系下的电流反馈信号，与电流指令比较后通过电流内环两个 PI 电流控制器，输出旋转坐标系下电压。 $d$ 、 $q$  轴电压再经过  $2r/2s$  变换，为 SVPWM 提供了必需的空间电压矢量。

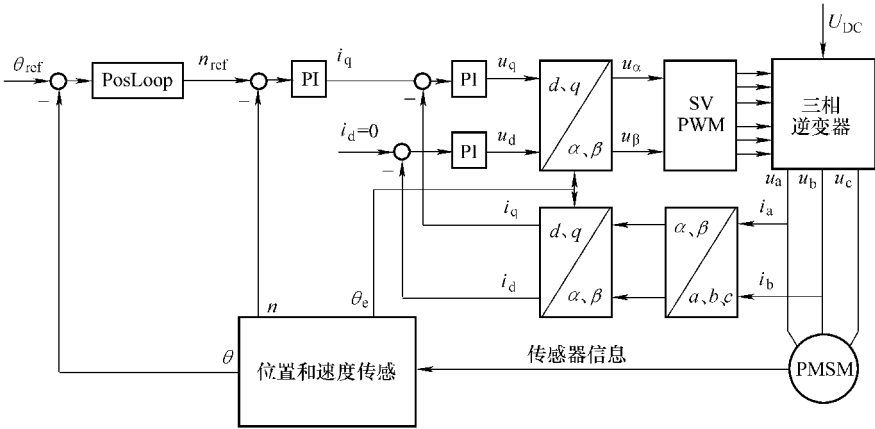


图 2-20 PMSM 交流伺服系统原理框图

综上所述，在按转子磁链定向并使  $i_d=0$  的正弦波永磁同步电动机伺服控制系统中，定子电流与转子永磁磁通相互独立，控制系统简单，转矩恒定性好，脉动小，可以获得很宽的调速范围，可适用于要求高性能的数控机床和机器人等场合。

# 第 3 章 电动机驱动电源和功率器件

三相逆变器是交流电动机重要的驱动电源，特别是三相全控桥式电压型逆变器。它具有器件自身换流功能，可以产生任意频率的三相交流电。本章只讲述作为电动机驱动电源的三相逆变器的基本内容，包括逆变电路的基本工作原理，三相桥式电压型电路结构，工作原理和重要的辅助电路。内容中涉及一种最基本的控制技术即六拍阶梯波控制方式，关于代表着高品质逆变器控制技术的内容会在第 4 章“PWM 控制技术”中进一步讲述。

换相方式在逆变电路中占有突出的地位，本章涉及的只是器件换流，即利用全控型开关器件的自关断能力进行换相。在介绍全控型器件的种类和发展后，重点讲述了 IGBT 的特性，以及器件的驱动和保护设计等。在最后一节，出于驱动电源设计的高性能化、小型化，以及使用简单化等要求，较为详细地讲述了智能功率模块（IPM）的设计内容。

## 3.1 逆变电路

把直流电变换成交流电称为逆变。当交流侧直接和负载连接时，称为无源逆变，电动机驱动电源电路就是典型的电压型无源逆变电路。本节先简单讲述无源逆变电路的基本工作情况，然后从实际应用出发，讲述两种三相桥式电压型逆变电路，即两电平逆变电路和三电平逆变电路。

### 3.1.1 基本工作原理

为了方便理解，下面以图 3-1a 所示的单相桥式逆变电路为例来说明逆变电路最基本的工作原理。图中  $S_1 \sim S_4$  是桥式电路的 4 个桥臂，它们由功率开关器件构成。当开关  $S_1$ 、 $S_4$  闭合， $S_2$ 、 $S_3$  断开时，负载电压  $u_0$  为正；当开关  $S_1$ 、 $S_4$  断开， $S_2$ 、 $S_3$  闭合时， $u_0$  为负，其波形如图 3-1b 所示。这样，开关器件就把直流变成了交流，改变两组开关的切换频率，即可改变输出交流电的频率。这就是逆变电路最基本的工作原理。

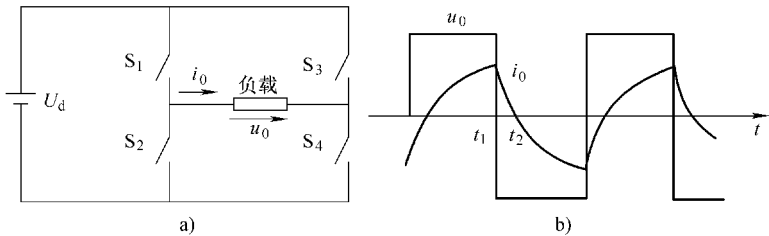


图 3-1 逆变电路及其波形举例

当电路中负载为电阻时，负载电流  $i_0$  和电压  $u_0$  的波形形状相同，相位也相同。当负载为阻感时， $i_0$  相位滞后于  $u_0$ ，两者波形的形状也不同，图 b 给出的就是阻感负载时的  $i_0$  波

形。假定  $t_1$  时刻之前  $S_1$ 、 $S_4$  是导通的，并且  $u_0$  和  $i_0$  均为正，则在  $t_1$  时刻断开  $S_1$ 、 $S_4$ ，同时合上  $S_2$ 、 $S_3$ ，于是  $u_0$  的极性立刻变为负。但是，因为负载中有电感，其电流方向不能立刻改变而仍维持原方向。这时负载电流从直流电源负极流出，经  $S_2$ 、负载和  $S_3$  流回正极，负载电感中储存的能量向直流电源反馈，负载电流逐渐减小，到  $t_2$  时刻降为零，之后  $i_0$  才反向并逐渐增大。再之后， $S_2$ 、 $S_3$  断开， $S_1$ 、 $S_4$  闭合时的情况与其类似。上面是  $S_1 \sim S_4$  均为理想开关器件时的分析，实际电路的工作过程要复杂一些。

### 3.1.2 三相桥式电压型逆变电路

三相桥式电压型逆变器的主电路结构如图 3-2 所示，因为直流侧有滤波电容器，所以逆变电路电源成为低阻抗的电压源，电动机可以稳定地运行。通常，直流侧只有一个电容器就可以了，但是为了分析方便，画成两个相等的电容器串联在一起，并在中间标出了假想中点  $N'$ 。每相由两个功率开关器件构成，上面的称为上桥臂，下面的称为下桥臂，上下桥臂的开关器件交替导通工作。工作时，每相的导电角为  $180^\circ$ ，而各相间开始导电的角度依次相差  $120^\circ$ 。这样，在任一时刻，三相都会同时导通，可能是一个上桥臂两个下桥臂，或者也可能是两个上桥臂一个下桥臂。因为换相每次都是在同一相上下两个桥臂之间进行的，因此也称为纵向换相。

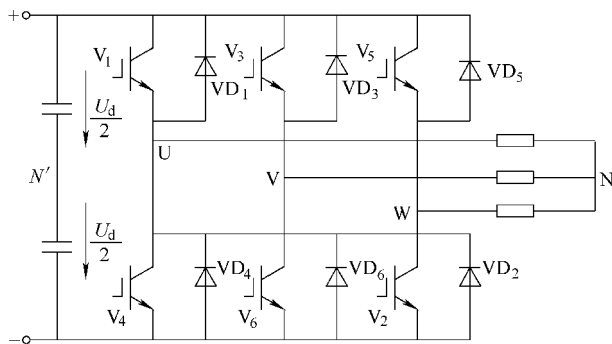


图 3-2 三相桥式电压型逆变电路

下面来分析该逆变电路的工作波形。对于 U 相输出来说，当  $V_1$  导通时， $u_{UN'} = U_d/2$ ，当  $V_4$  导通时， $u_{UN'} = -U_d/2$ 。因此， $u_{UN'}$  的波形是幅值为  $U_d/2$  的方波。V、W 两相的情况和 U 相类似， $u_{VN'}$ 、 $u_{WN'}$  的波形和  $u_{UN'}$  相同，只是相位依次差  $120^\circ$ 。 $u_{UN'}$ 、 $u_{VN'}$ 、 $u_{WN'}$  的波形如图 3-3a、b、c 所示。负载线电压  $u_{UV}$ 、 $u_{VW}$ 、 $u_{WU}$  可由下式求出：

$$\begin{aligned} u_{UV} &= u_{UN'} - u_{VN'} \\ u_{VW} &= u_{VN'} - u_{WN'} \\ u_{WU} &= u_{WN'} - u_{UN'} \end{aligned} \quad (3-1)$$

图 d 依照上式画出  $u_{UV}$  波形，它由  $\pm U_d$  和 0 三种电平构成。设负载中点 N 与直流电源假想中点  $N'$  之间的电压为  $u_{NN'}$ ，则负载各相电压分别为

$$\begin{aligned} u_{UN} &= u_{UN'} - u_{NN'} \\ u_{VN} &= u_{VN'} - u_{NN'} \\ u_{WN} &= u_{WN'} - u_{NN'} \end{aligned} \quad (3-2)$$

把式 (3-2) 各式相加，并整理可求得

$$u_{NN'} = \frac{1}{3}(u_{UN'} + u_{VN'} + u_{WN'}) - \frac{1}{3}(u_{UN} + u_{VN} + u_{WN}) \quad (3-3)$$

通常电动机三相对称, 则有  $u_{UN} + u_{VN} + u_{WN} = 0$ , 故可得

$$u_{NN'} = \frac{1}{3}(u_{UN'} + u_{VN'} + u_{WN'}) \quad (3-4)$$

$u_{NN'}$  的波形如图 e 所示, 它也是方形波, 但其频率为  $u_{UN'}$  的 3 倍, 幅值为其  $1/3$ , 即  $U_d/6$ 。

由式 (3-2) 和式 (3-4) 得到  $u_{UN}$  它的波形如图 f 所示, 它由  $\pm 2U_d/3$ 、 $\pm U_d/3$  四种电平构成,  $u_{VN}$ 、 $u_{WN}$  的波形和  $u_{UN}$  相同, 仅相位依次差  $120^\circ$ 。从  $u_{UN}$ 、 $u_{VN}$ 、 $u_{WN}$  的波形可以看出, 在一个周期内, 波形有六种变化, 每种变化时间间隔相等, 并且在每一种变化中, 电压幅值恒定, 像音乐中打的“拍子”一样, 因此, 通常把上述这种控制方式又形象的称为“六拍”控制法。

当负载参数确定时, 可以由  $u_{UN}$  的波形求出 U 相电流  $i_U$  的波形。负载的阻抗角  $\varphi$  不同,  $i_U$  的波形形状和相位都有所不同。图 g 给出的是阻抗负载下  $\varphi < \pi/3$  时  $i_U$  的波形。 $V_1$  从导通到关断时, 因电动机绕组电感中的电流不能突变, 下桥臂中的二极管  $VD_4$  导通续流, 待负载电流降到零, 然后开始反向时,  $V_4$  才开始导通。阻抗角  $\varphi$  越大,  $VD_4$  导通时间就越长。因此,  $i_U$  的上升段, 即为上桥臂导通的区间, 其中  $i_U < 0$  时为  $VD_1$  续流,  $i_U > 0$  时为  $V_1$  导通; 在  $i_U$  的下降段, 即为下桥臂导通的区间, 其中  $i_U > 0$  时为  $VD_4$  续流,  $i_U < 0$  时为  $V_4$  导通。

$i_V$ 、 $i_W$  的波形和  $i_U$  相同, 相位相差  $120^\circ$ 。把  $i_U$ 、 $i_V$  和  $i_W$  加起来, 就可得到直流侧电流  $i_d$  的波形, 如图 h 所示。可以看出,  $i_d$  每隔  $60^\circ$  脉动一次, 而直流侧电压是基本无脉动的。因此, 逆变器从电网侧向直流侧传送的功率是脉动的, 且脉动的情况和  $i_d$  脉动情况大体相同, 这是电压型逆变电路的一个特点。

在上述  $180^\circ$  导电方式的逆变器中, 为了防止同一相上下两桥臂的开关器件同时导通而引起直流侧电源的短路, 要采取“先断后通”的方法。即先给应关断的器件关断信号, 待其关断后留一定的时间裕量, 然后再给应导通的器件发出导通信号, 即在两者之间留一个短暂的死区时间。死区时间的长短要视器件的开关速度而定, 器件的开关速度越快, 所留的死区时间就可以越短。

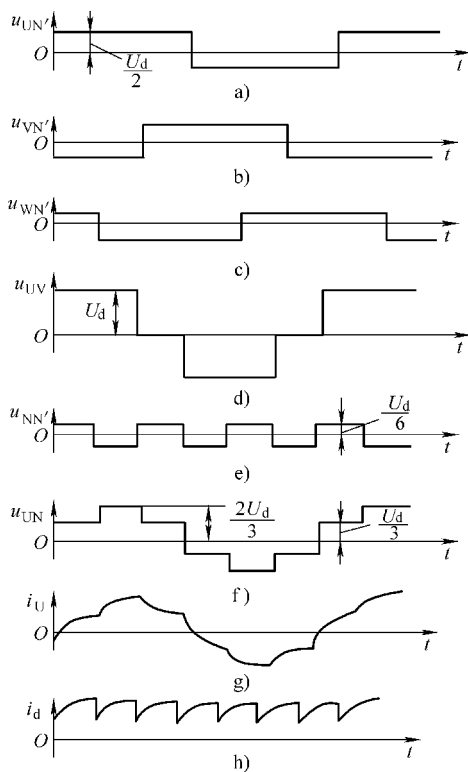


图 3-3 电压型三相桥式逆变电路的工作波形

### 3.1.3 多电平逆变电路

对电压型电路来说,输出电压是方波,方波中含有较多的谐波,对负载会产生不利的影响。为了减少方波中所含的谐波,常常采用多重逆变电路把几个波形组合起来,使之成为接近正弦波的波形。也可以改变电路结构,构成多电平逆变电路,它能够输出较多的电平,从而输出电压向正弦波靠近。在图 3-3a~c 中,输出的相电压有  $U_d/2$  和  $-U_d/2$  两种电平,这种三相桥式电压型逆变电路又称为两电平逆变电路。

图 3-4 是一种三电平逆变电路,它输出  $U_d/2$ 、 $-U_d/2$  和 0 三种电平。这种电路也称为中点钳位 (Neutral Point Clamped) 型逆变电路,下面简要分析其工作原理。该电路的每个桥臂都由两个全控型器件串联构成,并且这两个器件都反并联了二极管。两个串联器件的中点通过钳位二极管和直流侧电容的中点相连接。例如, U 相的上下两桥臂分别通过钳位二极管  $VD_1$  和  $VD_4$  与  $O'$  点相连接。

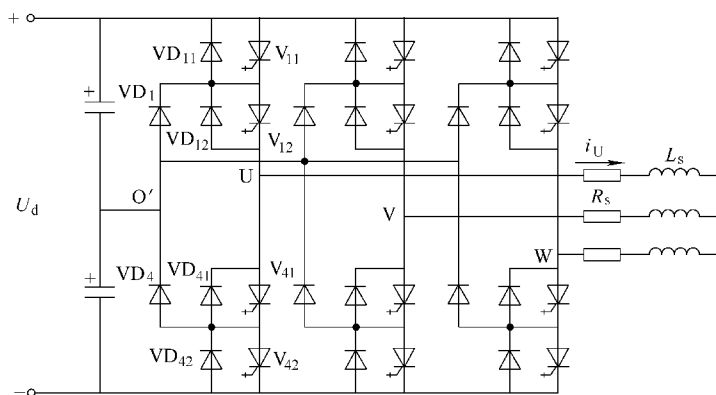


图 3-4 三电平逆变电路

以 U 相为例,当  $V_{11}$  和  $V_{12}$  (或  $VD_{11}$  和  $VD_{12}$ ) 导通,  $V_{41}$  和  $V_{42}$  关断时, U 点和  $O'$  点间电位差为  $U_d/2$ ; 当  $V_{41}$  和  $V_{42}$  (或  $VD_{41}$  和  $VD_{42}$ ) 导通,  $V_{11}$  和  $V_{12}$  关断时, U 点和  $O'$  点间电位差为  $-U_d/2$ ; 当  $V_{12}$  和  $V_{41}$  导通,  $V_{11}$  和  $V_{42}$  关断时, U 和  $O'$  间电位差为 0。实际上在最后一种情况下,  $V_{12}$  和  $V_{41}$  不可能同时导通, 哪一个导通取决于负载电流  $i_U$  的方向。按图中所规定的方向,  $i_U > 0$  时,  $V_{12}$  和钳位二极管  $VD_1$  导通;  $i_U < 0$  时,  $V_{41}$  和钳位二极管  $VD_4$  导通。即通过钳位二极管  $VD_1$  或  $VD_4$  的导通把 U 点电位钳位在  $O'$  点电位上。

通过相电压之间相减可得到线电压。两电平逆变电路的输出线电压共有  $\pm U_d$  和 0 三种电平, 而三电平逆变电路的输出线电压则有  $\pm U_d$ 、 $\pm U_d/2$  和 0 五种电平。因此, 通过适当的控制, 三电平逆变电路输出电压谐波可大大少于两电平逆变电路。三电平逆变电路还有一个突出的优点就是每个开关器件关断时所承受的电压仅为直流侧电压的一半。因此, 这种电路特别适合于高压大容量的应用场合。

用与三电平电路类似的方法, 还可以构成五电平、七电平等更多电平的电路。三电平及更多电平的逆变电路统称为多电平逆变电路。



3.2 重要的辅助电路

逆变电路输入侧需要提供直流电压，但是整流单元带来了较大的谐波；由于大容量电容的存在，上电的瞬间会产生较大的冲击电流，有可能损坏元件，并对电网造成干扰；另外，当电动机工作在负负载的情况下，如果能量得不到回馈，多余的能量会引起母线电压瞬间提升，从而造成元器件损坏。本节将主要介绍这些问题的解决方法。

3.2.1 整流单元

1. 工作原理

三相桥式二极管整流电路经电容后提供直流电源供逆变器使用，如图 3-5 所示。二极管整流，同一时刻只有两个二极管导通，即共阴极组中阳极电位最高的二极管导通，和共阳极组中阴极电位最低的二极管导通，因而输出电压波形为 AC 线电压在正半周期的包络线，或者说每个周期有 6 个等分的馒头波。因此，在二极管整流电路中，电容器是不可缺少的器件。直流电容在电路中的最主要作用是滤波作用，又称为平波回路，利用其充放电特性，使整流后的脉动直流电压变成相对比较稳定的直流母线电压。另外直流电容还具有两个作用：储存能量和缓冲无功功率。

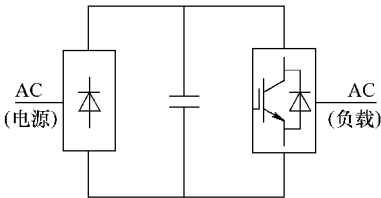


图 3-5 由三相桥式二极管整流的交 - 直 - 交拓扑结构

2. 谐波抑制

由图 3-3h 分析得到，二极管整流虽然位移因数接近 1，但是输入电流中谐波分量很大。由于存在电容量较大的电容器，逆变器功率越大，输入谐波也会越大，因此功率因数较低，有时需要根据使用情况进行补偿措施。降低逆变器的谐波电流，首先要降低电网的短路容量比（RSC），即降低电网的短路容量和逆变器的视在功率的比值，因为 RSC 决定着逆变器进线电流的波形，如图 3-6 所示。逆变器接入电网点的短路容量越大，即系统阻抗越小，谐波电流越大。当  $RSC > 50$ ，可以认为是强电网，需要增加电源阻抗，来限制电网的谐波和保护逆变器电路。

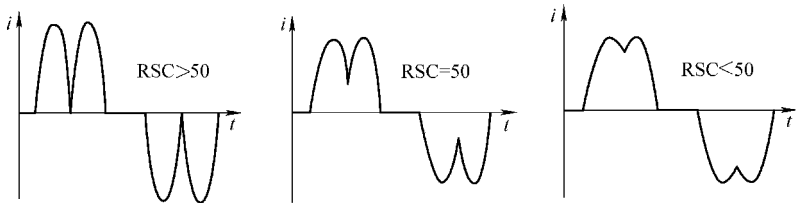


图 3-6 不同 RSC 值的逆变器进线电流波形

降低 RSC 最容易的方法是在交流侧接入电抗器。因此，限制谐波电流的首选方法是串联交流电抗器，如图 3-7a 所示。在串联三相交流电抗器达不到要求时，还要采用无源滤波方法，如图 3-7b 所示，它可以取得良好的滤波效果。当整流电路和电容器分别组成功能模

块时，也可以使用直流电抗器，如图 3-7c 所示，将其串联在两者之间，取得较好的滤波效果。

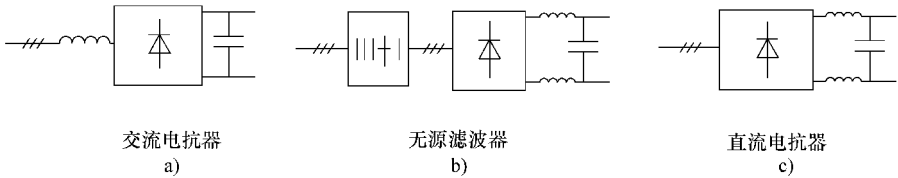


图 3-7 不可控整流减小谐波的方法

3.2.2 预充电电路

1. 冲击电流

在电源接通的瞬间，如果没有预充电电路，交流电经过二极管整流会变成高压直流电加到电容器两端，从而形成很大的瞬时电流，如图 3-8 中虚线波形所示，这个瞬时超大电流又称为冲击电流，如此大的电流冲击尖峰对器件来说是无法接受的，可能损坏器件并对电网造成干扰。因此，通常情况下，都要设计预充电电路，它可以在上电瞬间抑制电流，实现无冲击，如图中实线波形所示。

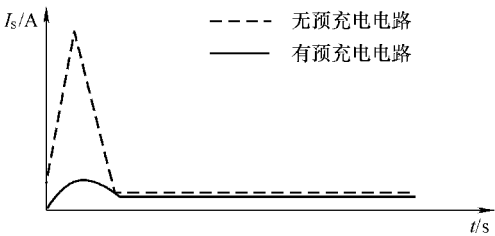


图 3-8 冲击电流示意波形

2. 预充电电路

伺服驱动系统中常见的预充电电路是由继电器、限流电阻及相应的控制回路组成的，如图 3-9 所示。电源接通时，三相交流电整流后，经过限流电阻对电容 C 充电，当母线电压达到一定值时，控制 I/O 发出低电平信号，光耦合器 OC 导通工作，触发继电器 K 动作，触点 K<sub>1</sub> 吸合，旁路掉限流电阻，完成瞬时防冲击电流的功能。电路很大程度上抑制了尖峰电流的产生，有效地降低了冲击电流。电容器充电结束后，限流电阻消耗的能量与电容所充的能量相当，由于充电过程很快（约几十个毫秒），使得电阻瞬间产生比较大的温升，如果这个限流电阻选择不当，就可能会被烧坏，或者它的体积会很大。

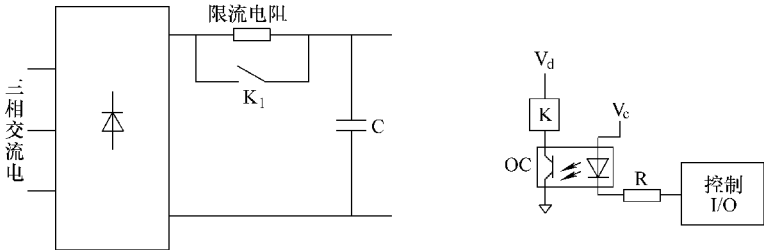


图 3-9 预充电电路

### 3. 限流电阻的选择

电阻消耗的能量与转化成热能消耗掉的能量具有下面的关系：

$$W_R = \gamma m \Delta t \quad (3-5)$$

式中  $W_R$ ——电阻耗能；

$\gamma$ ——电阻材料比热容；

$m$ ——电阻质量；

$\Delta t$ ——冲击后电阻的温升。

又因为

$$m = \rho V \quad (3-6)$$

式中  $\rho$ ——电阻材料密度；

$V$ ——电阻体积。

将式 (3-6) 代入式 (3-5) 得到

$$W_R = \rho V \Delta t \quad (3-7)$$

由上式分析可知，电路中若选择热容量大的电阻作为限流电阻，电阻的体积将可以减小，温升也会受到限制。因此，选择限流电阻的关键参数是热容量而不是散热功率，或者说，不仅要考虑热耗散常数，更要考虑材料的比热容。

目前，功率型 NTC 热敏电阻能够承受较高的工作温度，在抑制冲击电流方面优于普通的功率电阻，是个不错的选择。NTC 热敏电阻是一种具有负温度系数的热敏电阻，即随着温度的升高，阻值将下降。在选择功率型 NTC 热敏电阻时，原则是选择热耗散常数和时间常数乘积大的，这样选择的 NTC 热敏电阻的热容量大，所承受的电流密度低，因而不会烧毁热敏电阻。关于 NTC 热敏电阻的阻值，在满足温升条件下选择阻值较小的，保证上电时间；NTC 热敏电阻的最大稳态工作电流参数可以不用考虑，因为预充电电路在完成冲击电流的抑制后，母线电流由继电器触点  $K_1$  流向负载，而 NTC 热敏电阻被旁路。

## 3.2.3 泵升电压保护电路

### 1. 泵升电压

在三相桥式电压型逆变电路中，电网对伺服控制系统的能量供给是单向的，电动机在减速和制动过程中，将储存在电动机转子上的机械能转换为电能回馈给伺服装置，这些能量一般储存在储能电容元件中。而储能电容不会消耗能量，这样就会造成能量积累，如不及时将这些能量释放，会使直流侧电压升高，一则可能损坏逆变器的大功率器件，二则可能损坏储能元件。升高的这部分电压称为泵升电压，如图 3-10 所示。

图 3-10 中，在整个制动过程中，转速由  $n$  降到 0，回馈的能量储存在电容器中，在这期间直流侧维持一个反向电流，由于没有限制电压升高的措施， $U_d$  升高很大，而且在电动机停车后相当长的时间内电压才能降下来。

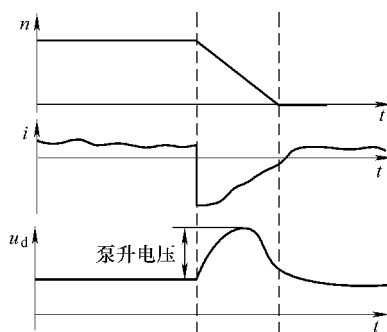


图 3-10 泵升电压

2. 保护电路

保护电路由一个功率开关器件  $V_0$ （如 IGBT）和泄放电阻  $R_0$  及相应的控制回路组成，如图 3-11 所示。图中，当直流母线电压上升到一定值时，控制回路使得  $V_0$  导通，能量由  $R_0$  释放，从而使得电容器上端电压下降，当下降到一定值时，系统发指令关闭  $V_0$ ，泻放回路由停止工作，完成泵升电压保护功能。

对于频繁制动或正反转的应用来说，泄放电阻不仅消耗电能，而且自身也会严重发热，因此不利于设备保护。另外，由于二极管整流不可控且功率因数很低，导致谐波污染严重。因此，一类具有能量双向流动且功率因数可控的整流单元，越来越引起人们的重视，如图 3-12 所示。在 AC 电源整流单元，通过采用可控功率器件，并且加以整流 PWM 控制，不仅可以把再生能量回馈给电网，而且提高了功率因数，降低了电网的谐波污染。

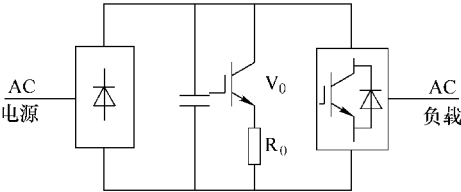


图 3-11 带泄放电阻的泵升电压保护电路

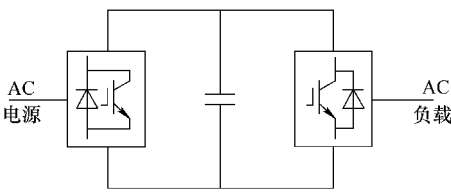


图 3-12 带功率因数控制的泵升电压保护电路

3. 泄放电阻的计算

使用泄放电阻是目前采取最广泛的限制泵升电压的措施。下面，通过进行加、减速运行，来计算泄放电阻的容量，如图 3-13 所示。

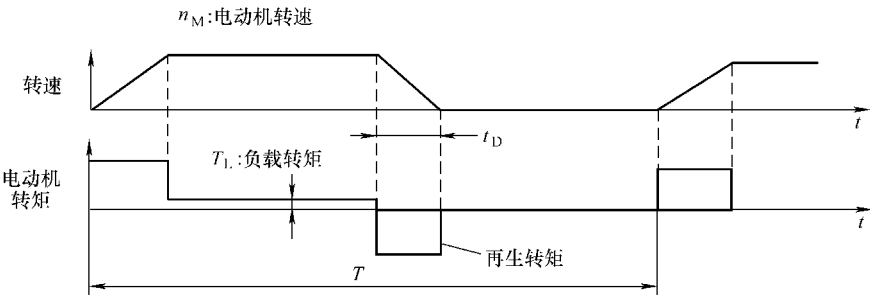


图 3-13 伺服加减速过程

图 3-13 中，在一个运行周期  $T$  内，从 0 时刻起转速由 0 加速到  $n_M$ ，并恒速运行，此时电动机所受负载转矩为  $T_L$ ，运行一段时间后，转速开始下降，经过  $t_D$  降到 0，最后在到达  $T$  时刻后，开始进行下一个运行周期的加减速过程。

电阻容量计算的过程如下：

① 计算伺服系统的旋转能量  $E_j$ ：

$$E_j = J\omega^2/2 \tag{3-8}$$

② 确定减速期间负载消耗能量  $E_L$ ：

需要注意，如果减速是在第四象限内运行， $E_L$  的结果是负值；当负载系统的消耗不明

确时，可以认为  $E_L = 0$ 。

③ 电容可能吸收的能量  $E_C$ ：

$$E_C = (U_1^2 - U_e^2) \times C / 2 \tag{3-9}$$

式中  $U_1$ ——直流母线最高允许电压值；

$U_e$ ——额定直流电压。

④ 电阻消耗的能量  $E_K$ ：

$$E_K = E_j - (E_L + E_C) \tag{3-10}$$

⑤ 电阻需要最小容量  $W_K$ ：

$$W_K = E_K / T \tag{3-11}$$

选择电阻容量规格时，要留有裕量，通常是几倍的  $W_K$ 。

⑥ 电阻阻值  $R$ ：

$$R = U_1^2 / W_K \tag{3-12}$$

3.3 功率器件

伺服控制系统中，逆变电路的换相方式是器件换相，随着电力电子功率开关器件的不断发展，系统中提到的功率器件一般情况下几乎都是全控型器件，目前使用得较广泛的是 IGBT，本节将重点讲述 IGBT 的特性、工作原理、驱动和保护等内容。

3.3.1 功率器件的种类和发展

如果按主电路中使用的功率开关器件的功能进行分类，则见表 3-1。然而表中仅给出了具有代表性的开关器件，而没有列出所有的器件。例如有电流方向是单方向的器件，即施加正向电压，就会导通的二极管；有施加正向电压，再加上控制信号器件就会导通，并且一旦导通，即使撤去控制信号仍然导通的晶闸管；有根据控制信号既可以导通也可以关断的器件，如双极型晶体管（Bipolar Junction Transistor, BJT）、金属氧化物半导体场效应晶体管（Metal Oxide Semiconductor Filed Effect Transistor, MOSFET）、绝缘栅双极型晶体管（Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT）、门极关断晶闸管（Gate Turn Off Thyristor, GTO 晶闸管）。

表 3-1 按功率开关器件的功能分类

	不可控	导通功能可控	导通关断功能可控
单方向	二极管	晶闸管	BJT MOSFET IGBT GTO 晶闸管
双方向		双向晶闸管	

主要的功率开关器件的发展概况如图 3-14 所示，晶闸管作为电力半导体器件，取代了以前的汞弧整流器，朝着耐高压、大功率的领域发展，作为高压电力半导体器件，进一步向光触发晶闸管和通断可控的 GTO 晶闸管等分支领域扩展。另一方面，在 20 世纪 70 年代研制出的代替三极真空管的通断可控的双极型晶体管（BJT），它适用于中、小容量的电力变换装置。随后，成功研制了应用于电力行业的功率 MOSFET（这里简称 MOSFET）。到了 20

世纪 80 年代，又研制出 MOS FET 和功率双极型晶体管复合的 IGBT，从此，出现了具有大容量和高速开关特性双重优点的电力半导体器件。

功率开关器件并没有仅仅停留在提高性能上，而是朝着追求使用方便的方向发展，现在已经开发了把保护电路、驱动电路集成在一起的模块化电力 IC、智能功率模块（Intelligent Power Module，IPM）。一般认为，功率开关器件今后发展方向是高性能化和系统化。

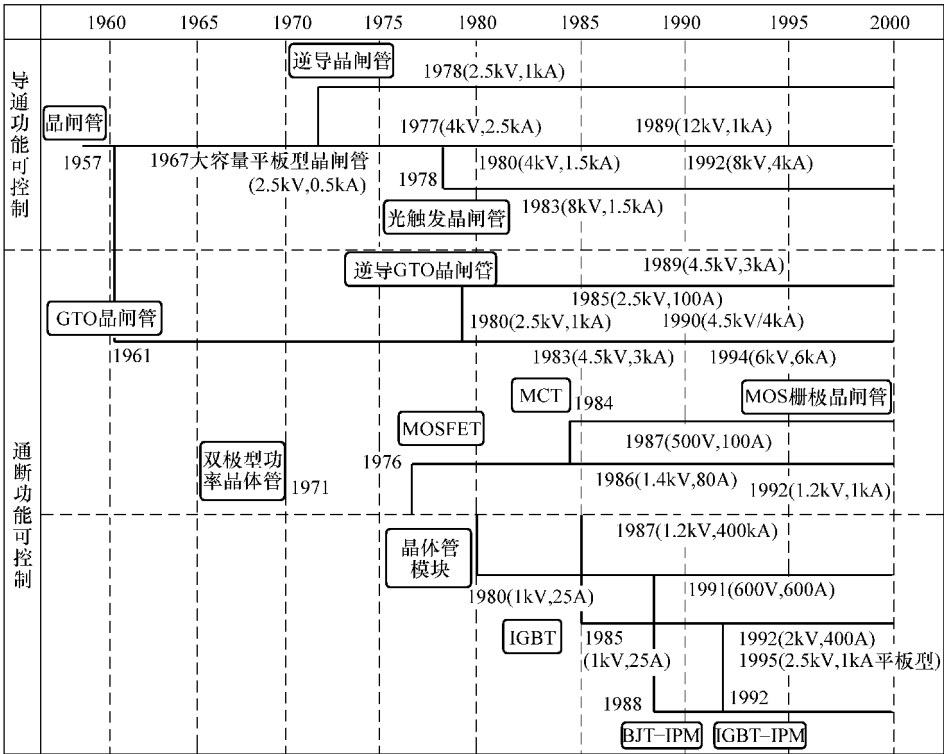


图 3-14 功率开关器件的发展概括

图 3-15 给出了各种类型器件的开关频率和变流器容量。晶闸管适用于开关速度较低，容量为数十兆伏安的大功率装置。MOSFET 适用于开关频率为 20kHz 以上的高频领域，数千伏安以下的装置。IGBT 是具备高速开关频率和大容量的器件，并且其应用领域不断扩大，现已扩大到以前晶闸管和 GTO 晶闸管所适用的数兆伏安的大容量领域。

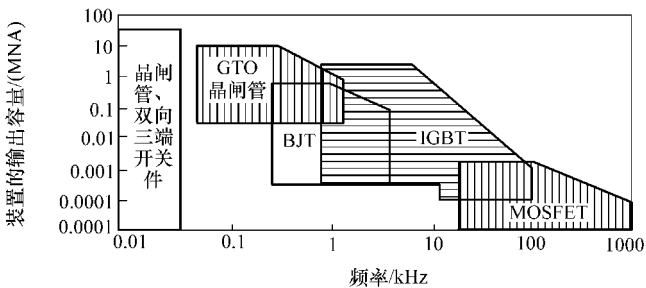


图 3-15 功率开关器件的适用领域



### 3.3.2 IGBT

#### 1. 工作原理

绝缘栅双极型晶体管（IGBT）是 MOSFET 和双极型晶体管复合的电力半导体器件。IGBT 是用 MOS 栅极控制的双极型功率晶体管，控制所需功率与 MOSFET 相当，电流密度可以大到与双极型功率晶体管的电流密度相当。图 3-16 给出了 IGBT 的基本结构（图 a）和等效电路（图 b）。除了基板的漏极层不是  $n^+$  型而是  $p^+$  型外，其余部分与 MOSFET 的机构基本相同。如果在栅极 G 和发射极 E 之间所加的正向电压超过开启电压值，则栅极下面的 p 基极表面形成 n 沟道，电子流入 n 基极层。其结果是，从  $p^+$  基板开始注入正空穴，载流子开始在 n 基极层积蓄，于是 IGBT 变为导通状态。占 MOSFET 的导通电阻的大部分是 n 层电阻，积蓄在 n 层的载流子，引起电导率的变化，因此，IGBT 的导通电阻大幅度降低。其次，把栅极和发射极之间的电压降低到开启电压以下，从沟道的电子注入停止，当残留在 n 基极的正空穴衰减期间内，由于  $p^+$  基板、n 基极和  $p^+$  基极层形成 pnp 晶体管的放大作用，电流继续流通，然后变为关断状态。IGBT 也与 MOSFET 一样，栅极构造采用细微栅极和沟槽栅极，旨在促使饱和电压的降低。

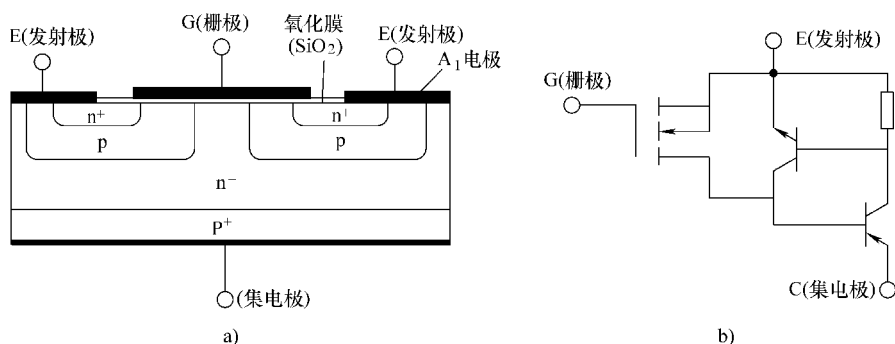


图 3-16 IGBT 的基本结构和等效电路

a) 基本结构 b) 等效电路

由此可见，IGBT 是一种电压型控制器件，可工作在线性放大区、饱和区和截止区，作为功率开关器件，主要是饱和导通和截止两个状态。和其他功率开关器件一样，其两种状态取决于电路条件和开关环境，因此，IGBT 的驱动电路和保护电路是设计的难点和重点，是整个 IGBT 装置运行的关键环节。

#### 2. 器件选型

选择 IGBT 主要确定以下三个参数，即电压额定值  $U_{CES}$ ，电流额定值  $I_C$  和结温  $T_j$ 。

##### (1) 电压额定值

器件电压额定值  $U_{CES}$  与使用的母线电压  $U_d$  之间的关系是

$$U_{CES} = kU_d \quad (3-13)$$

式中  $k$ ——裕量系数，通常  $k > 1.5$ 。

比较激进的选择是  $k = 1.5$ ，一般推荐  $k = 2$ ，或者由下式确定：

$$U_{CES} \geq \text{输入 AC 电压} \times \sqrt{2} + \text{再生制动电压增加值} + \text{浪涌电压} + \text{设计裕量} \quad (3-14)$$

通常，输入 AC 电压和母线电压、器件额定电压的关系见表 3-2。

表 3-2 器件额定电压选型

	输入 AC 电压/V		
	180 ~ 220	380 ~ 440	480 ~ 575
器件额定电压/V	600	1000 ~ 1200	1400
直流母线电压/V	300 ~ 400	600 ~ 800	750 ~ 900

(2) 电流额定值

器件电流额定值  $I_C$ ，与使用的最大电流值  $I_{CP}$  之间的关系是

$$I_C = kI_{CP} \tag{3-15}$$

式中  $k$ ——裕量系数，通常  $k > 0.5$ 。

比较激进的选择是  $k = 0.5$ ，一般推荐  $k = 1$ ，而最大电流值  $I_{CP}$  的值是根据逆变器容量算出的。逆变器功率为

$$P = \text{电动机功率} \div \text{效率} (75\%) = \sqrt{3}UI\cos \varphi \tag{3-16}$$

式中  $U$ ——AC 电源有效电压值；

$I$ ——电动机额定电流有效值；

$\cos \varphi$ ——功率因数。

最大电流值  $I_{CP}$  与逆变器额定电流有效值的关系是

$$I_{CP} = \sqrt{2}\lambda I \tag{3-17}$$

式中  $\lambda$ ——过载倍数。

由式 (3-16) 和式 (3-17) 推导出

$$I_{CP} = \frac{\sqrt{2}P\lambda}{\sqrt{3}U\cos \varphi} \tag{3-18}$$

(3) 结温

正常状况下，如果流过的电流峰值在器件电流额定值的范围内，并且器件的结温也在规定值范围内，则不会发生问题。但是，考虑到长期运行的可靠性和电动机过载时的最大结温，模块在稳态时的结温最好为最大额定值的 70% ~ 80%。例如，手册提供的器件的最大结温为 150℃，一般推荐监测的结温应不超过 125℃。

(4) 举例说明

如果用 AC400V 电源供电，用于控制 30kW 电动机的变频器中，过载倍数为 1.5 倍，功率因数为 0.9，则选择 IGBT 模块的电流额定值：

$$\begin{aligned} 30\text{kW} \div 0.75 &= 40\text{kV} \cdot \text{A} \\ \frac{\sqrt{2} \times 40000 \times 1.5}{\sqrt{3} \times 400 \times 0.9} &= 136\text{A} \end{aligned}$$

又由表 3-2 确定出额定电压为 1200V 等级，查阅三菱电机模块手册，从而 IGBT 可以选用 1200V、150A。

3.3.3 器件的驱动

IGBT 应用中的一个重要问题是驱动电路的设计。IGBT 的静态和动态特性与栅极的驱动

条件密切相关,图3-17给出了IGBT栅极驱动电路的基本结构。图中,栅极电压 $U_{GE}$ 控制着IGBT的导通和关断,而栅极电阻 $R_G$ 决定了IGBT的开关损耗和通断速度。因此,驱动电路的设计关键是对栅极电压 $U_G$ (即 $U_{GE}$ )和栅极电阻 $R_G$ 的设计,同时选择一款适合用于高速驱动且具有高共模抑制比的光耦器件也是必不可少的。

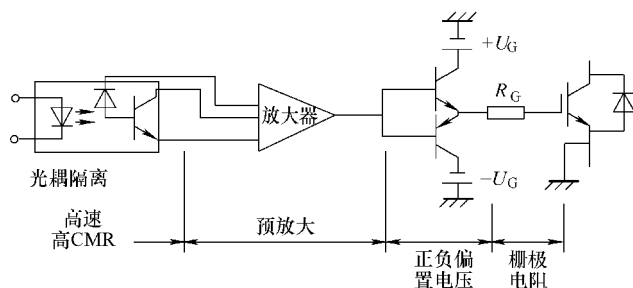


图 3-17 IGBT 栅极驱动电路的基本结构

图3-18给出了栅极电压 $U_{GE}$ 与集电极电流 $I_C$ 的关系曲线,从其电气特性可以看出,当 $U_{GE}$ 大于开启电压 $U_{GE(th)} = 5 \sim 6V$ 时,IGBT导通。不仅如此,不同的 $U_{GE}$ 值还控制着 $U_{CE}$ 与 $I_C$ 的关系。

图3-19给出了集射电压 $U_{CE}$ 与集电极电流 $I_C$ 的关系曲线,当 $U_{GE}$ 增加时(大于13V), $U_{CE}$ 减小,通态损耗减小,IGBT承受短路电流能力减小,当 $U_{GE}$ 过大时(大于17V),IGBT承受短路电流的能力将进一步减小,可能会引起栅极电压振荡,损坏栅极;而当 $U_{GE}$ 小于13V时,会增加饱和电压 $U_{CE(sat)}$ ,从而易导致热破坏。为获得通态压降小,同时IGBT又具有较好的承受短路电流的能力,因此推荐导通时栅极电压 $U_{GE}$ 为 $15(1 \pm 10\%)V$ 。

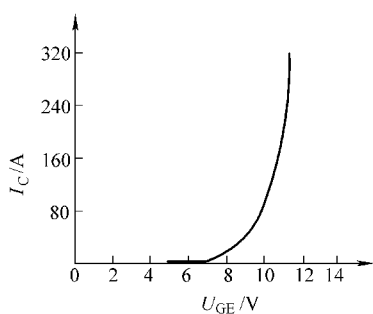


图 3-18  $U_{GE}$  与  $I_C$  的关系曲线

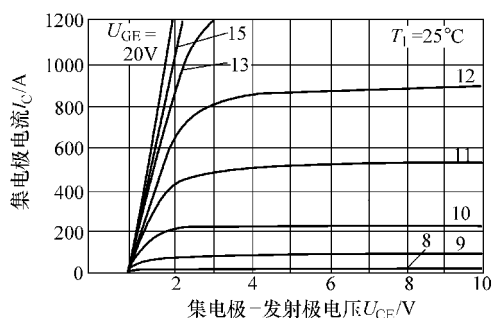


图 3-19  $U_{CE}$  与  $I_C$  的关系曲线

在需要IGBT关断时,为了提高IGBT的抗干扰能力,保证其可靠地关断,必须在栅极上施加反向偏压。图3-20给出了开关损耗 $E_{sw}$ 和反向偏置栅极电压 $-U_{GE}$ 的关系曲线,可以看出 $-U_{GE} \leq -5V$ 时,对开关损耗 $E_{sw}$ 几乎没有影响,因此栅极反向偏置电压的下限为 $-5V$ ;另一方面,为防止栅极电压和浪涌电压叠加时超过栅极的耐压值,栅极反向偏置电压的上限应不超过 $-10V$ 。因此,推荐关断时栅极电压 $U_{GE}$ 在 $-10 \sim -5V$ 范围内。

为了抑制栅极脉冲前后沿陡度和限制流入栅极的电流,应在驱动电路和IGBT的栅极间串联一个栅极电阻 $R_G$ 。在选取 $R_G$ 值时,应该根据IGBT的开关时间和开关损耗选取,如图

3-21 和图 3-22 所示。当栅极电阻  $R_G$  过大时, IGBT 的开关时间延长, 开关损耗加大; 当栅极电阻  $R_G$  过小时, IGBT 的开关时间缩短, 开关损耗减小。然而, 开关动作越快,  $di/dt$  越高, 使浪涌电压越高, 导致 IGBT 损坏。因此, 栅极电阻  $R_G$  是根据开关损耗和浪涌电压均衡考虑来选定最佳值, 通常 IGBT 选用的  $R_G$  在几欧姆到十几欧姆之间, 不同使用场合, 选用的最佳  $R_G$  值也不一样。

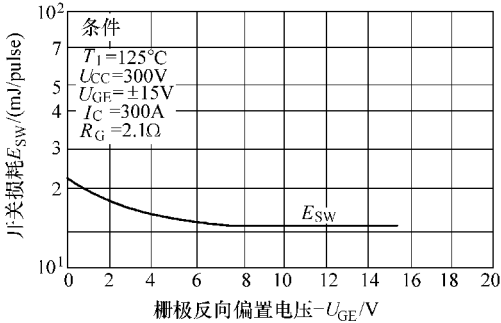


图 3-20  $E_{SW}$  与  $-U_{GE}$  的关系曲线

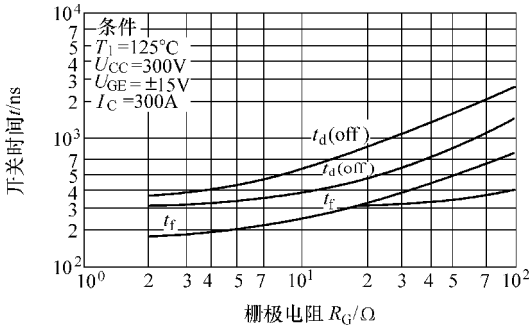


图 3-21 开关时间与栅极电阻的典型关系

在实际的工程应用中, 很多场合下需要延迟导通或者加快关断, 因此就需要有效、独立地调整导通路径和关断路径的栅极电阻, 如图 3-23 所示。图 a, 导通时调整  $R_{ES1}$ , 关断时调整  $R_{ES2}$ , 为了加速关断, 调整为  $R_{ES1} > R_{ES2}$ 。然而, 大多数情况下, 两个功率管不是分立的, 而是集成在一个芯片中, 从而只提供了一路输出, 如图 b 所示。这种情况下, 为达到要求, 可以采用电阻  $R_{ES2}$  串联快速恢复二极管后并联电阻  $R_{ES1}$  的方法, 来减小栅极的关断电阻, 提高关断速度。当 IGBT 导通时, 只有  $R_{ES1}$  有驱动信号通过, 关断时,  $R_{ES1}$  和  $R_{ES2}$  并联, 减小了关断限流电阻, 从而加快了关断速度。

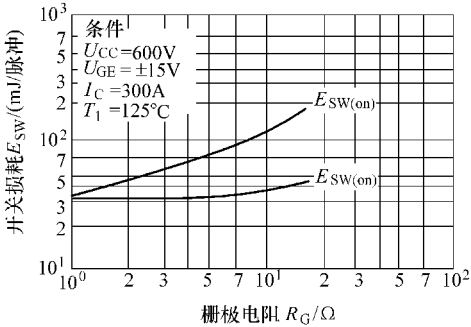


图 3-22 开关损耗与栅极电阻的典型关系

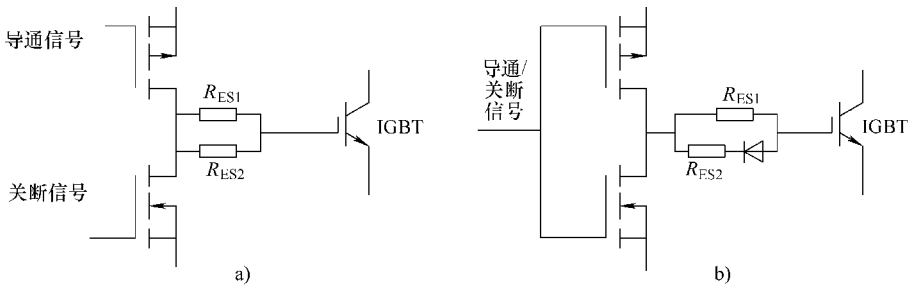


图 3-23 导通和关断速度可分别调整的栅极电阻的连接

3.3.4 器件的保护

IGBT 应用中的另一个重要问题是保护电路的设计。它包括 IGBT 栅射极过电压限幅设计、 $di/dt$  引起  $U_{CE}$  的浪涌电压抑制设计和  $I_c$  的过电流保护设计。

1. 栅射极过电压限幅设计

在 IGBT 导通期间，其集电极可能会出现振荡电压，由于栅 - 集电容，栅极电压也会受到影响，可能导致  $U_{CE}$  超过阈值电压  $U_{CE(th)}$ ，从而引起 IGBT 的误导通，而  $U_{CE}$  一旦产生过电压（IGBT 栅极耐压约为 20V）就会损坏 IGBT。为防止这类现象的发生，可采取在栅射极之间并联稳压二极管或电阻  $R_{GE}$  的方法，如图 3-24 所示。VD<sub>Z1</sub> 是 5V/1W 的稳压管，当输入信号到来时，V<sub>2</sub> 截止，V<sub>1</sub> 导通，对 IGBT 施加 +15V 栅极电压；当输入信号消失时，V<sub>1</sub> 截止，V<sub>2</sub> 导通，5V 稳压管为 IGBT 提供反向关断电压。VD<sub>Z2</sub>、VD<sub>Z3</sub> 的作用是限制加在 IGBT 栅射极之间的电压，避免因过高的栅射电压而击穿栅极。

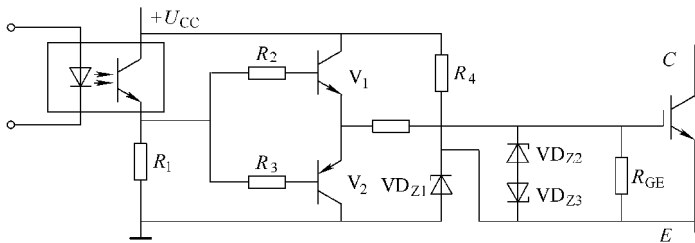


图 3-24 带栅射极过电压限幅功能的 IGBT 驱动电路

因为稳压二极管有很大的结电容，会影响 IGBT 的开关速度，所以并联稳压二极管的方法在 IGBT 高速工作时需要增大驱动电流。

2. 浪涌电压抑制设计

IGBT 关断时， $di/dt$  会迅速增大而产生较高的过电压，即浪涌电压，采用吸收电路可以吸收浪涌电压尖峰，抑制  $U_{CE}$ ，从而保护 IGBT。吸收电路又称缓冲电路（Snubber Circuit），如图 3-25 所示，图中给出了三种 IGBT 通用吸收电路，10 ~ 150A 的 IGBT 模块适合选择图 a 或图 b 所示的吸收电路；200 ~ 600A 的模块适合选择图 c 或图 a（每个桥臂）所示的吸收电路；400A 以上的模块适合选择图 a 和图 c（每个桥臂）所示的吸收电路。

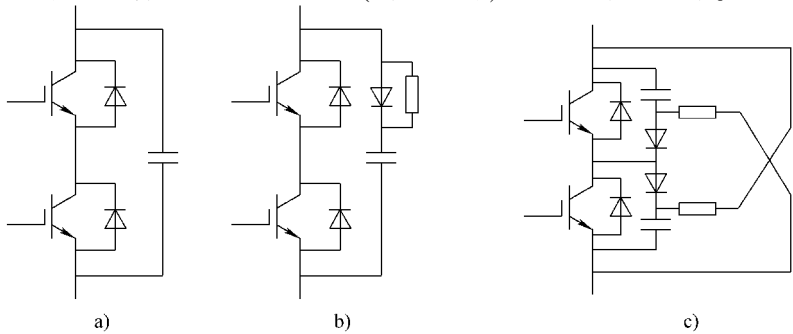


图 3-25 通用 IGBT 吸收电路

选择吸收电容时,要考虑到主电路中配线电感的存在,如图 3-26 和图 3-27 所示。两图中, $\Delta U$  是由主配线电感引起的,尖峰电压可以由吸收电路削弱,吸收电容的值计算如下:

$$\frac{1}{2}L_1 I_{\text{OFF}}^2 = \frac{1}{2}C\Delta U^2$$

$$C = \frac{L_1 I_{\text{OFF}}^2}{\Delta U^2} \quad (3-19)$$

由式 (3-19) 可以知道,降低  $L_1$  是抑制尖峰电压的关键,在  $L_1$  确定后,吸收电容值决定了尖峰电压被吸收的程度。而  $\Delta U'$  是由吸收电容引线电感引起的,它不可能被吸收,即

$$\Delta U' = L_2 \frac{di}{dt} \quad (3-20)$$

显而易见, $\Delta U'$  的降低只有依靠  $L_2$  的降低。

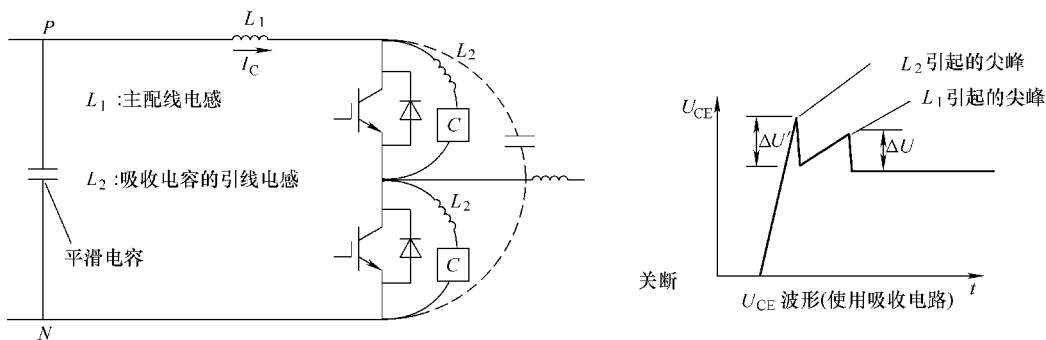


图 3-26 吸收电路举例

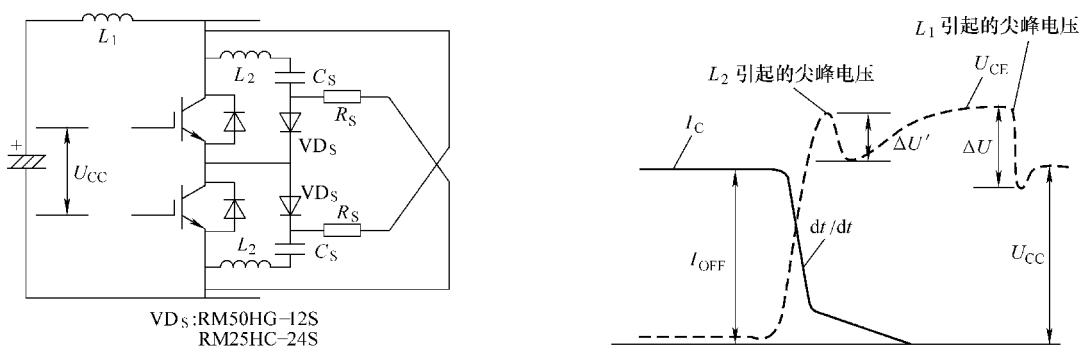


图 3-27 特大容量模块的吸收电路举例

因此,应尽量减小主电路布线的杂散电感。直流环节的滤波电容应靠近 IGBT 模块,缩短两者之间的连线,并且尽可能地减小电流回路面积。吸收电路中的电容和电阻均采用无感电容和无感电阻,吸收二极管必须选用快恢复二极管,其额定电流应不小于主电路器件额定电流的 1/10,并且缩短吸收电容的连线,减小吸收电路电流回路的面积。另外,当负载感性值增大时,应当相应地增大吸收电路的吸收容量。

### 3. 过电流的检测保护

由图 3-19 可知,当  $U_{GE}$  不变,通态电压  $U_{CE}$  随集电极电流增大而增高,所以可用检测



电压  $U_{CE(sat)}$  作为过电流的判断信号。图 3-28 给出了过电流检测电路的基本原理, comp 是电压比较器, 负端电压由  $R_{th}$  设定:  $U_- = R_{th} \times 150 \times 10^{-6}$ , 而正端电压  $U_+ = R \times 1.4 \times 10^{-3} + U_{VD} + U_{CE}$ , 如果  $I_C$  过大,  $U_{CE}$  增大到  $U_{CE(sat)}$  时, 电平因  $U_+ > U_-$  而翻转, 送出报警信号, 封锁栅极。根据  $U_{CE(sat)}$  可以设置  $R$  和  $R_{th}$  的阻值。当过电流的倍数较高时, 瞬时封锁栅极脉冲会使  $di/dt$  很大, 在回路杂散电感上感应出较高的尖峰电压, 吸收电路很难彻底吸收此尖峰电压。为此, 在保护中应采取软关断措施。IGBT 的技术资料表明, IGBT 在  $10\mu s$  内最大可承受 2 倍的额定电流, 因而软关断可以先将栅极电压在  $10\mu s$  内降至零电压, 在  $10\mu s$  内如果报警信号没有消失, 则封锁栅极驱动。最后分析一下电容  $C$  的作用, 由于 IGBT 导通的瞬间,  $U_{CE}$  上的压值可能会很大 (引起 comp 输出电平翻转), 需要经过一定的过渡时间, 压值逐步减小, 达到稳定状态, (即 IGBT 完全导通状态)。当加电容  $C$  延时后, 电容  $C$  在 IGBT 瞬间导通时处于充电过程, 使得  $U_+$  端电压逐渐上升, 延时到达稳定值。延时作用避免了保护电路在这一过程中的误触发实现正确的保护功能, 而且此电容还能够一定程度上滤掉  $U_{CE}$  上的外界干扰信号, 减少保护的误动作发生率。电容  $C$  可由式 (3-21) 选取:

$$C = \frac{1.4 \times 10^{-3}}{U_-} t \quad (3-21)$$

式中,  $t < 10\mu s$ , 具体数值根据实际情况确定, 推荐  $t = 5\mu s$ 。

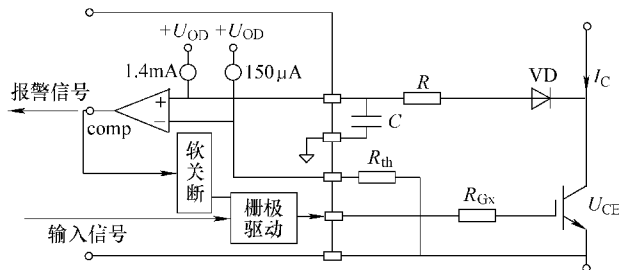


图 3-28 过电流检测电路基本原理

市场上有一类驱动模块, 它将 IGBT 的驱动和保护集成在一个芯片内, 具有软关断能力的过电流检测电路是其最基本的保护功能, 由于使用时外围电路简单, 被广泛应用。日本富士电机公司的 EXB 系列是最早进入我国市场的 IGBT 驱动模块, 另外还有日本三菱电机公司的 M579 系列, 美国公司的 IR 系列等, 由于它们的电气性能各有特点, 选择时应注意适用场合。

#### 4. 避免接地回路

对于桥式主电路, 驱动上桥臂的栅极驱动电路的电源都是独立电流路径, 驱动下桥臂的栅极驱动电路电源通常可以和主电路共用一个电流路径。但是, 在大电流 (100A 以上) 的场合中, 当栅极驱动电路与主电路共用一个电流路径时会导致出现接地回路问题, 如图 3-29 所示。①导通时,  $di/dt$  在下桥臂的导线电感引起压降, 因此, A、B、C 的电位实际上并不相等, 其电位关系  $A > B > C$ , 且  $A > 0$ ,  $C < 0$  (假定 B 为栅极驱动基准电压)。由于电流非常大, 压降值不能再被忽略, 一旦这种情况发生, ②就有可能导通。为避免这一问题的发生, 建议这时应该对下桥臂的器件采用独立的栅极驱动电源供电。

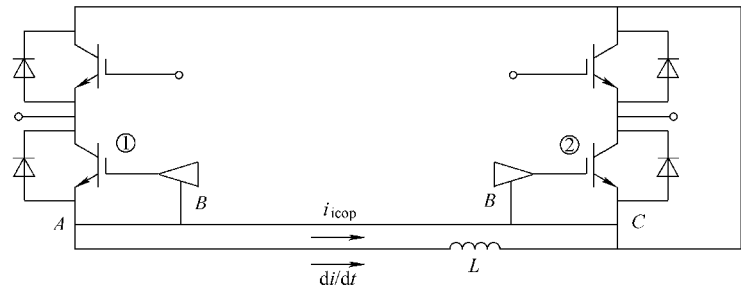


图 3-29 驱动电路与主电路共发射极可能导致接地回路问题

3.4 智能功率模块（IPM）

为了满足电力电子器件的高性能化、小型化及使用简单化等要求，人们开始了智能化设计。作为智能功率器件，智能功率模块（IPM）是把功率器件和控制、驱动、保护电路一体化的功率模块。然而，它并非简单地把 IGBT 和控制电路放到一个模块中，而是根据系统要求，设计出 IPM 使用的 IGBT 芯片，以及能够在最佳状态下驱动、保护 IGBT 的专用 IC，并融合高度集成的封装技术。

本节以三菱电机公司的 IPM 为例，将从接口电路、控制电源电路、保护功能等使用方面对 IPM 进行介绍，典型的 IPM 内部结构如图 3-30a 所示，由于使用 IPM，仅输入用光耦合器件隔离的逻辑电平信号就能够驱动 IGBT 器件。近年来，还开发出不用光耦合器件等隔离措施，只是在硅片上制作绝缘层的高压集成电路（High Voltage IC，HVIC）结构的 IPM，如图 3-30b 所示。由于使用了 HVIC，可以实现逻辑电平直接驱动、缩短死区时间等功能。

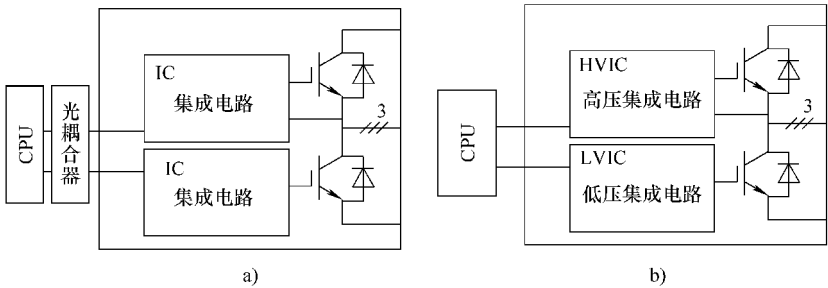


图 3-30 IPM 内部框图

由此可以得出结论：电力电子器件的智能化融合了大规模集成电路（LSI）技术、电力半导体技术及电路技术，由于这些技术的进步，今后 IPM 会向高电压、大电流、多功能的方向发展。

3.4.1 接口电路

按图 3-30a 结构，IPM 和系统控制侧 CPU 的具体连接如图 3-31 所示。由图可见，与 IPM 端子连接的接口设计有：

- ① 各相驱动 IGBT 的输入端子；
- ② 故障信号（Fo）输出端子；

## ③ 控制电源。

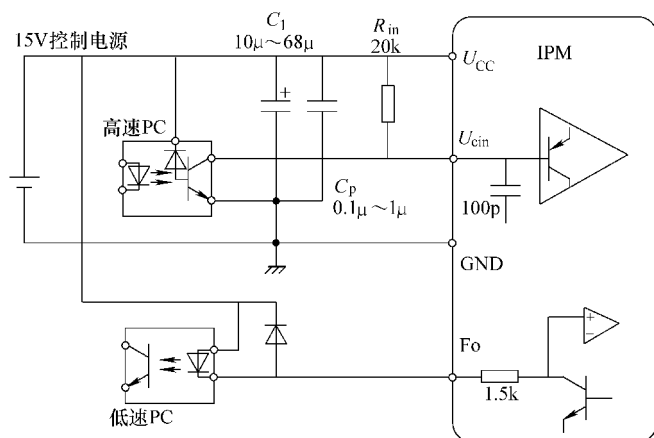


图 3-31 典型 IPM 接口电路

栅极驱动信号经过高速光耦合器隔离后由  $U_{cin}$  端进入 IPM，因为  $U_{cin}$  不是直接驱动 IGBT 栅极，所以即使在导通/关断阈值电压上下有微调，或者上拉电阻值  $R_{in}$  有变化，也不会改变 IGBT 的工作特性。于是，只要满足 IPM 手册给出的  $U_{cin}$  阈值电压，就可以任意设定上拉电阻的阻值。为了应对噪声误动作，要求上拉电阻值尽可能小，但是上拉电阻值小时会增加光耦合器一次和二次电流，这样会影响光耦合器寿命，而且也会增大传输延时。因此， $R_{in}$  选择要适中，通常为  $20k\Omega$ 。

光耦合器从开通到关断或关断到开通都是有延时的，即光耦合器都有两种传输延迟时间  $t_{PLH}$  和  $t_{PHL}$ 。这样，从控制信号到 IGBT 安全开通或关断，产生的延迟时间由两部分组成，即 IGBT 死区时间和光耦合器延迟时间。通过选择延迟小的光耦合器可以减小总的延迟时间，因此光耦合器要使用高 CMR 型高速光耦合器， $t_{PLH}$ 、 $t_{PHL}$  总共在  $0.8\mu s$  以下，特别要确认不能发生振荡现象。

Fo 输出表示 IPM 异常状态，异常模式有过热、电流短路和控制电源欠电压等。Fo 端子的内部连接在串联了  $1.5k\Omega$  电阻的开路集电极上。这个端子和控制电源之间直接连接光耦合器。光耦合器选用 CTR 在 100% 以上的低速光耦合器，可以串接一个阻值小的上拉电阻。有时会在 Fo 端子出现 20V 以上的浪涌电压，从而导致光耦合器的 LED 部分超过耐压值而损坏，如果无法避免，需要反向并联一个二极管。另外，Fo 端子开路时，可能会导致噪声进入到 IPM 内部而发生误动作。这种情况下，需要在 Fo 端子和 GND 间外加  $0.1\mu F$  的高频电容。如果不使用高频电容，为了不和噪声重叠，就需要 15V 控制电源直接上拉。

控制电源需要相互隔离的 +15V 稳定电源，一共有 4 路或者 6 路，推荐电压范围在  $15(1\pm 10\%)V$ 。IPM 不需要提供关断 IGBT 时偏压用的负电源。

### 3.4.2 电压自举电路

有的 IPM 内置了 HVIC，无需光耦合器，就可从 CPU 直接接收控制信号。因为上桥臂有了 HVIC，IPM 控制电源只需要单路供电即可。这种单电源驱动方式称为电压自举，其工作电路称为电压自举电路。基于电容储能的电压自举电路利用电容对电荷的存储作用来实现电



### 3.4.3 保护功能

IPM 根据故障产生的原因内置了三种保护电路，分别是短路（SC）保护，过热（OT）保护和控制电源欠电压（UV）保护。

短路保护是为了防止短路损坏，当检测到 IGBT 的正向集电极电流高于设定电流（SC 动作电平）时，关断 IGBT 硅片。过热保护是直接检测 IGBT 单元的硅片温度，如果高于设定温度（OT 动作电平）则关断 IGBT 硅片。欠电压保护是控制电源电压降低时导致 IGBT 的  $U_{CE(sat)}$  功耗增加，为防止热损坏，当检测到控制电压低于设定电压（UV 动作电平）时强制关断 IGBT。

IPM 在接收到上述保护电路的触发信号时，启动内部保护电路和输出故障信号 Fo 的同时，停止驱动电路，使得控制输入信号无效。Fo 脉冲宽度由内部定时器生成，为 1.8ms。1.8ms 后，Fo 输出结束，如果故障没有解除，IPM 会反复出现故障、保护、停止、再动作。IPM 这样反复动作会加速器件的老化，降低器件的使用寿命，因此设计使用 IPM 时，有必要把 Fo 信号反馈给 CPU，CPU 要第一时间响应 IPM 故障，对其进行分析，并封锁输入信号。

因为有了这些保护电路，保证了 IPM 具有非常强的耐损坏能力，同时节省了电路设计时间，使得控制工程师在控制系统的设计中有更多精力关注在新的控制算法方面。

## 第 4 章 PWM 控制技术

脉宽调制 (PWM) 控制在逆变电路中的应用最为广泛, 对逆变电路的影响也最为深刻。现在大量应用的逆变电路中, 绝大部分都是 PWM 型逆变电路。可以说 PWM 控制技术正是有赖于在逆变电路中的应用, 才发展得比较成熟, 才确定了它在电力电子技术中的重要地位。本章以逆变电路为控制对象来介绍 PWM 控制技术, 与电动机驱动电源和功率器件一章内容结合起来, 使读者对逆变电路有较为全面的了解。

### 4.1 PWM 控制的基本原理

在采样控制理论中有一个重要的结论: 冲量相等但形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时, 其效果基本相同。冲量即指窄脉冲的面积, 所说的效果基本相同, 是指环节的输出响应波形基本相同。例如, 图 4-1 给出了三个形状不同的窄脉冲, 分别为矩形脉冲 (图 a), 三角形脉冲 (图 b) 和正弦半波脉冲 (图 c), 但是它们的面积 (即冲量) 都等于 1, 那么当它们分别加在具有惯性的同一个环节上时, 其输出响应基本相同。于是, 当窄脉冲变为 (图 d) 的单位脉冲函数  $\delta(t)$  时, 环节的输出即为该环节的脉冲过渡函数。

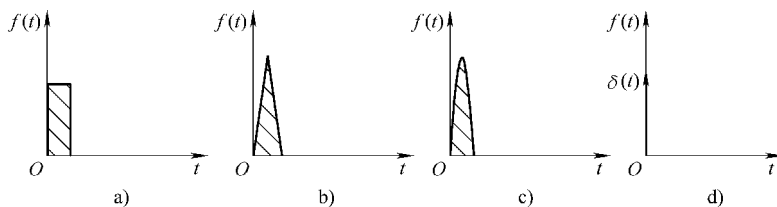


图 4-1 形状不同而冲量相同的各种窄脉冲

a) 矩形脉冲 b) 三角形脉冲 c) 正弦半波脉冲 d) 单位脉冲函数

一个具有惯性环节的电路如图 4-2a 所示。图中,  $f(t)$  为电路的输入, 它是一个电压窄脉冲, 其形状和面积分别为图 4-1 的 a、b、c、d, 电路负载是一个  $R-L$  电路, 产生电流  $i(t)$  为电路的输出。图 4-2b 给出了不同窄脉冲时  $i(t)$  的响应波形。从波形可以看出, 在  $i(t)$  的上升段, 脉冲形状不同时产生的电流形状也略有不同, 但是其下降段则几乎完全相同。脉冲越窄, 各  $i(t)$  波形的差异也越小。若周期性地施加上述脉冲, 则响应  $i(t)$  也是周期性的。如果把各输出波形用傅里叶变换展开, 则各  $i(t)$  在低频段的特性将非常近似, 仅在高频段有所不同。

上述原理称为面积等效原理, 它是 PWM 控制技术的重要理论基础。下面分析如何用一系列等幅不等宽的脉冲来代替一个正弦半波。将图 4-3a 所示的正弦半波分成  $N$  等份, 因此正弦半波可以看成是由  $N$  个彼此相连的脉冲序列组成的波形。这些脉冲宽度相等, 都等于  $\pi/N$ , 但是幅值不等, 且脉冲顶部不是水平直线, 而是曲线, 各脉冲的幅值按正弦规律变



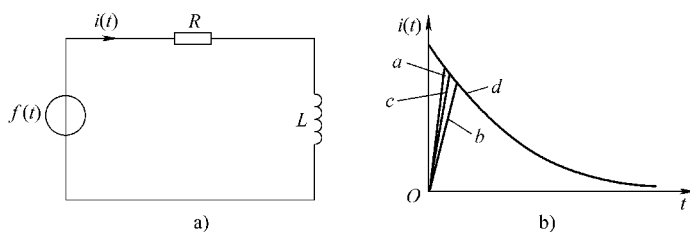


图 4-2 冲量相同的各种窄脉冲的响应波形

a) 具有惯性环节的电路 b) 不同窄脉冲时  $i(t)$  的响应波形

化。如果把上述脉冲序列利用相同数量的等幅而不等宽的矩形脉冲代替，使矩形脉冲的中点和相应正弦波部分的中点重合，且使矩形脉冲和相应的正弦部分面积相等，就得到图 b 所示的脉冲序列，这就是 PWM 波形。可以看出，PWM 波形中各脉冲的幅值相等，而宽度是按正弦规律变化的。根据面积等效原理，PWM 波形和正弦半波是等效的。要改变等效输出正弦波的幅值时，只要按照同一比例系数改变上述各脉冲的宽度即可。

像这种脉冲的宽度按正弦规律变化，并且和正弦波等效的 PWM 波形，也称为 SPWM (Sinusoidal PWM) 波形。除此之外，PWM 波形还可以等效成其他所需要的波形，如等效成梯形波等，其基本原理也是基于等效面积原理。

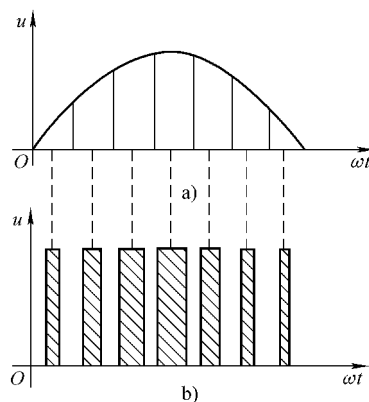


图 4-3 用 PWM 波代替正弦半波

## 4.2 三种典型的 PWM 控制技术

根据上节介绍的 PWM 控制的基本原理，如果已知逆变电路的正弦波输出频率、幅值和半个周期内的脉冲数，就可以准确地计算出 PWM 波形中各脉冲的宽度和间隔。按照计算结果控制逆变电路中各功率开关器件的通断，就可以得到所需的 PWM 波形。生成 PWM 波形的方法有很多，本节重点介绍三种典型的 PWM 波形生成技术，即正弦波 PWM 技术、电流跟踪 PWM 技术和电压空间矢量 PWM 技术，因为这三种典型的 PWM 控制在当前的逆变器电路驱动系统中几乎无处不在。

### 4.2.1 正弦波 PWM 技术

正弦波 PWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM) 技术的原理如图 4-4 所示，PWM 波形在调制电路中生成。由图可以看出，PWM 是以正弦波作为逆变电路输出期望波形，引用通信技术中的“调制”这一概念，把所期望的波形（正弦波）作为调制波，而受它调制的信号（三角波）作为载波，当调制波和载波相交时，由它们的交点确定逆变电路开关器件的通断时刻，即可得到一组等幅且脉冲宽度正比于正弦值的矩形脉冲。三相 PWM 控制通常共用一个载波，并且常用等腰三角波作为载波，这是因为等腰三角波上任意一点的

水平宽度和高度呈线性关系，且左右对称。

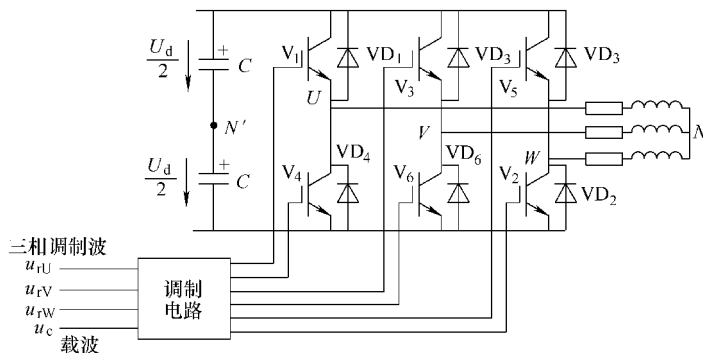


图 4-4 SPWM 原理框图

对于图 4-4 所示的三相桥式 SPWM 逆变电路，一般都采用双极性控制方式输出期望波形，如图 4-5 所示。 $U$ 、 $V$ 、 $W$  各相功率开关器件的控制规律相同，以  $U$  相为例进行说明。当  $u_{rU} > u_c$  时，输出信号使上桥臂  $V_1$  导通，下桥臂  $V_4$  关断，则  $U$  相相对于直流电源假想中点  $N'$  的输出电压  $u_{UN'} = U_d/2$ 。当  $u_{rU} < u_c$  时，输出信号使上桥臂  $V_4$  导通，下桥臂  $V_1$  关断，则  $U$  相相对于直流电源假想中点  $N'$  的输出电压  $u_{UN'} = -U_d/2$ 。由此可见，同一桥臂上下两个开关器件交替通断，处于互补的工作方式。改变  $u_{rU}$ 、 $u_{rV}$ 、 $u_{rW}$  的幅值和频率，其输出基波电压的幅值和频率也会相应地改变。

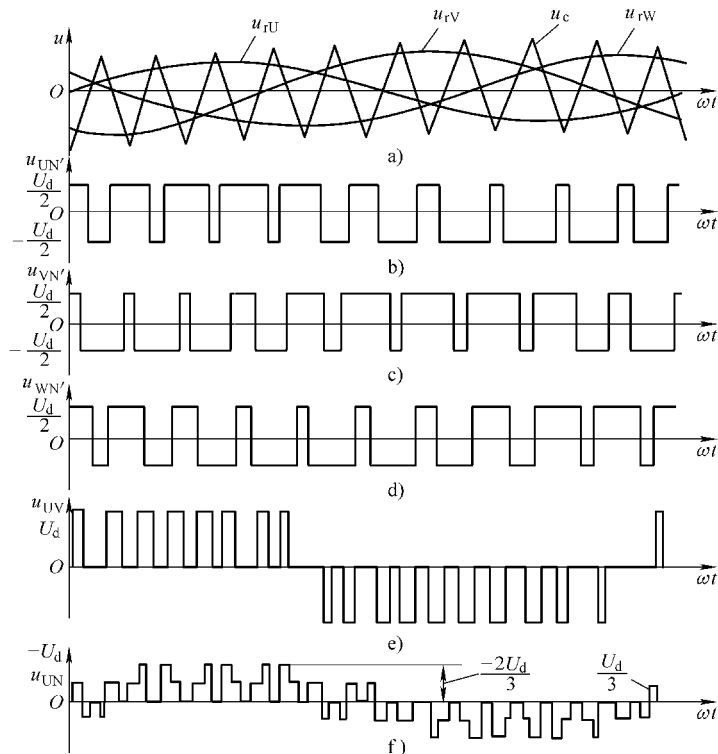


图 4-5 三相桥式 SPWM 逆变电路波形

图 a 中,  $U$ 、 $V$ 、 $W$  三相 PWM 控制公用一个三角载波  $u_c$ , 而三相调制信号  $u_{rU}$ 、 $u_{rV}$  和  $u_{rW}$  依次相差  $120^\circ$ 。按照上述开关器件的控制规律, 生成的三相 PWM 波形如图 b ~ d 所示, 可以看出,  $u_{UN'}$ 、 $u_{VN'}$  和  $u_{WN'}$  的 PWM 波形都只有  $\pm U_d/2$  两种电平。图 e 是逆变器的输出线电压 PWM 波形, 例如  $u_{UV}$ , 它由  $u_{UN'}$  减去  $u_{VN'}$  得到, 波形由  $\pm U_d$  和 0 三种电平构成。图 f 是采用 SPWM 方法下负载相电压的波形, 例如  $u_{UN}$ , 它由  $u_{UN'} - (u_{UN'} + u_{VN'} + u_{WN'})/3$  得到, 波形由  $(\pm 2/3) U_d$ 、 $(\pm 1/3) U_d$  和 0 共 5 种电平构成。

调制电路可以是模拟电子电路, 电路采用正弦波发生器、三角波发生器和比较器来实现上述 SPWM 控制; 也可以是一种“计算方法”, 在数字控制器芯片中实现, 工程上使用较多的是“规则采样法”, 由该方法计算出功率开关器件的通断时间。

### 4.2.2 电流跟踪 PWM 技术

上一节介绍的 SPWM 控制技术是以输出电压近似正弦波为目标的, 但是对于交流电动机来说, 闭环电流的正弦波控制显然要比开环电压的正弦波控制能够获得更好的性能。电流跟踪 PWM 技术是一种闭环控制方法, 这种方法不是用信号波对载波进行调制, 而是把希望输出的电流波形作为指令信号, 把实际电流波形作为反馈信号, 通过比较两者的瞬时值来决定逆变电路各功率开关器件的通断, 使实际的输出跟踪指令信号变化。因此, 这种控制方法称为电流跟踪控制法。

在电流跟踪控制法中, 指令与实际之间的偏差通常需要先经过比较器后, 才能控制逆变器开关器件的通断时刻。一般情况下, 两种典型特性的比较器: 具有滞环特性的称为滞环比较器, 其 PWM 控制技术又可称为滞环跟踪 PWM 控制技术; 具有三角波特性的称为三角波比较器, 其 PWM 控制技术又可称为三角波跟踪 PWM 控制技术。

三相电流滞环跟踪 PWM 控制原理如图 4-6 所示, 三相给定参考信号  $i_U^*$ 、 $i_V^*$  和  $i_W^*$  虽然相位依次相差  $120^\circ$ , 但是三相具有相同的控制特性。下面以  $U$  相为例进行说明, 图中, 电流控制器是带滞环的比较器 HBC, 滞环宽度为  $2h$ 。将给定电流  $i_U^*$  与输出电流  $i_U$  进行比较, 电流偏差超过  $\pm h$  时, 经过 HBC,  $U$  相上、下桥臂功率开关管动作。

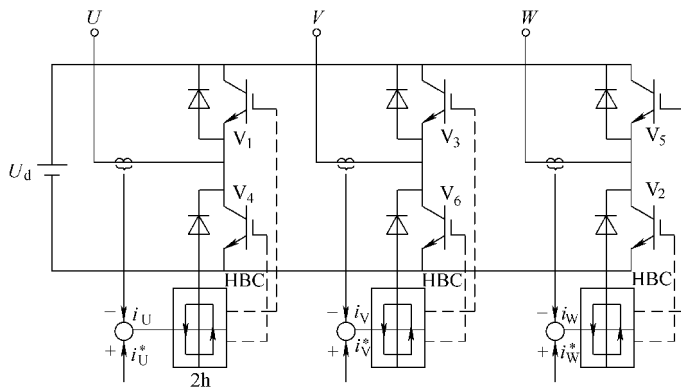


图 4-6 滞环跟踪 PWM 工作原理框图

采用电流滞环跟踪控制时, 电流波形和相电压波形如图 4-7 所示。图 a 中  $t_0$  时刻  $i_U < i_U^*$ , 且  $\Delta i_U = i_U^* - i_U \geq h$ , 滞环控制器 HBC 输出正电平, 驱动  $U$  相上桥臂开关器件  $V_1$  导通,  $i_U$  继续增大。直到  $t_1$  时刻, 达到  $i_U = i_U^* + h$ , 则  $\Delta i_U = -h$ , 使滞环翻转, HBC 输出负电平,

关断  $V_1$ ，导通  $V_4$ 。此后  $i_U$  逐渐减小，直到  $t_2$  时刻， $i_U = i_U^* - h$ ，到达滞环偏差的下限值，使 HBC 再翻转，又重复使  $V_1$  导通， $V_4$  关断。这样  $V_1$  与  $V_4$  交替工作，使输出电流  $i_U$  与给定值  $i_U^*$  之间的偏差保持在  $\pm h$  范围内； $i_U$  在正弦波  $i_U^*$  上、下作锯齿状变化，波形十分接近正弦波。而与输出电流  $i_U$  对应的输出相电压波形如图 b 所示，在  $i_U$  上升阶段，输出相电压是  $+U_d/2$ ，而在  $i_U$  下降阶段是  $-U_d/2$ 。

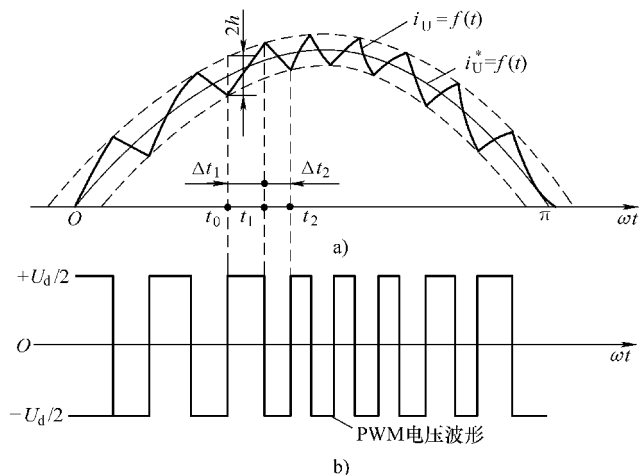


图 4-7 滞环跟踪 PWM 逆变电路电流和电压波形

三相电流三角波跟踪 PWM 控制工作原理如图 4-8 所示，和调制法不同的是，这里并不是把指令信号和三角波信号直接进行比较来产生 PWM 波，而是通过闭环来进行控制。从图中可以看出，把指令电流  $i_U^*$ 、 $i_V^*$  和  $i_W^*$  和逆变电路实际输出的电流  $i_U$ 、 $i_V$  和  $i_W$  进行比较，求出偏差电流，通过放大器 A 放大后，再去和三角波进行比较，产生 PWM 波形。放大器 A 通常具有比例积分特性或者比例特性，其系数直接影响着逆变电路的电流跟踪特性。为了改善输出电压波形，三角波载波常用三相三角波信号。

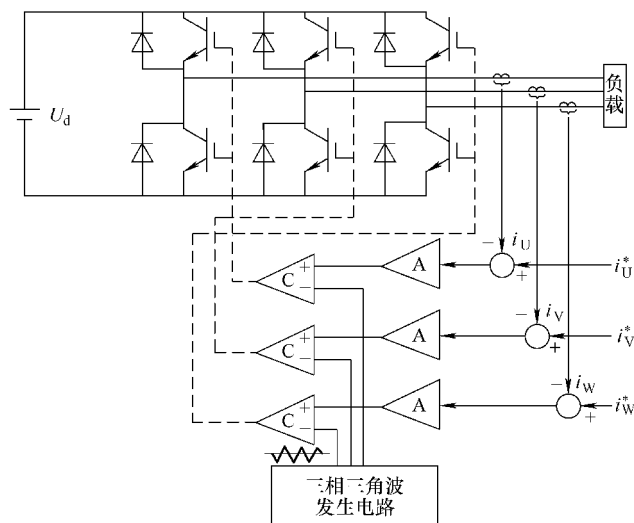


图 4-8 三相电流三角波跟踪 PWM 工作原理框图

在这种三角波比较控制方式中,功率开关器件的开关频率是一定的,即等于载波频率,这给高频滤波器的设计带来方便。和滞环比较控制方式相比,这种控制方式输出电流所含的谐波少,因此常用于对谐波和噪声要求严格的场合。

### 4.2.3 电压空间矢量 PWM 技术

交流电动机输入三相正弦电流的最终目的是在电动机空间形成圆形旋转磁场,从而产生恒定的电磁转矩。如果对准这一目标,把逆变器和交流电动机视为一体,按照跟踪圆形旋转磁场来控制逆变器的工作,其效果应该更好。这种控制方法称为磁链跟踪控制,由于磁链的轨迹是交替使用不同的电压空间矢量得到的,又称为电压空间矢量 PWM (简称 SVPWM) 控制。

当电动机由三相平衡正弦电压供电时,电动机定子磁链幅值恒定,其空间矢量以恒速旋转,磁链矢量顶端的运动轨迹呈圆形(一般简称为磁链圆)。这样的定子磁链旋转矢量可用下式表示:

$$\psi_s = \psi_m e^{j\omega_1 t} \quad (4-1)$$

式中  $\psi_s$ ——定子三相磁链合成空间矢量;

$\psi_m$ ——磁链  $\psi_s$  的幅值;

$\omega_1$ ——其旋转角速度。

当忽略定子电阻压降,则定子合成电压与合成磁链空间矢量的近似关系为

$$u_s \approx \frac{d\psi_s}{dt} \quad (4-2)$$

由式(4-1)和式(4-2)可得

$$u_s \approx \frac{d}{dt} (\psi_m e^{j\omega_1 t}) = j\omega_1 \psi_m e^{j\omega_1 t} = \omega_1 \psi_m e^{j(\omega_1 t + \frac{\pi}{2})} \quad (4-3)$$

上式表明,当磁链幅值  $\psi_m$  一定时,定子电压合成空间矢量  $u_s$  的大小与  $\omega_1$  成正比,其方向则与磁链矢量  $\psi_s$  正交,即磁链圆的切线方向,如图 4-9 所示。当磁链矢量在空间旋转一周时,电压矢量也连续地按磁链圆的切线方向运动  $2\pi$ ,其轨迹与磁链圆重合。这样,电动机旋转磁场的轨迹问题就可转化为电压空间矢量的运动轨迹问题。SVPWM 原理如图 4-10 所示,它与图 4-4 的区别在于“调制环节”部分。

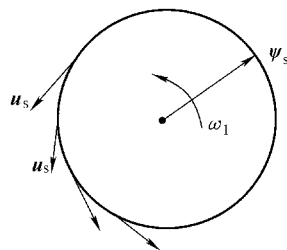


图 4-9 旋转磁场与电压空间矢量的运动轨迹

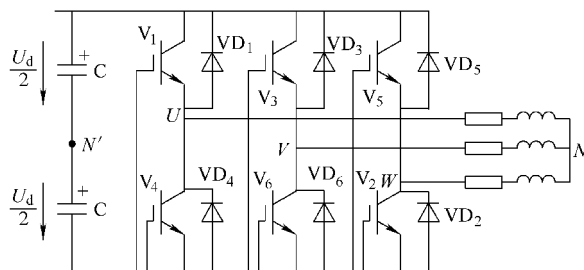


图 4-10 SVPWM 工作原理的逆变电路图

图 4-10 中, 功率开关器件共有 8 种工作状态, 即  $V_6$ 、 $V_1$ 、 $V_2$  导通,  $V_1$ 、 $V_2$ 、 $V_3$  导通,  $V_2$ 、 $V_3$ 、 $V_4$  导通,  $V_3$ 、 $V_4$ 、 $V_5$  导通,  $V_4$ 、 $V_5$ 、 $V_6$  导通,  $V_5$ 、 $V_6$ 、 $V_1$  导通, 以及  $V_1$ 、 $V_3$ 、 $V_5$  和  $V_2$ 、 $V_4$ 、 $V_6$  导通 8 种状态, 如图 4-11a 所示。从逆变器的正常工作看, 前 6 种工作状态是有效的, 后 2 个状态是无效的, 因为逆变器此刻并没有输出电压。由于这 8 种工作状态的存在, 可在空间上产生 8 种电压矢量, 如图 4-11b 所示, 如果依次切换工作状态, 电压空间矢量依次首尾衔接, 共转过  $2\pi$ , 形成一个封闭的正六边形, 有效工作状态的电压矢量幅值相等, 相位依次旋转  $\pi/3$ , 而无效工作状态的电压矢量幅值为零, 也无相位, 可认为它们是坐落在六边形的中心点上。图 4-11c 给出了电压空间矢量的合成关系, 例如由电压空间矢量  $u_1$  和  $u_2$  的线性组合构成新的电压矢量  $u_s$ 。设在一段换相周期时间  $T_0$  中, 有一部分时间  $t_1$  处于工作状态  $u_1$ , 另一部分时间  $t_2$  处于工作状态  $u_2$ 。由于  $t_1$  和  $t_2$  都比较短, 所产生的磁链变化也较小, 可以分别用电压矢量  $u_1 t_1/T_0$  和  $u_2 t_2/T_0$  来表示, 这两个矢量之和  $u_s$  表示由两个矢量线性组合后的电压矢量,  $u_s$  与矢量  $u_1$  的夹角  $\theta$  就是这个新矢量的相位。换相周期  $T_0$  应由旋转磁场所需的频率决定,  $T_0$  与  $t_1 + t_2$  未必相等, 其间隙时间可用零矢量作用时间来填补。处于工作状态  $u_7$  的时间为  $t_7$ , 处于工作状态  $u_8$  的时间为  $t_8$ 。间隙时间即为  $t_7$  和  $t_8$  之和。为了减少功率器件的开关次数, 一般使  $t_7$  和  $t_8$  各占一半时间, 因此

$$t_7 = t_8 = \frac{1}{2} (T_0 - t_1 - t_2) \geq 0 \quad (4-4)$$

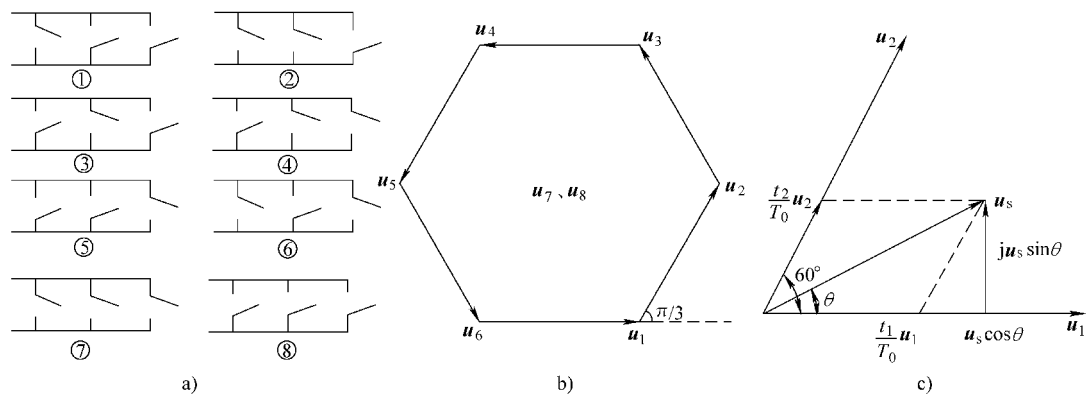


图 4-11 三相逆变电路的电压空间矢量

a) 8 种工作状态 b) 电压矢量合成六边形 c) 电压矢量的线性组合

为了讨论方便起见, 把图 4-11b 所示的正六边形电压空间矢量改画成如图 4-12 所示的放射形式, 各电压空间矢量间的相位关系仍保持不变。图中,  $u_1$  仍在  $x$  轴水平方向,  $u_1 \sim u_6$  按顺序互相间隔  $\pi/3$ , 而  $t_7$  和  $t_8$  则坐落在放射线的中心点。这样, 可把逆变器的一个工作周期用 6 个电压空间矢量划分成 6 个区域, 称为扇区 (Sector), 如图所示的 I、II、…、VI, 每个扇区对应的空间均为  $\pi/3$ 。由于逆变器在各扇区的工作状态都是对称的, 分析一个扇区的方法可以推广到其他扇区。实现 SVPWM 控制就是要要把第一扇区再

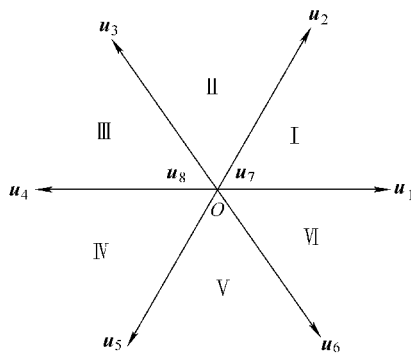


图 4-12 电压空间放射形式和扇区



分成若干个对应于时间  $T_0$  的小区间。按照上述方法插入若干个线性组合的新电压空间矢量  $u_s$ ，以获得优于正六边形的多边形（逼近圆形）旋转磁场。

每一个  $T_0$  相当于 PWM 电压波形中的一个脉冲波，例如图 4-11c 中扇区内的  $T_0$  区间包含  $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_7$  和  $t_8$  共 4 段，相应的电压空间矢量分别为  $u_1$ 、 $u_2$ 、 $u_7$  和  $u_8$ ，即 100、110、111 和 000 共 4 种开关状态。（假设每个桥臂中，上桥臂开关器件导通为 1，下桥臂开关器件导通为 0）。为了使电压波形对称，把每种状态的作用时间都一分为二。因而形成电压空间矢量的作用序列为：1278721，

其中 1 表示  $u_1$  作用，2 表示  $u_2$  作用，……，这样，在这一个  $T_0$  时间内，逆变器三相的开关状态序列为 100、110、111、000、000、111、110、100。在实际系统中，应该尽量减少开关状态变化时引起的开关损耗，因此不同开关状态的顺序必须遵守下述原则：每次切换开关状态时，只切换一个功率开关器件，以满足最小开关损耗。按照这个原则检查一下，即可发现，上述 1278 的顺序是不合适的。虽然由 1 切到 2 时，即由 100 切换到 110，只有 V 相开关切换；由 2 切换到 7 时，即由 110 切换到 111，也只有 W 相开关切换；但是，由 7 切换到 8 时就不行了，出现了 U、V、W 三相开关同时切换的情况，显然违背了最小开关损耗的原则。为此，应该把切换顺序改为 81277218，即开关状态序列为 000、100、110、111、111、110、100、000，这样就能满足每次只切换一个开关的要求了。图 4-13 绘出了在这个小区间  $T_0$  中按修改后开关序列工作的逆变器输出三相相电压波形，图中虚线间的每一小段表示一种工作状态，其时间长短可以是不同的。

如上所述，一个扇区所分的小区间  $T_0$  越多，就越能逼近圆形旋转磁场。当然，功率器件的开关次数也会很多，须选用具有高速开关频率特性的功率器件。

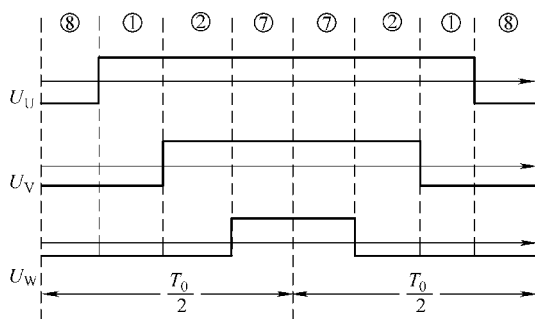


图 4-13 SVPWM 逆变电路电压波形

### 4.3 逆变器品质评价

在本节中，通过采用上一节介绍的三种典型 PWM 控制技术，对影响逆变器品质的谐波成分和直流电压利用率进行了较为详细的分析，最后对这三种 PWM 技术进行了小结。小结得出：在同等条件下，具有 SVPWM 控制技术的逆变器应当优先选择。

#### 4.3.1 谐波成分

##### 1. 逆变电路输出电压

对电动机来说，有用的是电压的基波，因此希望 PWM 波形中基波的成分越大越好。为了找出基波电压，须将 PWM 脉冲序列波  $u(t)$  展开成傅里叶级数，由于各相电压正、负半波及其左、右均对称，它是一个奇次正弦周期函数。因而，通常情况下，逆变电路输出电压波形  $u(t)$  按傅里叶级数展开，一般表达式为

$$u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_{km} \sin k\omega_1 t \quad (k = 1, 3, 5 \cdots) \quad (4-5)$$

式中  $k$  次谐波相电压幅值为

$$U_{km} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} u(t) \sin k\omega_1 t d(\omega_1 t) \quad (4-6)$$

## 2. 六拍阶梯波谐波成分

在图 4-10 所示的电压型三相逆变电路里，如果按常规“六拍方式”进行控制，负载相电压  $u_{UN}$  得到的是六拍阶梯波形，则  $u_{UN}(\theta)$  的表达式为

$$u_{UN}(\theta) = \begin{cases} U_d/3 & (0 \leq \theta < \pi/3) \\ 2U_d/3 & (\pi/3 \leq \theta < 2\pi/3) \\ U_d/3 & (2\pi/3 \leq \theta < \pi) \\ -U_d/3 & (\pi \leq \theta < 4\pi/3) \\ -2U_d/3 & (4\pi/3 \leq \theta < 5\pi/3) \\ -U_d/3 & (5\pi/3 \leq \theta < 2\pi) \end{cases} \quad (4-7)$$

式中  $\theta = \omega t$ 。

将式 (4-7) 代入式 (4-6)，得到  $U_{km}$  为

$$U_{km} = \begin{cases} \frac{2U_d}{\pi} & (k=1) \\ \frac{2U_d}{k\pi} & (k=6n \pm 1) \end{cases} \quad (4-8)$$

式中  $n$ ——自然数。

将式 (4-8) 代入式 (4-5) 后得到

$$u_{UN}(t) = \frac{2U_d}{\pi} + \frac{2U_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin[(6n \pm 1)\omega_1 t]}{(6n \pm 1)} \quad (4-9)$$

由式 (4-9) 给出六拍阶梯波方式逆变电路输出的电压谐波频谱如图 4-14 所示，电压波形含有奇次谐波成分，且不含 3 次及 3 的倍数的谐波；波形基波幅值为  $2U_d/\pi$ ， $k$  次谐波幅值为基波幅值的  $1/k$ 。

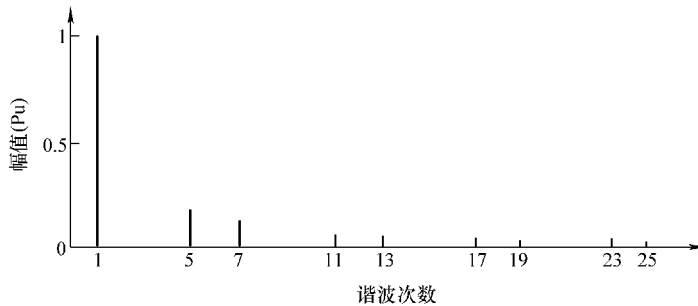


图 4-14 六拍阶梯波谐波频谱

因为六拍阶梯波会有较大的低次谐波,使电动机的输出转矩存在脉动分量,影响其稳态工作性能,为了改善其性能,PWM 控制技术得到研发和应用。

### 3. PWM 波谐波成分

PWM 逆变电路电压输出波形可以等效为  $N$  个等幅不等宽的矩形脉冲的和,其中第  $i$  个脉冲的宽度为  $\delta_i$ ,若中心相位角为  $\theta_i$ ,则第  $i$  个脉冲的开始相位角为  $\theta_i - \delta_i/2$ ,结束相位角为  $\theta_i + \delta_i/2$ 。代入式 (4-6),得到  $U_{km}$  为

$$\begin{aligned} U_{km} &= \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^n \int_{\theta_i - \frac{1}{2}\delta_i}^{\theta_i + \frac{1}{2}\delta_i} \frac{U_d}{2} \sin k\omega_1 t d(\omega_1 t) \\ &= \frac{2U_d}{k\pi} \sum_{i=1}^n \sin k\theta_i \sin \frac{k\delta_i}{2} \\ &= \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^n \frac{U_d}{2k} [\cos k(\theta_i - \frac{1}{2}\delta_i) - \cos k(\theta_i + \frac{1}{2}\delta_i)] \\ &= \frac{2U_d}{k\pi} \sum_{i=1}^n \sin \frac{(2i-1)k\pi}{2n} \sin \frac{k\delta_i}{2} \end{aligned} \quad (4-10)$$

当  $k=1$  时,代入式 (4-10) 可得出电压的基波幅值。当半个周期内的脉冲数  $N$  不太小时,各脉冲的宽度  $\delta_i$  都不太大,可以近似地认为  $\sin\delta_i/2 = \delta_i/2$ ,因此输出的基波幅值为

$$U_{1m} = \frac{2U_d}{\pi} \sum_{i=1}^n \sin \frac{(2i-1)\pi}{2n} \cdot \frac{\delta_i}{2} \quad (4-11)$$

由式 (4-11) 可见,输出基波幅值  $U_{1m}$  与各脉冲的宽度  $\delta_i$  有着正比例的关系。

对于 SPWM,调制函数是正弦波。设所需输出的正弦波电压  $u_{UN}$ ,幅值为  $U_m$ ,根据矩形脉冲的面积与该区段正弦曲线下面积相等的原则,可以导出

$$\delta_i \approx \frac{2\pi U_m}{nU_d} \sin \theta_i \quad (4-12)$$

式中,  $\theta_i$  可以写为

$$\theta_i = \frac{\pi}{n}i - \frac{1}{2} \cdot \frac{\pi}{n} = \frac{2i-1}{2n}\pi \quad (4-13)$$

将式 (4-12) 和 (4-13) 代入 (4-11),得到

$$\begin{aligned} U_{1m} &= \frac{2U_d}{\pi} \sum_{i=1}^n \left[ \sin \frac{(2i-1)\pi}{2n} \right] \frac{\pi U_m}{nU_d} \sin \frac{(2i-1)\pi}{2n} \\ &= \frac{2U_m}{n} \sum_{i=1}^n \sin^2 \left[ \frac{(2i-1)\pi}{2n} \right] \\ &= \frac{2U_m}{n} \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} [1 - \cos \frac{(2i-1)\pi}{2n}] \\ &= U_m [1 - \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \cos \frac{(2i-1)\pi}{2n}] \end{aligned} \quad (4-14)$$

可以证明,除  $n=1$  以外,有限三角级数

$$\sum_{i=1}^n \cos \frac{(2i-1)\pi}{2n} = 0 \quad (4-15)$$

而  $n=1$  是没有意义的,因此由式 (4-14) 可得

$$U_{1m} = U_m \quad (4-16)$$

也就是说, SPWM 逆变电路输出的脉冲序列的基波电压正是调制时所要求的正弦波幅值电压, 由于  $U_m$  物理原因最大幅值为  $U_d/2$ , 则基波电压最大幅值为  $U_d/2$ 。

将式 (4-10) 代入式 (4-5) 得到:

$$u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2U_d}{k\pi} \sum_{i=1}^n \left[ \sin \frac{(2i-1)k\pi}{2n} \sin \frac{k\delta_i}{2} \right] \sin k\omega_1 t \quad (4-17)$$

由上式可以看出, SPWM 谐波分析过程相当复杂, 但是结论却是很简单、直观的, 因此, 这里只给出三相 SPWM 输出线电压谐波频谱, 如图 4-15 所示, 从中可以对其谐波分布情况有一个基本的认识。

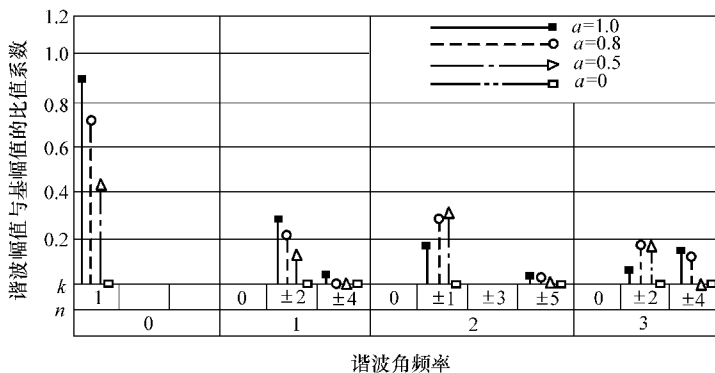


图 4-15 三相桥式 SPWM 波谐波频谱

设正弦调制信号波为

$$u_t = aU_m \sin \omega_r t \quad (4-18)$$

式中  $a$ ——调制度,  $0 \leq a < 1$ ;

$\omega_r$ ——正弦信号波角频率。

在其输出线电压中, 所包含的谐波角频率为

$$n\omega_c \pm k\omega_r \quad (4-19)$$

式中  $\omega_c$ ——三角波角频率;

$$n=1, 3, 5, \dots \text{时}, k=3 \times (2m-1) \pm 1, m=1, 2, \dots;$$

$$n=2, 4, 6, \dots \text{时}, k = \begin{cases} 6m+1 & m=0, 1, \dots \\ 6m-1 & m=1, 2, \dots \end{cases}$$

从图 4-15 不难看出, 谐波由两部分组成, 一部分是对信号波本身进行谐波分析所得的结果, 另一部分是由信号波对载波的调制而产生的谐波。谐波中幅值较高的是  $\omega_c \pm 2\omega_r$ 、 $2\omega_c \pm \omega_r$ , 但是 SPWM 波形不含低次谐波, 所含谐波主要是载波角频率  $\omega_c$ 、 $2\omega_c$  及其附近的谐波。一般情况下,  $\omega_c \gg \omega_r$ , 所以 SPWM 波形中所含的主要谐波的频率要比基波频率高得多, 是很容易滤除的。

对于 SVPWM, 学者们研究出 SVPWM 和 SPWM 之间内在的联系, 认为 SVPWM 有隐含的调制函数, 根据 SPWM 的规则采样法, 推导得出 SVPWM 的隐含调制函数 (以  $U$  相相电压为例):

$$u_{rU} = aU_m \times \begin{cases} \cos(\theta - 30^\circ) & 0^\circ \leq \theta < 60^\circ \\ \sqrt{3}\cos\theta & 60^\circ \leq \theta < 120^\circ \\ -\cos(\theta - 150^\circ) & 120^\circ \leq \theta < 180^\circ \\ -\cos(\theta - 210^\circ) & 180^\circ \leq \theta < 240^\circ \\ \sqrt{3}\cos\theta & 240^\circ \leq \theta < 300^\circ \\ \cos(\theta + 30^\circ) & 300^\circ \leq \theta < 360^\circ \end{cases} \quad (4-20)$$

式中  $a = \sqrt{3}U_s/U_d$ ,  $U_s$  为合成空间电压矢量。

因为三相调制函数相互对称, 即

$$u_{rU}(\theta) = u_{rV}(\theta - 120^\circ) = u_{rW}(\theta + 120^\circ) \quad (4-21)$$

于是, 线电压调制函数表示为

$$u_{UV}(\theta) = u_{rU}(\theta) - u_{rV}(\theta) = 2aU_m \cos(\theta + 30^\circ) \quad (4-22)$$

一个周期内相电压调制函数波形和线电压调制波形如图 4-16 所示。由图 4-16 发现, SVPWM 相调制函数  $u_U$  波形是鞍形波, 是由基波函数  $u_1$  和基波的三倍频  $u_3$  的三角波组成。因此, 在 SVPWM 控制下, 逆变器输出相电压波形不是正弦波, 但是由于电动机三相对称, 输出线电压  $u_{UV}$  因三次谐波电压相互抵消仍保持正弦。

由式 (4-22) 计算得出 SVPWM 相电压基波幅值为

$$U_{1m} = 2aU_m/\sqrt{3} = 2U_sU_m/U_d \quad (4-23)$$

也就是说, SVPWM 逆变电路输出的脉冲序列的基波电压  $U_{1m}$  和正弦波幅值电压  $U_m$  的比值与合成空间电压矢量  $U_s$  呈线性关系, 由于物理原因,  $U_m$  最大幅值为  $U_d/2$ , 则基波电压最大幅值  $U_{1m}$  为  $U_s$  的最大值, 即  $U_d/\sqrt{3}$ 。

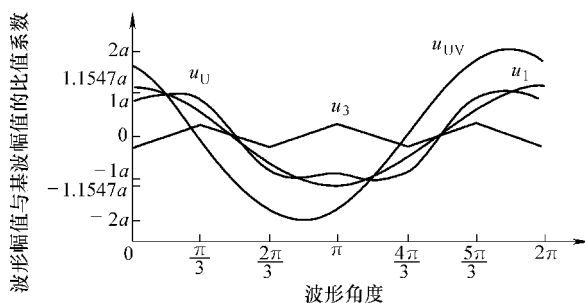


图 4-16 SVPWM 电压调制波形图

因此, SVPWM 与 SPWM 类似, 不含低次谐波, 不存在 3 倍频的成分, SVPWM 比 SPWM 的谐波幅值小, 但 SVPWM 在高频段分布较多的低幅值谐波。

对于电流跟踪 PWM, 输出电流谐波频谱如图 4-17 所示,  $f_1$  是逆变电路输出波形基波频率, 谐波发生在高频段。I 表示固定开关频率产生的谐波特性; II 表示按滞环开关产生的谐波特性。

由图 4-17 可以看出, 滞环方式含有大量谐波, 谐波受到滞环频率影响; 三角波方式含谐波少, 且集中分布在固定开关频率区, 但幅值较大。由于三角波方式开关频率即是载波频率, 合理的高频滤波器设计就能够轻易地滤除谐波分量。对于滞环方式, 同样需要高频滤波

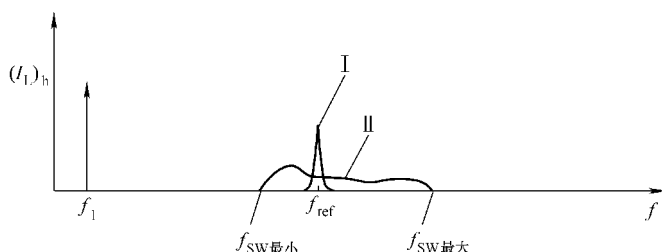


图 4-17 电流跟踪 PWM 波谐波频谱

器，如果恰当地调节滞环带的宽度，使其开关频率范围减小，最终接近三角波方式的开关频率，效果会更好。

### 4.3.2 直流电压利用率与过调制

逆变电路输出波形中所含谐波的多少是衡量 PWM 控制方法优劣的基本标志，但不是唯一的标志。提高逆变电路的直流电压利用率、减少开关次数也是很重要的。

#### 1. 调制度的定义与直流电压利用率

PWM 最大调制度决定着直流电压利用率。定义 PWM 的调制度  $MI$  为

$$MI = \frac{U^*}{\frac{2}{\pi}U_d} \quad (4-24)$$

式中  $U^*$  ——相电压参考值。

下面，依据调制度的定义来分析六拍阶梯方式、SPWM 方式和 SVPWM 方式的直流电压利用率。由式 (4-24) 可以看出，在六拍阶梯波方式下，由式 (4-9) 得到

$$MI = \frac{\frac{2}{\pi}U_d}{\frac{2}{\pi}U_d} = 1 \quad (4-25)$$

在 SPWM 方式下，由式 (4-16) 推导出  $U^* = U_d/2$ ，则

$$MI = \frac{\frac{1}{2}U_d}{\frac{2}{\pi}U_d} = 0.785 \quad (4-26)$$

而在 SVPWM 方式下，由式 (4-23) 推导出  $U^* = U_d/\sqrt{3}$ （正六边形内切圆半径），则

$$MI = \frac{\frac{1}{\sqrt{3}}U_d}{\frac{2}{\pi}U_d} = 0.906 \quad (4-27)$$

比较式 (4-25)、式 (4-26)、式 (4-27) 得出：六拍阶梯波方式  $MI$  最大，即电压利用率最高，SPWM 方式  $MI$  最小，则它的电压利用率最低，SVPWM 方式  $MI$  在两种方式之间，它的直流电压利用率是 SPWM 电压利用率的函数为



$$\frac{\frac{1}{\sqrt{3}}U_d}{\frac{1}{2}U_d} = 115\% \quad (4-28)$$

换句话说，SVPWM 直流电压利用率比 SPWM 高了 15%。

## 2. 过调制度

电压利用率在某些应用场合（例如弱磁升速）影响是非常大的，基于普通的 SVPWM 调制策略虽然已经有较高的电压利用率，但并不能达到最大。一般情况下，过调制增大了输出电压，从而进一步提高电压利用率。通常将调制区域分为连续调制区域 I 和过调制区域 II 和 III，如图 4-18 所示。SVPWM 调制区域由合成电压空间矢量  $U^*$  轨迹决定：当  $U^*$  的轨迹为圆形且幅值不超出六边形内切圆时，调制区域是连续的，图中表示为调制区域 I；当  $U^*$  处于内切圆和外接圆之间，图中表示为调制区域 II， $U^*$  的幅值受到限制，轨迹也不再是连续的圆形，可以通过过调制策略使得其幅值达到要求；外接圆以外的区域图中表示为调制区域 III，它是不能达到的，一般采用的就是“六拍方式”，即  $U^*$  只沿着六边形的 6 个顶点进行旋转。

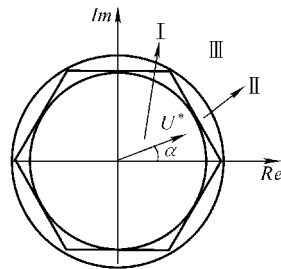


图 4-18 SVPWM 调制区域示意图

基于图中调制区域 II，学者提出了过调制策略，目前主要有两种实现方案：幅值跟随和相角跟随。所谓幅值跟随就是追求幅值的最大化，在相角上会与指令值有些差异；而相角跟随则是保证与指令电压相同的相角，但是在幅值上存在偏差。两种方式在过调制区域时，都采用了不同的调制函数，新的调制函数使基波幅值增大成为可能。相角跟随获得的过调制范围在  $0.906 < MI \leq 0.952$ ，而幅值跟随获得的过调制范围在  $0.952 < MI \leq 1.0$ 。

图 4-19 给出了相角跟随调制策略和相电压波形。图中， $U^*$  进入调制区域 II，与六边形相交，如图中虚线所示，六边形把以  $U^*$  为半径的圆轨迹分成 A、B、C、D 段。由于受到物理限制，电压值是达不到 A 段和 C 段的，电压矢量最大只能落在六边形上。相角跟随过调制策略是在 A 段和 C 段补偿幅值，但是相角不变化，等效补偿后的电压幅值为  $U_c^*$ ，如

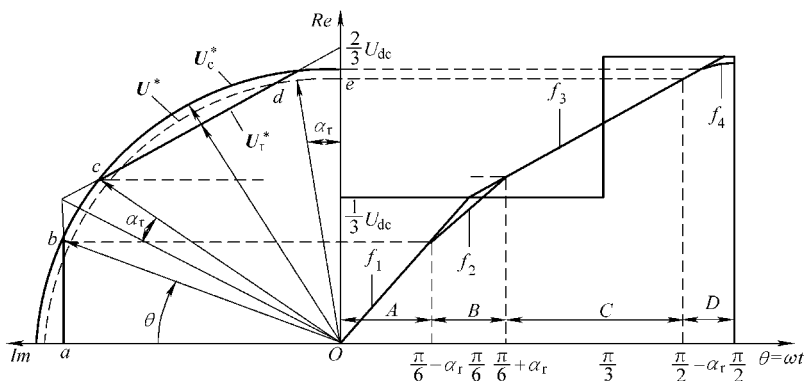


图 4-19 相角跟随调制策略和相电压波形

图中实线所示。假定按图中  $\theta = \omega t$  方向由 0 到  $\pi/2$  旋转,  $\alpha_r$  由  $U_c^*$  与六边形的交点确定, 于是调制后实际的电压轨迹应为 A 段 ( $ab$  直线), B 段 ( $bc$  弧线), C 段 ( $cd$  直线) 和 D 段 ( $de$  弧线), 每段对应的相电压波形函数依次为  $f_1, f_2, f_3$  和  $f_4$ 。

每段的相电压方程可写为

$$f_1 = \frac{U_d}{\sqrt{3}} \tan \theta \quad 0 \leq \theta < \left(\frac{\pi}{6} - \alpha_r\right) \quad (4-29)$$

$$f_2 = \frac{U_d}{\sqrt{3} \cos \left(\frac{\pi}{6} - \alpha_r\right)} \sin \theta \quad \left(\frac{\pi}{6} - \alpha_r\right) \leq \theta < \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_r\right) \quad (4-30)$$

$$f_3 = \frac{U_d}{\sqrt{3} \cos \left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)} \sin \theta \quad \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_r\right) \leq \theta < \left(\frac{\pi}{2} - \alpha_r\right) \quad (4-31)$$

$$f_4 = \frac{U_d}{\sqrt{3} \cos \left(\frac{\pi}{6} - \alpha_r\right)} \sin \theta \quad \left(\frac{\pi}{2} - \alpha_r\right) \leq \theta < \frac{\pi}{2} \quad (4-32)$$

式 (4-29) ~ 式 (4-32) 中,  $0 \leq \alpha_r \leq \pi/6$ 。

因此, 按式 (4-6) 得到相角跟随策略下的基波幅值函数为

$$U_1(\alpha_r) = \frac{4}{\pi} \left[ \int_A f_1 \sin \theta d\theta + \int_B f_2 \sin \theta d\theta + \int_C f_3 \sin \theta d\theta + \int_D f_4 \sin \theta d\theta \right] \quad (4-33)$$

再由式 (4-24) 可得

$$U_1(\alpha_r) = \frac{2}{\pi} U_d MI \quad (4-34)$$

于是得出  $MI$  与  $\alpha_r$  的关系如图 4-20 所示。

图 4-21 给出了幅值跟随调制策略和相电压波形。图中,  $U^*$  进入调制度区域 II, 与六边形相交, 如图中虚线所示, 六边形把以  $U^*$  为半径的圆轨迹分成 A、B、C、D 段。幅值跟随过调制策略是在整个过程中追求幅值最大化, 这样相角相应要发生变化。在 A 段,  $U^*$  幅值受限制后, 为了保持幅值不降低, 相应补偿后为  $U_r^*$ , 此时相角发生了变化, 对应的关系为

$$\alpha_p : \theta = \frac{\pi}{6} : \left(\frac{\pi}{6} - \alpha_h\right) \quad (4-35)$$

在 B 段时, 电压幅值需要继续维持最大, 即  $U_d/3$ , 来补偿限制部分的削弱幅值, 整段过程中, 相角都指向点  $f$  处。C 段过程类似 A 段, D 段过程类似 B 段, 于是, 调制后实际的电压轨迹应为 A 段 ( $ab$  直线), B 段 ( $bc$  弧线), C 段 ( $cd$  直线) 和 D 段 ( $de$  弧线), 每段对应的相电压波形函数依次为  $f_1, f_2, f_3$  和  $f_4$ 。

每段的相电压方程可写为

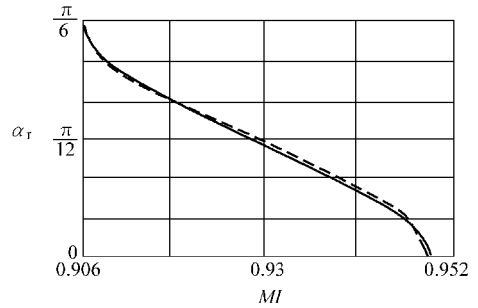


图 4-20 相角跟随策略:  $\alpha_r$  与  $MI$  关系

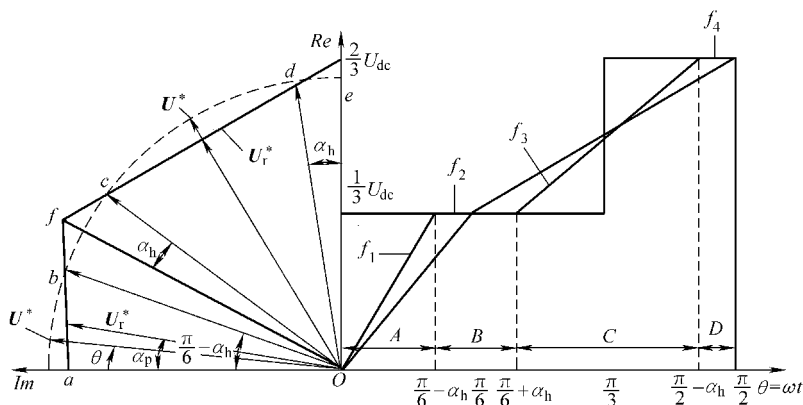


图 4-21 幅值跟随调制策略和相电压波形

$$f_1 = \frac{U_d}{\sqrt{3}} \tan \alpha_p \quad 0 \leq \theta < \left( \frac{\pi}{6} - \alpha_h \right) \quad (4-36)$$

$$f_2 = \frac{U_d}{3} \quad \left( \frac{\pi}{6} - \alpha_h \right) \leq \theta < \left( \frac{\pi}{6} + \alpha_h \right) \quad (4-37)$$

$$f_3 = \frac{U_d}{\sqrt{3} \cos \left( \frac{\pi}{3} - \alpha'_p \right)} \sin \alpha'_p \quad \left( \frac{\pi}{6} + \alpha_h \right) \leq \theta < \left( \frac{\pi}{2} - \alpha_h \right) \quad (4-38)$$

$$f_4 = \frac{2U_d}{3} \quad \left( \frac{\pi}{2} - \alpha_h \right) \leq \theta < \frac{\pi}{2} \quad (4-39)$$

式 (4-36) ~ 式 (4-39) 中:

$$\alpha_p = \frac{\theta}{1 - \frac{6}{\pi} \alpha_h}$$

$$\alpha'_p = \frac{\theta' - \alpha_h}{1 - \frac{6}{\pi} \alpha_h} \quad (\alpha'_p = \alpha_p - \frac{\pi}{6}), (\theta' = \theta - \frac{\pi}{6}) \quad (4-40)$$

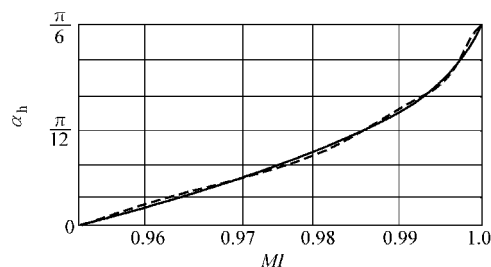
因此, 按式 (4-6) 得到幅值跟随策略下的调制函数的基波幅值函数为

$$U_1(\alpha_h) = \frac{4}{\pi} \left[ \int_A f_1 \sin \theta d\theta + \int_B f_2 \sin \theta d\theta + \int_C f_3 \sin \theta d\theta + \int_D f_4 \sin \theta d\theta \right] \quad (4-41)$$

由式 (4-24) 可得

$$U_1(\alpha_h) = \frac{2}{\pi} U_d MI \quad (4-42)$$

于是得出  $MI$  与  $\alpha_h$  的关系如图 4-22 所示。由此可见, 过调制策略提高了电压利用

图 4-22 幅值跟随策略:  $\alpha_h$  与  $MI$  关系

率，同时使平均电压空间矢量不再是圆形轨迹，波形发生了畸变。图 4-23 给出了过调制下的电压谐波频谱。从图中容易看出，过调制策略引起的谐波影响还是令人满意的，尤其是在  $0.906 < MI \leq 0.952$  范围内。

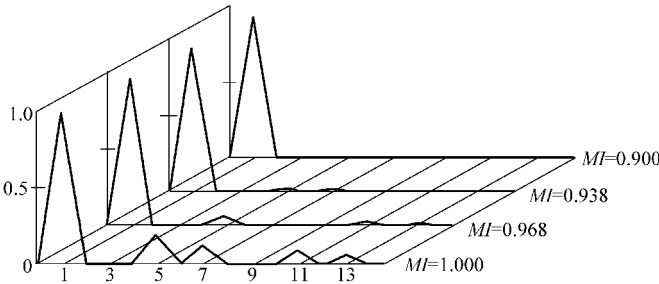


图 4-23 过调制下的电压谐波频谱

4.3.3 三种 PWM 控制技术的小结

传统的交流调速系统使用的脉宽调制技术是用正弦波来调制等腰三角波，这样的 PWM 波形与期望的正弦波等效。经过应用实践后，这种 SPWM 方法取得了很大效能，同时也暴露出一些不足，例如较低的电压利用率，并未顾及输出电流的波形等，因此产生了一些新的 PWM 控制技术。电流跟踪 PWM 技术直接控制输出电流，使之在正弦波附近变化，这就比只要求正弦电压前进了一步。然而交流电动机需要输入三相正弦电流的最终目的是在电动机空间形成圆形旋转磁场，从而产生恒定的电磁转矩。SVPWM 控制把逆变电路和交流电动机视为一体，正是按照跟踪圆形旋转磁场来控制逆变电路的，交替使用不同的电压空间矢量逼近圆形的磁链轨迹，从而最终获得磁通正弦。

SVPWM 与 SPWM 不是两种孤立的调制方式，它们之间有着内在联系，其一些性能优越于 SPWM。SVPWM 具有最高的直流电压利用率，更适合数字化控制系统。以微控制器为核心的数字化控制系统是发展趋势，SVPWM 应是优先选择。

4.4 数字化伺服系统中 SVPWM 的实现

本节主要介绍一种便于 DSP 实现的 SVPWM 方法，它分为以下几个步骤：

- ① 建立电压空间矢量图；
- ② 判断任意电压空间矢量所在扇区；
- ③ 计算电压空间矢量作用时间；
- ④ 设置过调制度；
- ⑤ 确定开关导通时间表。

1. 建立电压空间矢量图

为了叙述的完整性，这里把图 4-10 所示的逆变电路简化成图 4-24 所示。

图 4-24 中，三相逆变电路的开关状态为  $S_A, S_B, S_C$ ，并且规定上桥臂导通开关状态等于 1，而下桥臂导通开关状态等于 0，这样逆变电路共有 8 种开关状态 ( $S_A S_B S_C$ ) 模式：(000)、(001)、(010)、(011)、(100)、(101)、(110)、(111)，依次称为  $U_0, U_1, U_2,$

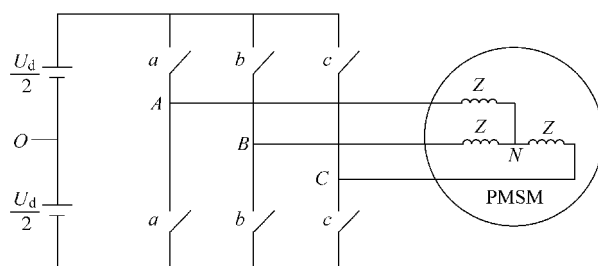


图 4-24 三相逆变电路示意简图

$U_3, U_4, U_5, U_6, U_7$ 。这 8 种开关状态输出的三相逆变电压见表 4-1。

表 4-1 开关状态与三相逆变电压值

$A$	$B$	$C$	$U_x$	$U_{AO}$	$U_{BO}$	$U_{CO}$
0	0	0	$U_0$	$-U_d/2$	$-U_d/2$	$-U_d/2$
0	0	1	$U_1$	$-U_d/2$	$-U_d/2$	$+U_d/2$
0	1	0	$U_2$	$-U_d/2$	$+U_d/2$	$-U_d/2$
0	1	1	$U_3$	$-U_d/2$	$+U_d/2$	$+U_d/2$
1	0	0	$U_4$	$+U_d/2$	$-U_d/2$	$-U_d/2$
1	0	1	$U_5$	$+U_d/2$	$-U_d/2$	$+U_d/2$
1	1	0	$U_6$	$+U_d/2$	$+U_d/2$	$-U_d/2$
1	1	1	$U_7$	$+U_d/2$	$+U_d/2$	$+U_d/2$

由于计算只与 PMSM 的三相绕组相电压有关，而与逆变电路输出电压无关，因此根据如下转换关系

$$\begin{aligned}
 U_{AN} &= U_{AO} - (U_{AO} + U_{BO} + U_{CO})/3 \\
 U_{BN} &= U_{BO} - (U_{AO} + U_{BO} + U_{CO})/3 \\
 U_{CN} &= U_{CO} - (U_{AO} + U_{BO} + U_{CO})/3
 \end{aligned} \quad (4-43)$$

于是，与 8 种开关状态对应的电动机相电压见表 4-2。

表 4-2 开关状态与电动机三相电压值

$A$	$B$	$C$	$U_x$	$U_{AN}$	$U_{BN}$	$U_{CN}$
0	0	0	$U_0$	0	0	0
0	0	1	$U_1$	$-U_d/3$	$-U_d/3$	$2U_d/3$
0	1	0	$U_2$	$-U_d/3$	$2U_d/3$	$-U_d/3$
0	1	1	$U_3$	$-2U_d/3$	$U_d/3$	$U_d/3$
1	0	0	$U_4$	$2U_d/3$	$-U_d/3$	$-U_d/3$
1	0	1	$U_5$	$U_d/3$	$-2U_d/3$	$U_d/3$
1	1	0	$U_6$	$U_d/3$	$U_d/3$	$-2U_d/3$
1	1	1	$U_7$	0	0	0

把  $U_{AN}, U_{BN}, U_{CN}$  在  $\alpha\beta$  坐标系下以相等幅值为原则进行  $3s/2s$  变换，得到坐标变换后的  $U_\alpha, U_\beta$ 。8 种开关状态与  $U_\alpha, U_\beta$  的关系见表 4-3。

表 4-3 开关状态与两相电压值

A	B	C	$U_x$	$U_\alpha$	$U_\beta$
0	0	0	$U_0$	0	0
0	0	1	$U_1$	$-U_d/3$	$-U_d/\sqrt{3}$
0	1	0	$U_2$	$-U_d/3$	$U_d/\sqrt{3}$
0	1	1	$U_3$	$-2U_d/3$	0
1	0	0	$U_4$	$2U_d/3$	0
1	0	1	$U_5$	$U_d/3$	$-U_d/\sqrt{3}$
1	1	0	$U_6$	$U_d/3$	$U_d/\sqrt{3}$
1	1	1	$U_7$	0	0

最后，由表 4-3 给  $\alpha\beta$  坐标下的电压空间矢量如图 4-25 所示。工作电压矢量在空间均匀分布，相位角互差  $\pi/3$ ，组成 6 个扇区，并且  $U_4$  的方向指向  $\alpha$  轴方向。

2. 判断任意电压空间矢量所在扇区

在伺服控制系统中，任意电压空间矢量  $U_S$  由控制器给出，因此  $U_S$  在  $\alpha\beta$  坐标系下是已知的。假定  $U_S$  与  $\alpha$  轴的夹角为  $\theta$ ，显然  $\theta$  可以由下式求出：

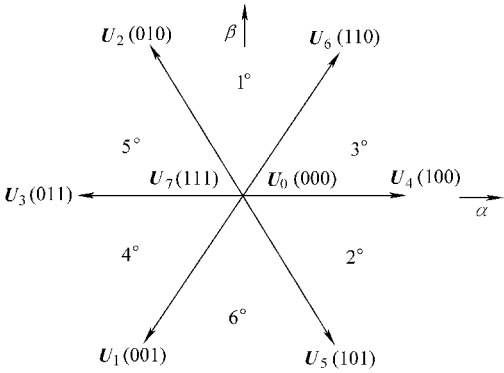


图 4-25 电压空间矢量图

$$\tan \frac{\theta}{2} = \frac{\sin \frac{\theta}{2}}{\cos \frac{\theta}{2}} = \frac{2\sin \frac{\theta}{2} \cos \frac{\theta}{2}}{2\cos \frac{\theta}{2} \cos \frac{\theta}{2}} = \frac{\sin \theta}{1 + \cos \theta} = \frac{U_\alpha}{U_S + U_\beta}$$

(4-44)

式中  $U_S = \sqrt{U_\alpha^2 + U_\beta^2}$ 。  
于是有

$$\theta = 2 \arctan \frac{U_\alpha}{U_S + U_\beta}$$

(4-45)

从而根据  $\theta$  值确定出  $U_S$  在哪个扇区。

需要说明的是，判断任意电压空间矢量所在扇区的方法不只是这一种方法。在有些情况下，例如使用汇编编程，对式（4-45）实现起来有一定的难度，需要改变确定扇区的方法。下面介绍一种被广泛使用的、简单容易实现的方法。

定义：

$$\begin{aligned} u_a &= U_\beta \\ u_b &= \frac{1}{2}(\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta) \\ u_c &= \frac{1}{2}(-\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta) \end{aligned}$$

(4-46)



按上式计算得到

$$A = \begin{cases} 1 & (u_a > 0) \\ 0 & (u_a \leq 0) \end{cases} \quad (4-47)$$

$$B = \begin{cases} 1 & (u_b > 0) \\ 0 & (u_b \leq 0) \end{cases} \quad (4-48)$$

$$C = \begin{cases} 1 & (u_c > 0) \\ 0 & (u_c \leq 0) \end{cases} \quad (4-49)$$

则按下式计算扇区：

$$\text{sector} = A + 2B + 4C \quad (4-50)$$

sector 值与图 4-25 中扇区编号相对应，于是判断出  $U_s$  所在哪个扇区。

### 3. 计算电压空间矢量作用时间

判断出扇区后，即确定是哪两个电压空间矢量共同作用合成  $U_s$ 。接着依据伏秒平衡与时间总和恒定原则，可计算出这两个电压空间矢量作用时间。如果  $U_s$  所在 3 号扇区如图 4-26 所示，则由电压空间矢量  $U_4$  和  $U_6$  合成  $U_s$  所需的作用时间分别为  $T_4$  和  $T_6$ ，可有如下关系：

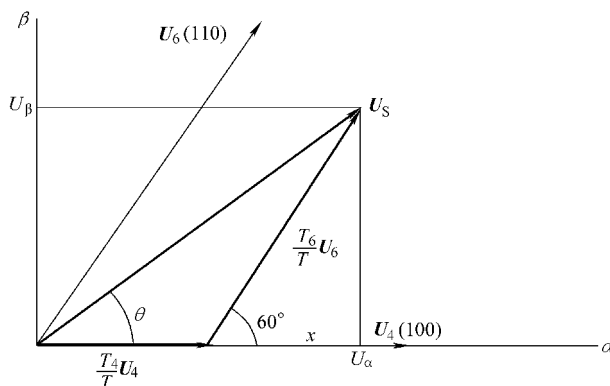


图 4-26 3 号扇区内电压空间矢量合成

$$T = T_4 + T_6 + T_0$$

$$U_s = \frac{T_4}{T} U_4 + \frac{T_6}{T} U_6 \quad (4-51)$$

式中  $\|U_4\| = \|U_6\| = \frac{2}{3}U_d$ ,

$$\|U_s\| = \sqrt{U_\alpha^2 + U_\beta^2}.$$

于是有

$$\begin{aligned} U_\beta &= \sin 60^\circ \cdot \|U_6\| \frac{T_6}{T} \\ U_\alpha &= \|U_4\| \frac{T_4}{T} + x \\ x &= \cos 60^\circ \cdot \|U_6\| \frac{T_6}{T} \end{aligned} \quad (4-52)$$

经过推导得到

$$\begin{aligned} T_4 &= \frac{T}{2U_d}(3U_\alpha - \sqrt{3}U_\beta) \\ T_6 &= \sqrt{3}\frac{T}{U_d}U_\beta \end{aligned} \quad (4-53)$$

同理，得到其他扇区内电压空间矢量的作用时间值为

$$\begin{aligned} \text{1号扇区:} \quad & \begin{aligned} T_2 &= \frac{T}{U_d}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}U_\beta - \frac{3}{2}U_\alpha\right) \\ T_6 &= \frac{T}{U_d}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}U_\beta + \frac{3}{2}U_\alpha\right) \end{aligned} \\ \text{2号扇区:} \quad & \begin{aligned} T_4 &= \frac{T}{U_d}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}U_\beta + \frac{3}{2}U_\alpha\right) \\ T_5 &= -\sqrt{3}\frac{T}{U_d}U_\beta \end{aligned} \\ \text{4号扇区:} \quad & \begin{aligned} T_1 &= -\sqrt{3}\frac{T}{U_d}U_\beta \\ T_3 &= \frac{T}{U_d}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}U_\beta - \frac{3}{2}U_\alpha\right) \end{aligned} \\ \text{5号扇区:} \quad & \begin{aligned} T_2 &= \sqrt{3}\frac{T}{U_d}U_\beta \\ T_3 &= -\frac{T}{U_d}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}U_\beta + \frac{3}{2}U_\alpha\right) \end{aligned} \\ \text{6号扇区:} \quad & \begin{aligned} T_1 &= -\frac{T}{U_d}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}U_\beta + \frac{3}{2}U_\alpha\right) \\ T_5 &= -\frac{T}{U_d}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}U_\beta - \frac{3}{2}U_\alpha\right)^\circ \end{aligned} \end{aligned}$$

于是，在每一个扇区中，与之相对应的两个电压空间矢量的作用时间值见表4-4。

表4-4 扇区与空间矢量作用时间

扇区号	电压空间矢量1		电压空间矢量2	
	矢量号	作用时间	矢量号	作用时间
1	$U_2$	$Z$	$U_6$	$Y$
2	$U_4$	$Y$	$U_5$	$-X$
3	$U_4$	$-Z$	$U_6$	$X$
4	$U_1$	$-X$	$U_3$	$Z$
5	$U_2$	$X$	$U_3$	$-Y$
6	$U_1$	$-Y$	$U_5$	$-Z$

表中， $X$ ， $Y$ ， $Z$  定义为

$$\begin{aligned} X &= \sqrt{3}\frac{T}{U_d}U_\beta \\ Y &= \frac{T}{U_d}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}U_\beta + \frac{3}{2}U_\alpha\right) \\ Z &= \frac{T}{U_d}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}U_\beta - \frac{3}{2}U_\alpha\right) \end{aligned} \quad (4-54)$$

#### 4. 设置过调制度

如果出现作用时间  $t_1 + t_2 > T$  的结果，则表示此刻开始进行过调制，过调制策略采用相

角跟随方案。于是当过调制时，作用时间可设置为

$$\begin{aligned} t_{1\text{SAT}} &= t_1 \frac{T}{t_1 + t_2} \\ t_{2\text{SAT}} &= t_2 \frac{T}{t_1 + t_2} \end{aligned} \quad (4-55)$$

### 5. 确定开关导通时间表

每次切换开关状态时，遵守只切换一个功率开关器件的原则，以达到最小开关损耗，可以确定出电压空间矢量导通顺序。例如3号扇区，按最小开关损耗原则，生成的PWM波形如图4-27所示。图中，A相上桥臂对应PWM1波形，导通时为1，同理，B相上桥臂对应PWM3波形，导通时为1，C相上桥臂对应PWM5波形，导通时为1。PWM1、PWM3、PWM5组成了三相A、B、C逆变电路的SVPWM波形，在3号扇区中的一个时间周期 $T$ 内，电压空间矢量执行顺序为 $U_0, U_4, U_6, U_7, U_7, U_6, U_4, U_0$ ，作用时间分别为 $T_0/4, T_4/2, T_6/2, T_7/4, T_7/4, T_6/2, T_4/2, T_0/4$ ，其中， $T_0 = T - T_4 - T_6, T_0 = T_7$ 。同理，其他扇区的空间矢量执行顺序为：

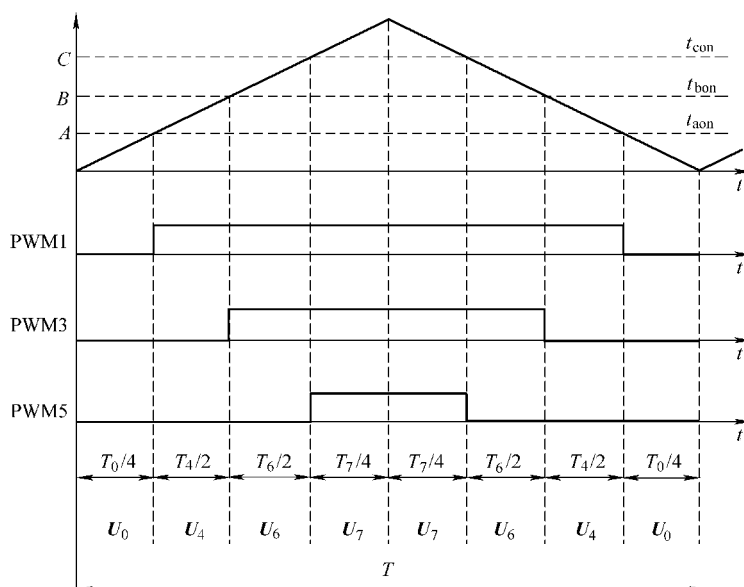


图4-27 3号扇区内生成的三相SVPWM波形

- 1号扇区： $U, U_2, U_6, U_7, U_7, U_6, U_2, U_0$ ，作用时间分别为： $T_0/4, T_2/2, T_6/2, T_7/4, T_7/4, T_6/2, T_2/2, T_0/4$ ；
- 2号扇区： $U_0, U_4, U_5, U_7, U_7, U_5, U_4, U_0$ ，作用时间分别为： $T_0/4, T_4/2, T_5/2, T_7/4, T_7/4, T_5/2, T_4/2, T_0/4$ ；
- 4号扇区： $U_0, U_1, U_3, U_7, U_7, U_3, U_1, U_0$ ，作用时间分别为： $T_0/4, T_1/2, T_3/2, T_7/4, T_7/4, T_3/2, T_1/2, T_0/4$ ；
- 5号扇区： $U_0, U_2, U_3, U_7, U_7, U_3, U_2, U_0$ ，作用时间分别为： $T_0/4, T_2/2,$

$T_3/2, T_7/4, T_7/4, T_3/2, T_2/2, T_0/4$ ;

• 6 号扇区:  $U_0, U_1, U_5, U_7, U_7, U_5, U_1, U_0$ , 作用时间分别为:  $T_0/4, T_1/2, T_5/2, T_7/4, T_7/4, T_5/2, T_1/2, T_0/4$ 。

可以得到, 每个扇区内, 作用时间总可以用  $t_1、t_2$  表达为:  $T_0/4, t_1/2, t_2/2, T_7/4, T_7/4, t_2/2, t_1/2, T_0/4$ 。于是, 扇区与  $t_1、t_2$  的关系见表 4-5。

表 4-5 扇区与  $t_1、t_2$

时间/扇区	1	2	3	4	5	6
$t_1$	Z	Y	-Z	-X	X	-Y
$t_2$	Y	-X	X	Z	-Y	-Z

DSP 中三个寄存器 CMPR1、CMPR2、CMPR3 决定了 SVPWM 波形的 PWM1、PWM3、PWM5。CMPR1、CMPR2、CMPR3 由扇区得到相应开关导通时间值, 见表 4-6。由该表最终生成 SVPWM 波形。

表 4-6 扇区与开关导通时间

相/扇区	1	2	3	4	5	6
A	$t_{\text{bon}}$	$t_{\text{aon}}$	$t_{\text{aon}}$	$t_{\text{con}}$	$t_{\text{con}}$	$t_{\text{bon}}$
B	$t_{\text{aon}}$	$t_{\text{con}}$	$t_{\text{bon}}$	$t_{\text{bon}}$	$t_{\text{aon}}$	$t_{\text{con}}$
C	$t_{\text{con}}$	$t_{\text{bon}}$	$t_{\text{con}}$	$t_{\text{aon}}$	$t_{\text{bon}}$	$t_{\text{aon}}$

表中,  $t_{\text{aon}}, t_{\text{bon}}, t_{\text{con}}$  定义为

$$t_{\text{aon}} = \frac{T - t_1 - t_2}{4}$$
$$t_{\text{bon}} = t_{\text{aon}} + t_1/2$$
$$t_{\text{con}} = t_{\text{bon}} + t_2/2$$

(4-56)

# 第 5 章 数字控制系统

## 5.1 基础知识

随着脉冲和数字信号技术的发展，在伺服控制系统中，出现了离散化的控制器。众所周知，连续信号经过采样和量化，变成时间上和幅值上都是断续的数字信号，则称为数字控制系统。目前，由于微处理器的迅速发展，利用微处理器作为控制器的数字控制系统在伺服控制中获得了广泛的应用。图 5-1 所示，是一个典型的具有微处理器的数字控制系统，下面根据此图来说明数字控制系统的特点。

图中， $r(t)$ （模拟设定值）或  $r^*(t)$ （数字设定值）为输入量， $y(t)$  为输出量， $e(t)$  为输出与输入间的差值，因为在数字控制器内参与运算的信号是二进制码，所以连续信号  $e(t)$  或者  $y(t)$  首先要定时采样后通过 A-D 转换器，把它变换成数字信号  $e^*(t)$  送给微处理芯片；经过微处理芯片计算，给出的控制信号  $u^*(t)$  也是数字量；然后再通过 D-A 转换器，使数字量恢复成连续的控制信号  $u(t)$ ，再去控制被控对象。

由微处理芯片、接口电路和 A-D、D-A 转换器等组成的控制器，称为数字控制器。在分析数字控制器时，经常把定时采样、A-D 和 D-A 转换器的工作过程理想化，即认为：定时采样和 A-D 转换相当于每隔一个采样周期  $T$ ，瞬时接通一次的理想采样开关，它把连续信号变成数字信号；而 D-A 转换则近似一个保持器  $G_h(s)$ ，把数字信号变成连续信号。微处理芯片部分，它的控制作用可以用一个传递函数  $G_c^*(s)$  表示，于是图 5-1 中的数字控制系统可以用图 5-2 的结构图来表示。

由于在数字控制系统中存在着脉冲或者数字的离散信号以及信号的变换过程，因此，在研究这种系统时，不仅可以借鉴应用在连续系统中那些成熟的方法，而且仍然有它本身的特殊性，例如用  $z$  域代替  $s$  域。

### 5.1.1 信号采样和香农采样定理

为了有利于数学分析，我们将定时采样和 A-D 转换用一个周期性瞬时接通的理想采样

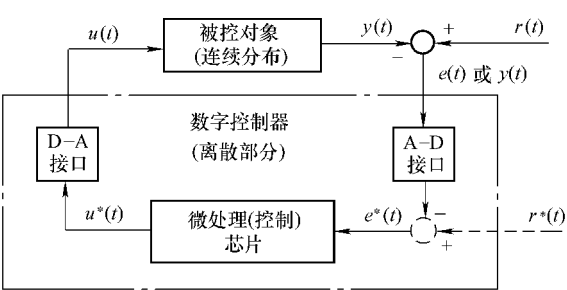


图 5-1 带有微控制芯片的控制系统

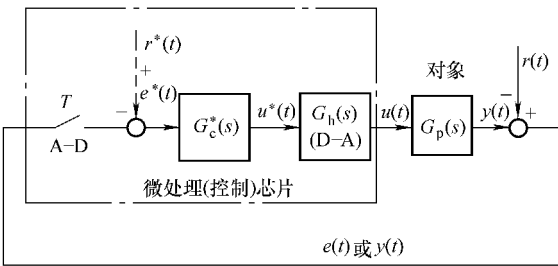


图 5-2 数字控制系统结构框图

开关来等效, 所谓理想采样开关指的是其输出为一系列  $\delta$  脉冲串, 且每个脉冲当量正比或等于其输入信号的瞬时值。由频谱分析可以证明, 当实际采样开关的闭合时间与系统对象的时间常数相比非常小时, 这个假定是正确的。连续函数  $x(t)$  经过采样之后变成的离散序列就应为

$$x^*(t) = x(t)\delta_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT)\delta(t - kT) \quad (5-1)$$

式中  $T$ ——采样周期;

$k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$  的整数;

$\delta_T(t) \equiv \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT)$ , 为满足单位脉冲函数定义的脉冲串, 它相当于一种载波信号。

在实际系统中, 信号从  $t=0$  开始, 即当  $t < 0$  时,  $x(t) = 0$ , 所以采样过程如图 5-3 所示。此时式 (5-1) 可表达为

$$\begin{aligned} x^*(t) &= \sum_{k=0}^{\infty} x(kT)\delta(t - kT) \\ &= x(0)\delta(t) + x(T)\delta(t - T) + x(2T)\delta(t - 2T) + \dots \end{aligned} \quad (5-2)$$

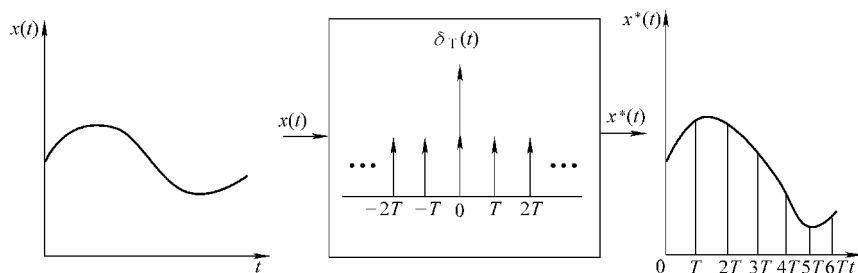


图 5-3  $x(t)$  采样后变  $x^*(t)$

由采样开关调制以后, 离散序列  $x^*(t)$  的拉普拉斯变换为

$$\begin{aligned} X^*(s) &= L[x^*(t)] \\ &= L[x(0)\delta(t) + x(T)\delta(t - T) + x(2T)\delta(t - 2T) + \dots] \\ &= x(0) + x(T)e^{-Ts} + x(2T)e^{-2Ts} + \dots \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} x(kT)e^{-kTs} \end{aligned} \quad (5-3)$$

这是个超越函数。为了进一步弄清楚采样信号的特征, 下面对它的频谱进行分析。根据傅里叶 (Fourier) 级数定义, 周期性的单位脉冲序列可以展开成下列级数:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k e^{jk\omega_s t} = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{jk\omega_s t} \quad (5-4)$$

式中  $\omega_s = 2\pi f_s = 2\pi/T$ ;

$T$ ——采样周期;

$f_s$ ——采样频率。

周期性单位脉冲序列的傅里叶级数中包含有  $\omega = 0, \pm \omega_s, \pm 2\omega_s, \dots$  的频率分量, 每个频率分量的大小相等, 均为  $1/T$ , 按式 (5-1) 即有



$$x^*(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(t)\delta(t-kT) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(t)e^{jk\omega_s t} \quad (5-5)$$

它的拉普拉斯变换为

$$X^*(s) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(s - jk\omega_s) \quad (5-6)$$

式 (5-3) 是  $X^*(s)$  与  $x(kT)$  的联系, 而式 (5-6) 则是  $X^*(s)$  与  $X(s)$  的联系。

令  $s = j\omega$ , 代入式 (5-6), 则可得采样后离散序列的频谱为

$$X^*(j\omega) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X[j(\omega - k\omega_s)] \quad (5-7)$$

$X(j\omega)$  为  $x(t)$  的频谱,  $X^*(j\omega)$  为  $x^*(t)$  的频谱。通常, 连续函数  $x(t)$  的频带宽度有限, 故  $X(j\omega)$  为一孤立的频谱, 其截止角频率为  $\omega_{\max}$ , 如图 5-4a 所示。采样之后, 离散序列  $x^*(t)$  的频谱是无限多个频谱的周期重复, 其幅值为  $|X(j\omega)|$  的  $1/T$ , 周期为  $\omega_s$ ,  $k=0$  时的主频谱为  $X(j\omega)/T$ 。

根据采样频率的大小,  $X^*(j\omega)$  可能有两种情况: 一种是  $\omega_s \geq 2\omega_{\max}$ , 频谱曲线不会发生重叠, 如图 5-4b 所示。如果以理想的低通滤波器 (图 b 的虚线), 滤掉  $\omega \geq \omega_{\max}$  的全部高频分量, 保留主频谱, 那么  $X(j\omega)$  的原形将被保存下来, 采样信号基本上能够复现  $x(t)$ 。这时, 采样开关相当于一个比例环节, 其传递函数为  $1/T$ 。

另一种是  $\omega_s < 2\omega_{\max}$ , 频谱曲线发生重叠, 如图 5-4c 所示。 $X^*(j\omega)$  的形状遭到歪曲, 即使使用低通滤波器, 采样前后的信号也不会一致。

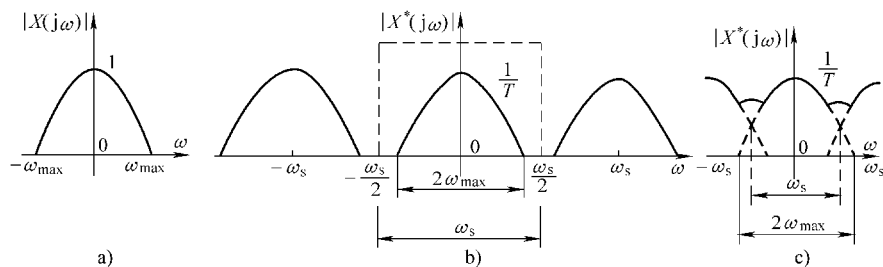


图 5-4 信号采样前后的频谱

a)  $x(t)$  的  $|X(j\omega)|$    b)  $\omega_s \geq 2\omega_{\max}$  时的  $|X^*(j\omega)|$    c)  $\omega_s < 2\omega_{\max}$  时的  $|X^*(j\omega)|$

因此, 为了要使采样信号经过低通滤波器后有可能完全复现原有信号, 采样频率必须大于或者等于原有信号频谱的截止频率的两倍 (实际应用中, 一般总是取  $\omega_s > 2\omega_h$ , 而不取恰好等于  $2\omega_h$  的情况):

$$\omega_s \geq 2\omega_{\max} \quad (5-8)$$

式 (5-8) 又称为香农采样定理。在数字控制系统中, 香农采样定理是必须严格遵守的一条准则。香农采样定理是选择采样周期  $T$  的一个重要依据, 但它只是给出了一个选择采样周期的指导原则, 即它给出的是由采样脉冲序列无畸变地再现原连续信号所允许的最大采样周期。显然, 采样周期选得越短, 控制效果也会越好。但是, 采样周期选得过短, 将增加不必要的计算负担, 造成实现较复杂控制规律的困难。反之, 采样周期选得过长, 受到系统延迟的影响, 降低系统的动态性能, 甚至有可能导致整个控制系统失去稳定。

因此, 信号采样的周期  $T$  是数字控制系统设计中一个关键因素, 要依据实际情况综合考虑, 合理选择。

### 5.1.2 信号复现和零阶保持器

数字控制器一个周期计算一次并输出, 该输出通常保存在 D - A (数字 - 模拟) 转换器中, 然后保持恒定直到下一个周期。采样 (输出到 D - A) 与保持 (在一个周期内保持为常量) 功能在模拟系统中是没有的, 但是存在于所有的数字系统中。

采样后, 在由离散信号向连续信号的转换过程中, 保持器需要解决的问题是: 在  $kT$  与  $(k+1)T$  时刻之间, 即当  $0 < \Delta t < T$  时, 连续信号  $x(kT + \Delta t)$  与  $x(kT)$  的关系如何? 从数学上说, 保持器的任务是解决各采样点之间的插值问题。

实际上, 保持器是具有外推功能的器件。保持器的外推作用, 表现为现在时刻的输出信号取决于过去时刻离散信号的外推。通常, 采用如下多项式外推公式描述保持器:

$$x(kT + \Delta t) = a_0 + a_1 \Delta t + a_2 (\Delta t)^2 + \cdots + a_m (\Delta t)^m \quad (5-9)$$

式中  $\Delta t$ ——以  $kT$  时刻为原点的坐标。

式 (5-9) 表示, 现在时刻的输出  $x(kT + \Delta t)$  取决于  $\Delta t = 0, -T, -2T, \cdots, -mT$  各过去时刻的离散信号  $x^*(kT), x^*[(k-1)T], \cdots, x^*[(n-m)T]$  的  $(m+1)$  个值。外推公式中  $(m+1)$  个待定系数  $a_i (i=0, 1, \cdots, m)$ , 惟一地由过去采样时刻  $(m+1)$  个离散信号值  $x^*[(n-i)T] (i=0, 1, \cdots, m)$  来确定, 故系数  $a_i$  有惟一解。这样的保持器称为  $m$  阶保持器。若取  $m=0$ , 则称为零阶保持器;  $m=1$ , 称为一阶保持器。

由式 (5-9) 可以得到零阶保持器的外推公式为

$$x(kT + \Delta t) = a_0 \quad (5-10)$$

显然,  $\Delta t=0$  时, 上式也成立, 所以有  $a_0 = x(kT)$ , 从而零阶保持器的数学表达式为

$$x(kT + \Delta t) = x(kT) \quad (0 \leq \Delta t < T) \quad (5-11)$$

上式说明, 零阶保持器是一种常值外推的保持器, 它把采样时刻  $kT$  的采样值恒定不变地保持 (外推) 到  $(k+1)T$  时刻, 这样保持器把离散信号恢复成了一个阶梯形的连续信号  $x_h(t)$ , 如图 5-5 所示。 $x_h(t)$  的数学描述可以写成

$$x_h(t) = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT) \{1(t - kT) - 1[t - (k+1)T]\} \quad (5-12)$$

它的拉普拉斯变换为

$$\begin{aligned} X_h(s) &= \sum_{k=0}^{\infty} x(kT) e^{-kTs} \left( \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \right) \\ &= X^*(s) \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \end{aligned} \quad (5-13)$$

由此得到零阶保持器的传递函数为

$$G_h(s) = \frac{X_h(s)}{X^*(s)} = \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \quad (5-14)$$

将  $s = j\omega$  代入式 (5-14), 得到零阶保持器的幅频特性为

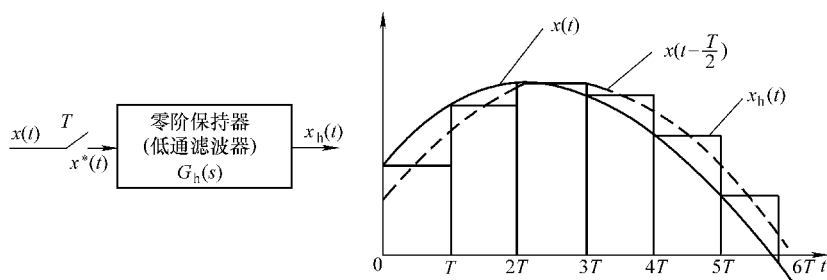


图 5-5 采样和零阶保持前后的信号

$$\begin{aligned}
 G_h(j\omega) &= \frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega} = T \frac{\sin \frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}} e^{-j\frac{\omega T}{2}} \\
 &= \frac{2\pi}{\omega_s} \frac{\sin \frac{\pi\omega}{\omega_s}}{\frac{\pi\omega}{\omega_s}} e^{-j\frac{\pi\omega}{\omega_s}}
 \end{aligned} \quad (5-15)$$

式 (5-15) 的幅频特性曲线如图 5-6 所示, 零阶保持器的幅度随着频率的增高而逐渐减小, 这说明它确实是一个低通滤波器, 具有低通滤波特性, 可以除去离散信号中的高频分量, 而保留其有用的低频成分。但它并不是一个理想的低通滤波器, 有多个截止频率, 高频分量仍然能通过一部分, 从而造成数字控制系统的输出中存在纹波。

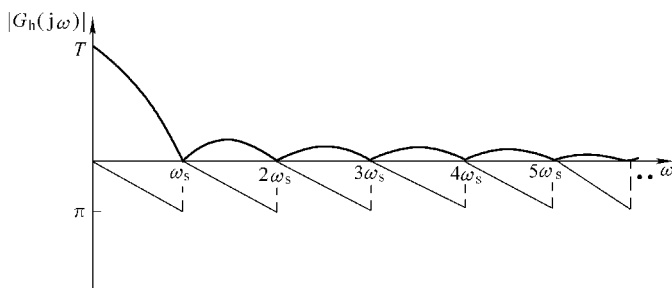


图 5-6 零阶保持器的幅频特性

同时, 信号通过零阶保持器之后, 保持输出恒定的结果是引入了相位滞后。因为输出是从上一次保存时间开始的, 到这个间隔的末尾, 输出滞后了整整一个周期。但是, 在整个间隔内, 从平均意义上来说, 数据滞后了半个周期, 如图 5-5 的虚线所示,  $x_h(t)$  比  $x(t)$  平均滞后了  $T/2$ 。采样周期  $T$  越大, 滞后越大, 相当于引入一个纯滞后环节, 这对闭环系统的稳定性是不利的。

对于一阶保持器, 其外推公式为

$$x(kT + \Delta t) = a_0 + a_1 \Delta t \quad (5-16)$$

将  $\Delta t = 0$  和  $\Delta t = -T$  代入上式, 可得到

$$\begin{aligned} a_0 &= x(kT) \\ a_1 &= \frac{x(kT) - x[(k-1)T]}{T} \end{aligned} \quad (5-17)$$

从而一阶保持器的数学表达式为

$$x(kT + \Delta t) = x(kT) + \frac{x(kT) - x[(k-1)T]}{T} \Delta t \quad (0 \leq \Delta t < T) \quad (5-18)$$

式 (5-18) 表明, 一阶保持器是一种按线性外推得到的保持器, 其输出特性如图 5-7 所示。类似的方法导出一阶保持器的传递函数和幅频特性:

$$G_h(s) = T(1 + Ts) \left( \frac{1 - e^{-Ts}}{Ts} \right)^2 \quad (5-19)$$

$$G_h(j\omega) = T \sqrt{1 + (\omega T)^2} \left( \frac{\sin \frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}} \right)^2 e^{-j(\omega T - \arctan \omega T)} \quad (5-20)$$

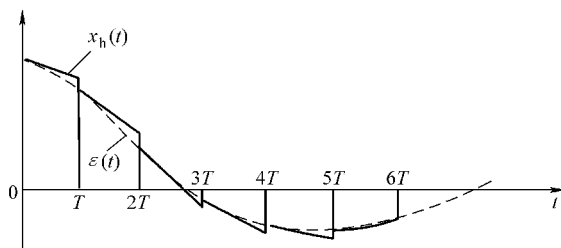


图 5-7 一阶保持器的输出特性

与零阶保持器相比, 一阶保持器复现原信号的准确度较高。对比式 (5-15) 和式 (5-20), 一阶保持器的幅频特性普遍较高, 允许通过的信号高频分量较多, 更容易造成纹波; 此外, 它的相角滞后比零阶保持器大, 对系统的稳定性更加不利。因此, 由于一阶或高阶保持器的原理和实现都比较复杂, 在控制系统中很少采用, 而普遍采用零阶保持器。虽然采用零阶保持器后得到的复现信号与原有信号比较不是毫无畸变的, 只是由于系统中的被控对象一般都具有低通滤波特性, 这种畸变对输出的影响就不会很严重了。

在大多数控制系统中, 零阶保持器可以用  $R-C$  无源网络实现, 一般隐含在  $D-A$  转换器中。因此,  $D-A$  的模型包括两部分: 一个以  $V/bit$  为单位的常数  $K$  和一个零阶保持器  $G_h(s)$ 。 $D-A$  的传递函数为

$$G_{D-A}(s) = KG_h(s) \quad (5-21)$$

为方便分析, 对于零阶保持器的传递函数, 一个非常好的近似为

$$G_h(s) \approx T e^{-Ts/2} \quad (5-22)$$

其频率特性为

$$G_h(j\omega) = T e^{-j\frac{\omega T}{2}} \quad (5-23)$$

对比式 (5-23) 和式 (5-15) 两个表达式, 无论是在准确式 (5-15) 中还是在近似式 (5-23) 中, 都具有相同的相位滞后 ( $-\omega T/2 \text{ rad}$ ), 但增益不同。式 (5-23) 的增益系数恒为 1, 然而式 (5-15) 的增益系数是  $\text{sinc}$  函数, 即  $\sin(\omega T/2)/(\omega T/2)$ , 它在大多数所

关心的频率范围内, 其值接近 1。例如在  $1/4$  采样频率 ( $\omega = 2\pi/4T$ ),  $\text{sync}$  函数的估算值为 0.9, 或者说是  $-1\text{dB}$ , 它是如此接近  $0\text{dB}$ , 以致其差别可被忽略。由于系统的带宽远低于采样频率, 也就是低于采样频率的  $1/10$ , 所以讨论系统在高频的准确增益也就没有什么意义。至于在奈奎斯特频率 ( $1/2$  采样频率), 这是系统可以处理的最高频率,  $\text{sync}$  函数的估算值为 0.637, 或者说  $-4\text{dB}$ , 也是可以忽略的值。因此, 这就是在大多数控制系统中, 采用近似式 (5-23) 已经足够准确的原因。

### 5.1.3 量化误差和极限环

在数字控制系统中, 量化是一个值得注意的实际问题。量化是数字控制系统的一种非线性效应, 它来源于传感器的局限分辨率, 量化过程导致了量化误差和极限环。如果传感器的分辨率足够精细, 量化过程的影响就可以忽略。

#### 1. 量化误差

连续信号  $x(t)$  经过一定位数 A-D 转换器的量化 (不考虑采样过程) 后变成  $x^*(t)$ , 其误差定义为

$$e = x^*(t) - \bar{x}^*(t) \quad (5-24)$$

式中  $x^*(t)$  ——量化前的采样信号;

$\bar{x}^*(t)$  ——量化后的采样信号;

$e$  ——量化误差, 可取  $0 \sim q$  之间的任意值,  $q$  为量化单位。

量化结果  $\bar{x}^*(t)$  有两种处理方式, 即“有舍有入”和“只舍不入”。“只舍不入”是把结果的小于  $q$  的部分置为 0; “有舍有入”类似四舍五入, 把结果小于  $0.5q$  的部分置为 0, 大于等于  $0.5q$  的部分置为 1。可见, 这两种量化特性曲线都为阶梯状, 为非线性特性。

下面对其特性进行分析, 由于  $e$  在  $0 \sim q$  之间机会均等, 因而是在  $[0, q]$  区间上均匀分布的随机变量, 这种随机变量称为量化噪声。因为是随机变量, 因而量化误差或者量化噪声需要用概率论的方法进行分析, 其中主要包括数学期望  $E(e)$  和标准差  $\sigma$  (又称均方差):

$$E(e) = \int_{-\infty}^{\infty} ep(e)de \quad (5-25)$$

$$\sigma = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} [e - E(e)]^2 p(e) de} \quad (5-26)$$

式中  $p(e)$  ——概率密度。

图 5-8 给出了两种量化结果的概率密度, 结合式 (5-25) 和式 (5-26) 可计算出它们的量化特性, 见表 5-1。由表比较可知, 它们的标准差相同, 但“有舍有入”法最大误差小, 且是无偏的。所以绝大部分 A-D 转换器采用的都是“有舍有入”方式。

表 5-1 两种量化过程的误差分析

项 目	“只舍不入”	“有舍有入”
数学期望 (偏差)	$0.5q$	$0.0q$
最大误差	$1.0q$	$0.5q$
标准差	$0.289q$	$0.289q$

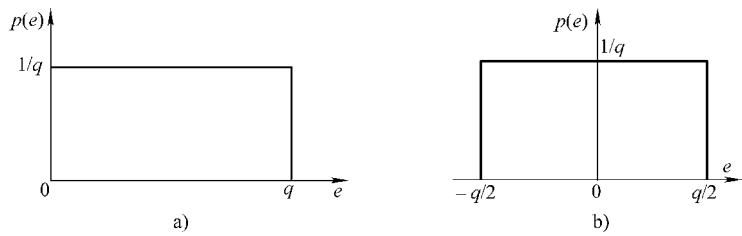


图 5-8 两种量化方法的概率密度  
a) “只舍不入”法 b) “有舍有入”法

为了减小量化误差  $e$ ，应尽量减小量化单位  $q$ 。 $q$  的计算方法为

$$q = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{2^i} = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{m} \tag{5-27}$$

式中  $x_{\max}$ ——模拟信号最大值；  
 $x_{\min}$ ——模拟信号最小值；  
 $i$ ——字长；  
 $m$ ——级数或层数。

由式 (5-27) 可见， $(x_{\max} - x_{\min})$  是一定的， $i$  决定着  $q$ ，如图 5-9 所示。当  $i$  短  $q$  大时，量化过程产生低频大幅度量化噪声；而当  $i$  长  $q$  小时，量化过程产生高频小幅度量化噪声。

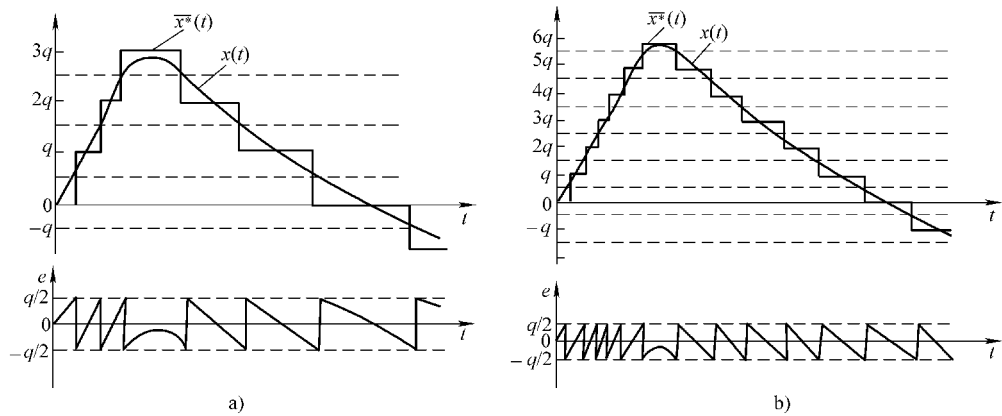


图 5-9 量化噪声曲线  
a)  $i$  短 b)  $i$  长

上述两种情况的量化噪声夹杂在输入信号中进入数字控制器，并随计算程序传递到输出量中，使数字控制系统输出信号中也含有噪声分量，从而导致输出不平滑。通常，系统具有低通滤波特性，可以抑制高频噪声，但较难抑制低频噪声。因此，数字控制器的字长不宜太短，除采用数字滤波器外，A-D 转换器的字长  $i$  要在最大限度上尽可能地选择较大。

2. 极限环

量化的另一种影响称为极限环，它是非线性系统特有的特征。在相平面上，一个极限环



定义为一个独立的闭曲线，如图 5-10 所示。轨线必须是闭合的，而且是独立的。当时间  $t \rightarrow \infty$  时，极限环附近的所有轨线收敛于这个极限环，则称为稳定极限环；当时间  $t \rightarrow \infty$  时，轨线逐渐远离极限环，则称为不稳定极限环；当时间  $t \rightarrow \infty$  时，某些轨线逐渐收敛于极限环，而另一些轨线偏离极限环，则称为半稳定极限环。

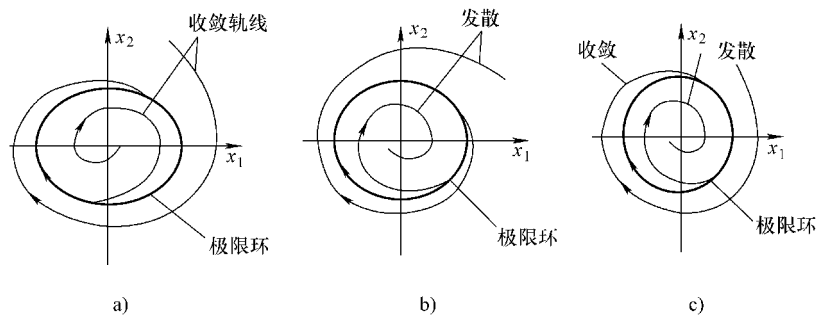


图 5-10 极限环轨迹

a) 稳定极限环 b) 不稳定极限环 c) 半稳定极限环

在数字计算中，极限环是由量化误差引起的低强度振荡。虽然它可以产生持续的振动，振荡频率低，幅值比量化单位  $q$  大许多倍，但它是稳定极限环。有两种方法可以减小极限环的幅值。一种方法是提高运算的分辨率，即选择浮点运算或者增长整型数学运算的字长。另一种方法是引入抖动，即在输入信号上叠加一连续变化的信号。抖动实质是提高了 A-D 转换过程的信噪比，或者说是提高了 A-D 的分辨率，从而大大减小极限环振动的幅值，甚至可以忽略极限环。因此，抖动信号是抑制极限环幅值的关键。然而，实际上抖动信号的选择往往凭借更多的是经验而不是理论，关于抖动信号的具体例子请看第 6 章“传感器技术和检测数据处理”6.4.1 节“过采样和 A-D 分辨率”中所述。

### 5.1.4 系统中的延迟

数字系统最多有三种延迟：采样/保持延迟、计算延迟和速度估计延迟。

采样/保持延迟是由于存储数据而产生的。在采样的开始，数据是新的，但是在采样周期内都是老数据。由上面保持一节分析得到，在整个采样周期  $T$  内，采样/保持延迟的时间是数据的平均使用时间，即  $0.5T$ 。

计算延迟是由于执行控制律需要时间而产生的。与模拟控制系统不同，数字控制系统在采样后需要一定的时间计算控制律输出。计算延迟不会导致增益的衰减，但是延迟时间可能是从采样周期的一小部分到整个周期，它是由控制律的复杂度和编程技巧决定的。当控制律确定后，编程技巧变得尤为重要。

速度估计延迟是由于位置估计速度产生的，只有依赖于位置传感器的控制系统才会有这种延迟。控制系统通常把速度表示成两个最临近的位置的差分，这种估计产生了与采样/保持等效的额外相位滞后，因此数据的平均使用时间是  $0.5T$ ，这个延迟与采样/保持产生的延迟时间是一样的。当然，速度估计延迟是可以通过采用其他的速度估计方法来减小的。

因此，由数字控制产生的总延迟是三种延迟之和，见表 5-2。采样相位滞后在控制回路的总相位滞后中占主导地位，从而可能导致延迟对数字控制系统的影响比较大，响应能力不

及相对应的模拟控制系统。当缩短采样周期，使采样相位滞后在控制回路的总相位滞后中不占主导地位，这时，数字控制系统的优点就会突现出来。

表 5-2 延迟源

延迟源	一般系统	基于位置的系统
采样/保持延迟	$0.5T$	$0.5T$
计算延迟	$0.1T \sim 0.9T$	$0.1T \sim 0.9T$
速度估计延迟	——	$0.5T$
总延迟	$0.6T \sim 1.4T$	$1.1T \sim 1.9T$

有经验的工程师也会将计算延迟与采样周期一起考虑。在输入信号经过采样后，为了获得最后新的输出，通常需要执行许多计算，执行计算所花的时间通常要超出采样周期的一半。由于回路中的延迟降低了系统的稳定性，自然期望能通过重新设计控制算法来减小这种延迟，考虑以下算法形式：

$$C_N = KR_N + \text{历史数据} \tag{5-28}$$

式中  $C_N$ ——当前输出；

$R_N$ ——当前输入；

历史数据——以前的输入与输出的组合。

一般而言，控制算法都可以写成式（5-28）的形式，其优点是这种形式可以把读取  $R_N$  与输出  $C_N$  之间的计算次数减少到一次加法与一次乘法。每个周期内的处理步骤如下：

- ① 读取  $R_N$ ；
- ② 计算  $C_N = KR_N + \text{历史数据}$ ；
- ③ 输出  $C_N$ ；
- ④ 计算下一个周期的历史数据。

计算延迟以前几乎从未讨论过，这也许是由于它不符合数字控制中无所不在的  $z$  变换分析法的缘故。令人遗憾的是这种延迟可能比较大，然而式（5-28）的应用又常被忽略，所以计算延迟在很多控制系统中限制着系统的性能。

5.1.5  $z$  变换及离散化方法

之前，我们研究了数字控制系统的采样和保持，那么再加上系统对象部分的传递函数，是否可以像连续系统那样用传递函数法来分析采样离散控制系统呢？回答是否定的，因为在采样系统的拉普拉斯变换式（5-3）中存在着  $s$  的超越函数  $e^{Ts}$ ，这将使利用拉普拉斯反变换求解时域问题时变得十分麻烦。为了便于计算，就需要用  $z$  变换。

引进另一个复变量  $z$ ，定义为

$$z = e^{Ts} \tag{5-29}$$

或者

$$s = \frac{1}{T} \ln z \tag{5-30}$$

则式（5-3）可以改写成

$$Z[x^*(t)] = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT)z^{-k} = X(z) \tag{5-31}$$

式(5-31)就是 $x^*(t)$ 的 $z$ 变换。其中字母 $Z$ 表示取 $z$ 变换,而字母 $z$ 时表示复变量。由此可见, $z$ 变换是拉普拉斯变换的一种变形,因为 $z$ 变换是针对采样时刻信息的,所以 $x^*(t)$ 的 $z$ 变换就是 $x(kT)$ , $k=0、1、2、\cdots$ 时的 $z$ 变换。通常把采样周期 $T$ 当做一个单位,即 $T=1$ ,于是记 $x(kT)$ 为 $x(k)$ 。这样采样序列的 $z$ 变换可以定义为

$$X(z) = Z[x^*(t)] = Z[x(k)] = \sum_{k=0}^{\infty} x(k)z^{-k} \quad (5-32)$$

将式(5-32)与式(5-2)相比可以看出,在采样序列 $z$ 变换的级数形式中, $x(k)$ 表示脉冲序列的幅值,而 $z^{-k}$ 则表示相应的幅值延迟了 $k$ 个采样周期或者叫 $k$ 拍。显然, $z^{-k}$ 是单位脉冲 $\delta(t-kT)$ 的 $z$ 变换,即有

$$Z[\delta(t-kT)] = z^{-k} \quad (5-33)$$

或者

$$Z[\delta(t)] = 1 \quad (5-34)$$

因此,对一个连续信号 $x(t)$ 取 $z$ 变换,只表示对这个函数在各个采样时刻 $0、T、2T、\cdots$ 的离散信号 $x^*(t)$ 取 $z$ 变换。同样,如果求 $X(z)$ 的反变换,得到的将是 $x^*(t)$ ,而不是 $x(t)$ :

$$x^*(t) = x(k) = Z^{-1}[X(z)] \quad (5-35)$$

由此可见, $z$ 变换与 $s$ 变换相比,在定义、性质和计算方法等方面,虽然有许多相似的地方,但是 $z$ 变换也有其特殊规律。

### 1. $z$ 变换的多解性

$z$ 变换与采样序列 $x^*(t)$ 相对应,与原连续信号 $x(t)$ 并非一一对应;与此类似,所求出的 $z$ 反变换也不可能是唯一的。于是,对于连续时间函数而言, $z$ 变换和 $z$ 反变换都不是惟一的,如图5-11所示,连续信号 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 的采样序列相同,即 $x_1^*(t) = x_2^*(t)$ ,则它们的 $z$ 变换也是相等的,然而 $x_1(t) \neq x_2(t)$ 。因此,这种按式(5-29)标准变换,从 $s$ 域到 $z$ 域的多值对应关系很可能导致频率混叠现象,这是它的缺点。

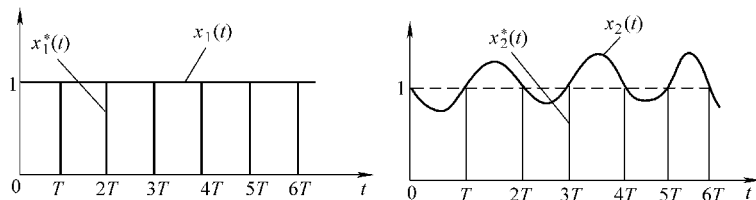


图5-11 具有相同 $z$ 变换的两个连续时间函数

### 2. $z$ 变换的收敛性

对式(5-32)展开为

$$X(z) = x(0) + x(1)z^{-1} + x(2)z^{-2} + \cdots \quad (5-36)$$

它是复变量 $z^{-1}$ 的一个幂级数,只有当其收敛时,即

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \sum_{k=0}^n x(k)z^{-k} \quad (5-37)$$

存在,则 $z$ 变换才存在。通常,大多数工程问题中的 $z$ 变换都是存在的,因此对 $z$ 变换的收敛区间不再特别指出。

实际上, 式 (5-2) 按式 (5-29) 的  $z$  变换方法, 又称为脉冲响应不变法。响应不变法的基本思想是依据系统的外特性, 使离散时间系统在典型激励信号的作用下, 其响应序列与连续时间系统在对输入下响应的采样值相等, 即  $y(kT) = y^*(t)$  且  $t = kT$  ( $k = 0, 1, 2, \dots$ )。依据典型输入的不同, 可分为脉冲响应不变法 (即上面所述的  $z$  变换法)、阶跃响应不变法和斜坡响应不变法等。在各种响应不变法中, 重点考虑的是系统外特性的相似性, 离散化均采用  $z$  变换, 因此  $s$  域与  $z$  域有对应的稳定性关系。其中, 脉冲响应不变法广泛地应用在各种数字系统的直接设计中。阶跃响应不变法保证了连续与离散的阶跃响应相同, 由它得到的数字滤波器就是假定这些滤波器对阶跃指令具有与它们相对应的模拟滤波器相同的响应而得到的。由于  $z$  变换不易求取, 斜坡响应不变法很少应用。

在响应不变法中, 从  $s$  域到  $z$  域的多值对应关系会导致频率混叠现象, 为了克服这一缺点, 双线性变换法是一种性能较好的可选方法, 它可使  $s$  域与  $z$  域保持单值映射关系, 从而有效地克服了  $z$  变换中由于多值映射带来的频谱混叠问题, 其典型应用在无限冲激响应 (IIR) 数字滤波器的设计中。双线性变换法可按式 (5-29) 用两个  $s$  域的线性函数的比值来逼近  $z$ 。从  $z$  的定义开始:

$$z = e^{Ts} = \frac{e^{\frac{T_s}{2}}}{e^{-\frac{T_s}{2}}} \quad (5-38)$$

$e^{Ts}$  的泰勒级数为

$$z = e^{Ts} = 1 + sT + \frac{(sT)^2}{2!} + \frac{(sT)^3}{3!} + \dots \quad (5-39)$$

用泰勒级数的前两项代入式 (5-38), 得到

$$z \approx \frac{1 + sT/2}{1 - sT/2} \quad (5-40)$$

对式 (5-40) 变换得到

$$s \approx \frac{2}{T} \left( \frac{z-1}{z+1} \right) \quad (5-41)$$

式 (5-41) 能用来获得逼近任一  $s$  域函数的  $z$  域传递函数, 并且不会产生频率混叠。式中左边把  $s$  带换成  $j\omega$  就是  $G(s)$  的频率特性; 右边把  $z$  代换成  $e^{j\omega T}$  就是  $H(z)$  的频率特性。这两个频率特性函数相近但不相等。假设  $G(j\omega)$  在  $\omega_A$  和  $H(e^{j\omega T})$  在  $\omega_D$  时, 频率特性值相等, 即:

$$G(j\omega_A) = H(e^{j\omega_D T}) \quad (5-42)$$

代入式 (5-41) 有

$$j\omega_A = \frac{2}{T} \cdot \frac{e^{j\omega_D T} - 1}{e^{j\omega_D T} + 1} = \frac{2}{T} \cdot \frac{e^{j\omega_D T/2} - e^{-j\omega_D T/2}}{e^{j\omega_D T/2} + e^{-j\omega_D T/2}} = \frac{2}{T} \cdot \frac{2j\sin(\omega_D T/2)}{2\cos(\omega_D T/2)} = j \frac{2}{T} \tan \frac{\omega_D T}{2} \quad (5-43)$$

最后得到

$$\omega_A = \frac{2}{T} \tan \frac{\omega_D T}{2} \quad (5-44)$$

分析式 (5-44), 正切函数把  $s$  平面压缩在  $s_1$  平面中的  $-j\pi/T \leq j\omega \leq j\pi/T$  水平条带内, 即图 5-4 中主频谱范围, 则  $s_1$  平面与  $z$  平面建立的映射关系, 即式 (5-41) 必然是一一对应关系, 且不发生混叠。双线性变换法正是源于复频域中的二次映射的方法有效地解决了  $z$

变换带来的多值映射问题。

由式(5-44)发现,双线性变换后,频率特性相等的点上频率 $\omega_A$ 和 $\omega_D$ 并不相等( $\omega=0$ 除外)。对于数字滤波器设计来说,如果单纯地做双线性变换,则所得的数字滤波器的频率特性将发生畸变,甚至连截止频率都相差甚远。图5-12以一个低通滤波器为例表示这种非线性频率畸变。

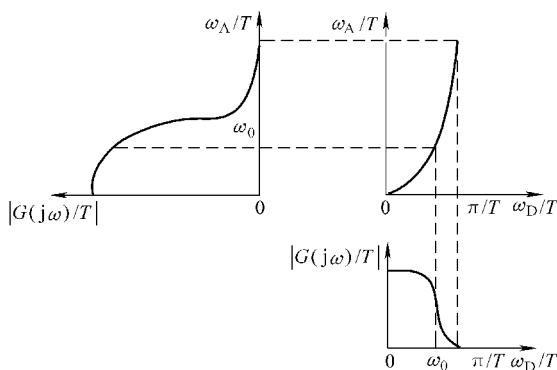


图5-12 双线性变换的非线性频率畸变

图5-12中左上部是模拟滤波器的频率特性,右下部是数字滤波器的频率特性,

在频率轴方向被非线性地压缩了,与模拟滤波器差别较大。其实,脉冲响应不变法并没有这种频率特性的非线性畸变,如果不发生频谱混叠,则得到的数字滤波器与模拟滤波器的频率特性基本相同。在这一点上,脉冲响应不变法反而优于双线性变换法。

为了使数字滤波器的幅频特性在截止频率 $\omega_0$ 上与已知的模拟滤波器相同,需要对双线性变换进行修正。修正后双线性变换的好处是可以用来确保相位与增益在某一频率处有等效性。这在特定频率期望严格等效的场合下(例如陷波滤波器)是非常有用的。按式(5-44),式(5-41)可修改为

$$s \approx \frac{\omega_0}{\tan(\omega_0 T/2)} \left( \frac{z-1}{z+1} \right) \quad (5-45)$$

式中  $\omega_0$ ——期望严格等效的频率。

参照式(5-43)推导过程,式(5-45)逆推得到

$$\begin{aligned} s &= j\omega_0 \frac{e^{j\omega_0 T/2} + e^{-j\omega_0 T/2}}{e^{j\omega_0 T/2} - e^{-j\omega_0 T/2}} \left( \frac{z-1}{z+1} \right) \\ &= j\omega_0 \frac{e^{j\omega_0 T/2} + e^{-j\omega_0 T/2}}{e^{j\omega_0 T/2} - e^{-j\omega_0 T/2}} \left( \frac{e^{j\omega T} - 1}{e^{j\omega T} + 1} \right) \\ &= j\omega_0 \frac{e^{j\omega_0 T/2} + e^{-j\omega_0 T/2}}{e^{j\omega_0 T/2} - e^{-j\omega_0 T/2}} \left( \frac{e^{j\omega T/2} - e^{-j\omega T/2}}{e^{j\omega T/2} + e^{-j\omega T/2}} \right) \end{aligned} \quad (5-46)$$

因此,当 $\omega = \omega_0$ 时,因数相对消,只剩下 $s$ 的确切值: $s = j\omega_0$ ,这意味着当传递函数在期望弯曲频率处估算时,这种近似是严格准确的。

最后,本节还需要再提到一种变换方法,即差分变换方法。它源自数值积分思想,按后差方式和前差方式, $s$ 与 $z$ 的关系式分别为

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T} \quad (5-47)$$

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{Tz^{-1}} \quad (5-48)$$

前差变换法,由于式(5-48)不能保证变换前后有对应的稳定性关系,在数字系统中很少采用;而后差变换法,因为式(5-47)变换简单,且当 $T$ 很小时,性能也较好,因此常用在对已有模拟系统的离散化实现中,具体内容请参看第8章“控制器”8.2“PID控制

器实现”所述内容。

综上所述,  $z$  变换方法的实质是传递函数由  $s$  域到  $z$  域的等效。“等效”是指在时域特性、频率特性和稳态增益等方面的相近。不同离散方法所具有的特性不同, 并且接近程度也不一致。因此, 必须要了解不同方法的特点, 并且确定出哪种特性是最重要的, 以此来选择合适的  $z$  变换方法。

## 5.2 数字控制器研究方法

图 5-2 原理结构框图可以用图 5-13 结构框图抽象表示。图中 A-D 转换器抽象为采样开关  $T$  (第一个开关), D-A 转换器抽象为开关  $T$  (第二个开关) 和零阶保持器  $G_h(s)$ , 微处理(控制)芯片中的控制器抽象为  $G_c(z)$ , 连续模拟控制对象抽象为  $G_p(s)$ 。

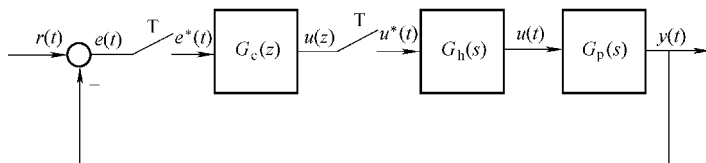


图 5-13 数字控制系统结构框图

根据对数字控制器  $G_c$  传递函数理解的不同, 在数字系统设计中, 也相应地存在着模拟化研究和数字化研究两种不同的分析和设计方法。本书如果无特殊说明, 所述的研究方法都是指模拟化研究。

### 5.2.1 模拟化研究方法概述

模拟化研究方法, 又称为间接设计法, 是将  $G_c$  用连续控制器来代替, 使得整个系统可以用连续的设计方法来确定模拟控制器  $G_p(s)$ , 再将其离散化, 以便使微处理器实现数值运算。由于连续系统的校正设计早已为工程人员所熟悉, 因而这种方法被广泛采用。

模拟化设计过程如图 5-14 所示。在  $e(t)$  到  $u(t)$  的信号流中, 模拟系统由采样传递函数  $G_s(s)$ , 控制器传递函数  $D(s)$  和保持传递函数  $G_h(s)$  组成。式 (5-7) 阐明了  $G_s(s) = 1/T$ , 式 (5-22) 表明  $G_h(s) = Te^{-Ts/2}$ 。设计的重点是根据系统的性能要求, 对连续被控对象  $G_p(s)$  进行校正, 确定出  $D(s)$ 。最后, 对模拟控制器  $D(s)$  进行离散化, 得到  $G_c(z) = Z[D(s)]$ 。

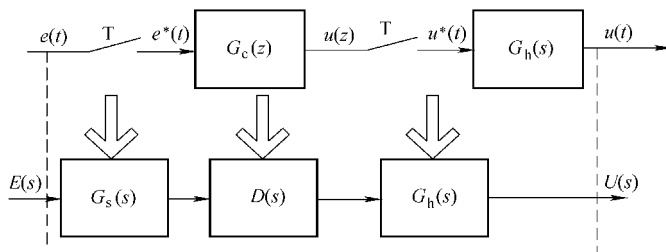


图 5-14 模拟化设计结构框图



通常为了方便设计,保持器的延迟时间  $e^{-Ts/2}$  可以简化为一阶惯性环节,积分常数即是延迟时间,则  $G_h(s) = T/(Ts/2 + 1)$ 。如果把数字系统的总延迟时间考虑在内,  $G_h(s)$  可近似为  $T/(aTs + 1)$ ,  $a$  的取值范围为  $1.1 \sim 2$ 。

### 5.2.2 数字化研究方法概述

数字化研究方法,又称直接设计法,是将零阶保持器和被控对象所构成的连续部分首先离散化,然后与  $G_c(z)$  串联在一起,把整个系统当做完全的离散系统来设计。这种方法比较直观,设计更为准确,可以实现比较复杂的控制律,因此更具有一般性。

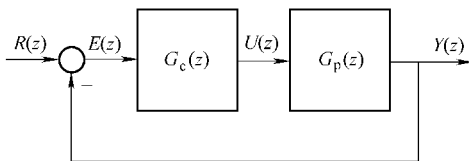


图 5-15 数字化设计结构框图

数字化设计过程如图 5-15 所示。图中  $G_p(z)$  由下式得:

$$G_p(z) = Z[G_h(s)G_p(s)] = Z\left[\frac{1 - e^{-Ts}}{s}G_p(s)\right] \quad (5-49)$$

经整理得到

$$G_p(z) = (1 - z^{-1})Z\left[\frac{G_p(s)}{s}\right] \quad (5-50)$$

设计的重点可以按照最少拍无差控制系统的性能要求,校正被控对象  $G_p(z)$ , 确定出  $G_c(z)$ 。最少拍无差控制系统的定义是在典型的控制输入信号作用下,能在最少几个采样周期内达到稳态无差的系统。其闭环  $z$  传递函数应该具有如下形式:

$$\Phi(z) = \frac{G_c(z)G_p(z)}{1 + G_c(z)G_p(z)} = m_1z^{-1} + m_2z^{-2} + \cdots + m_nz^{-n} \quad (5-51)$$

上式表明,闭环系统的脉冲响应在  $n$  个采样周期后变为零,即系统在  $n$  拍后到达稳定。

对于控制系统而言,当然响应快一些更好,最少拍系统似乎很理想。但是实际的  $z$  传递函数与理论总是有差别的。这种按某种典型输入设计得最少拍系统,适应性较差,更不能忍受的是,在非采样时刻一般均存在纹波,从而增加系统的机械磨损,故上述最少拍系统的设计方法只有理论意义,控制工程上很少真正采用。

## 5.3 微处理器选择

我们再回到图 5-2,数字控制系统的核心器件当然是微处理(控制)芯片,选择何种处理器是一项具有挑战性的任务。设计者必须直接或者间接地从厂商的产品中选择当前的一种处理器产品,以满足所有应用要求,并且这种处理器具有进一步改型的升级路径。处理器还必须具有资源执行控制算法,并具有足够的裕度允许执行更高水平的逻辑运算。在项目研究过程中,或者产品及改型升级产品的有效使用期的任何时间内,更换处理器都是非常困难的。

因此,控制系统设计者首先必须准确地对产品的处理需求进行估计,然后使处理器性能与应用要求相匹配。

### 5.3.1 选择处理器的基本原则

作为伺服控制系统用单片微处理器,下面几项功能很重要,并且是选择微处理器的基本



原则:

① 处理器要有足够的能力执行必要的控制律, 并有足够的空余时间与资源来执行其他算法;

② 处理器要有清晰的升级途径;

③ 生产厂商要有新处理器兼容旧处理器的后向兼容历史;

④ 对于团队自身, 处理器语言的编程复杂性要容易接受;

⑤ 处理器厂商要提供高级语言支持和工程需要的开发工具。

原则一是选择处理器的第一步, 也是最关键一步。在估计运行控制算法的处理资源时, 要考虑执行控制算法所花的时间通常会有某些变动, 例如系统由速度控制改变成位置控制。设计者必须确认处理实时算法的时间绝对不能超过采样时间, 运行时间超过采样间隔的结果是严重的, 在最坏情况下, 它可能产生灾难性的故障。

除了控制律, 大多数产品还需要其他算法, 那么该处理器必须在执行控制律时给其他处理留有足够的空余时间。在许多系统中, 控制算法可以要求占用总计算时间的一半以上, 这意味着为改善系统性能而提高采样频率可能会显著地增加系统执行其他算法的公用时间。

编程的难易具有主观性特征, 它与编程工具、处理器结构和编程团队的经验有关。选择得到广泛应用系列的芯片会得到更好的支持, 因为生产厂商从广大市场收益, 从而有能力去开发编程工具、计划升级以及考虑向后兼容等事情。

选择处理器是一项将在多年内影响产品开发的工作, 因此必须确认所做的选择是合理的。

### 5.3.2 伺服控制系统要求的处理器性能

伺服控制系统中使用的处理器, 除了进行运算处理的 CPU 外, 还要构成控制系统不可缺少的外围电路, 外围功能的电路必须配置 ROM、RAM、定时器、计数器、A-D 转换器、I/O 接口、通信接口以及中断控制器等, 最重要的外围功能是有能够产生各种 PWM 输出波形的定时功能, 有根据编码器的两相脉冲信号测量转子的转速和位置的计数功能。

作为实例, 如图 5-16 所示, 用 PWM 逆变器对交流永磁同步电动机进行矢量控制时, 需要采用高性能微处理器。控制这种逆变器的微处理器的能力决定了电动机控制系统的性能。微处理器把速度传感器测出的脉冲信号转换成数字量的转速信号, 把电流传感器送来的模拟信号在极短的时间内转换为数字量的电流信号, 根据外部的指令进行转速和电流的反馈控制。其结果是把计算出的三相交流电压变换为对应的 PWM 信号, 并把 PWM 信号输出给逆变器。

在决定 CPU 运算处理能力的关键要素中, 指令的执行时间是最重要的。具有精简指令集计算机 (Reduced Instruction Set Computer, RISC) 模式的指令体系, 对于基本指令大多可以一条指令一个周期执行完成。如果主频再提高, 那么 CPU 的性能就会有飞速的提高。此外, CPU 的乘法功能也是非常重要的。

外围电路功能的完备对于单片微处理器是重要的要素。一般情况是, 内置存储器 (ROM、RAM) 的存取速度比外部存储器 (ROM、RAM) 的存取速度要快, 所以与控制算法相关的程序, 应该尽可能地存放在内置存储器中, 另外, 也必须保证足够大的存储容量。应该重视 A-D 转换器的性能, 如果希望控制周期缩短, 则 A-D 转换器转换时间的长短不

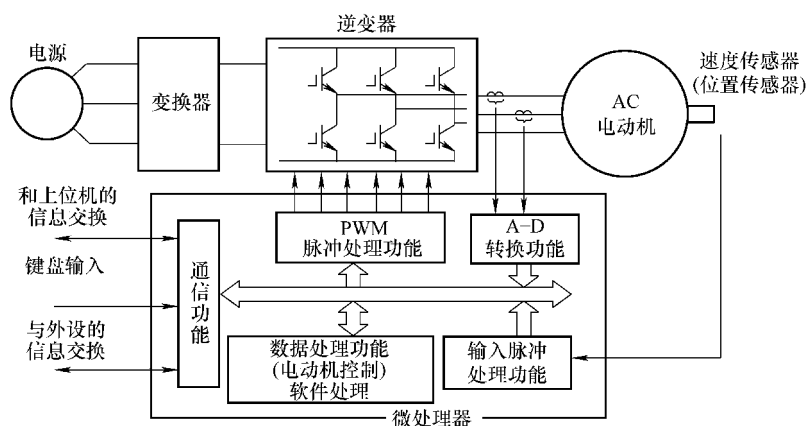


图 5-16 采用微处理器的电动机控制系统的基本结构

容忽视。设置防止上下桥臂短路的死区时间，要由 PWM 信号输出功能自动地插入延时时间。

目前，能够全部完成图 5-16 处理功能的单片微处理器不占少数，选择一款最合适的微处理器显得尤为重要。

### 5.3.3 数字信号处理器 (DSP)

DSP 一经问世，首先从机床和工业机器人中的伺服电动机控制等所谓高端的电动机控制领域开始了数字化控制进程。其后，随着 DSP 的价格降低，数字电动机控制技术已经普及到通用的伺服电动机和通用的变流装置等低成本的产品中。在 21 世纪的今天，可以说，在一定等级以上的高性能电动机控制中，都采用了 DSP。

#### 1. 电动机控制用 DSP

电动机控制领域，高性能化和节能化的要求逐渐地在提高，应用于这种领域称为单片 DSP 电动机控制器的 DSP 芯片已被研究开发出来。TI 公司的 TMS 320 24x/240x 系列芯片就是这样的器件。在最高端的 40MIPS (MIPS 为百万条指令/s) 定点处理能力的 DSP 内核中，程序存储器 (ROM)、数据存储器 (RAM)、PWM 输出电路、A-D 转换器、转速编码器接口、串行通信接口和通用 I/O 接口等单元都集成在单硅片内，以同样的成本替换以前的单片机，可以极大地提高电动机控制性能。

该系列中性能最强的 TMS 320 LF 2407 的结构框图如图 5-17 所示。该系列的电动机控制用外围电路中，核心单元是称为事件管理器 (EV) 的模块。这种 EV 模块包含 2 个 16 位定时器、5 个比较单元、死区时间单元、PWM 输出控制单元以及 3 个跟踪捕获单元。根据这些单元的功能，可以产生三相逆变器用的 6 路 PWM 输出信号。它有对称型、非对称型以及空间矢量型三种 PWM 输出可供选择，在 PWM 信号中，可以插入时间可调的死区时间。根据软件和外部信号可以控制输出有效/无效 (高阻态)，因此该系列芯片的外围电路可以实现完整的 PWM 输出信号。另外，该外围电路还备有 2 个 16 位 PWM 输出 (共计 8 个)。逆变器侧以外的功率因数改善电路 (PAM 用) 的晶体管开关也可以并入芯片中。跟踪捕获单元是安装在电动机轴上的编码器的接口电路，它具有把相位差为  $90^\circ$  的 A 相和 B 相脉冲信

号变换为 4 倍的脉冲信号和方向判别信号的变换电路，它可以选择基于检测编码器脉冲数的位置信号作为反馈信号或选择基于检测编码器脉冲频率的速度信号作为反馈信号。并且，根据反馈的脉冲信号，可以由事件管理器（EV）模块产生与 PWM 载波信号同步的时间信号，作为 A - D 转换器的同步变换信号。

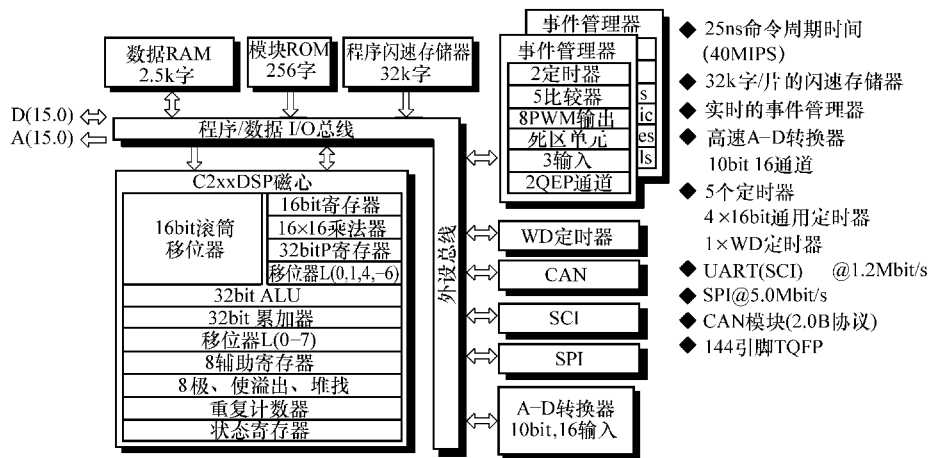


图 5-17 TMS 320LF 2407 结构框图

表 5-3 给出了这一系列芯片的一览表。表中的产品标记 F 或 LF 的芯片表示内置 FLASH，标记 C 或 LC 的芯片表示内置掩模 ROM。

表 5-3 TMS 320 C24x/LC240x 一览

项目	LF2407	LF2406	LF2402	LC2406	LC2404	LC2402	F240	C240	F241	C242	F243
MIPS	40	40	40	40	40	40	20	20	20	20	20
RAM 容量/k 字	2.5	2.5	0.544	2.5	1.5	0.544	0.544	0.544	0.544	0.544	0.544
闪存存储器容量/k 字	32	32	8	—	—	—	16	—	8	—	8
ROM 容量/k 字	—	—	—	32	16	4	—	16	—	4	—
Boot ROM 容量/字	256	256	256	—	—	—	—	—	—	—	—
定时器数	4	4	2	4	4	2	3	3	2	2	2
CMP/PWM 数	10/16	10/16	5/8	10/16	10/16	5/8	9/12	9/12	5/8	5/8	5/8
CAP/QEP 数	6/4	6/4	3/2	6/4	6/4	3/2	4/2	4/2	3/2	3/2	3/2
ADC 位数/bit	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
通道数	16	16	8	16	16	8	16	16	8	8	8
转换时间/ns	500	500	500	500	500	500	6.6	6.6	850	850	850
SPI	有	有	—	有	有	—	有	有	有	—	有
SCI	有	有	有	有	有	有	有	有	有	有	有
CAN	有	有	—	有	—	—	—	—	有	—	有
数字 I/O 数	41	41	21	41	41	21	28	28	26	26	32
电源电压/V	3.3	3.3	3.3	3.3	3.3	3.3	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0
接口数	144	100	64	100	100	64	132	132	68	68	144

该系列的 LF2407、LF2406、LC2406 和 LC2404 型芯片，具有两组 EV 单元，可以同时控制两台电动机。这种 EV 单元在多台直流电动机和多台 SR 电动机的驱动控制中也能够使用。A-D 转换器分辨率为 10bit，模拟信号输入通道最多可达 16 路，最高转换速度可达  $0.5\mu\text{s}$ 。此外，该型芯片还具有模拟输入通道切换和连续 A-D 转换的自动时序控制功能，具有看门狗定时器、通用 I/O 端口、2 类串型通信端口以及 CAN 接口等。

## 2. 新一代电动机控制用 DSP

DSP 已经被广泛地应用，如图 5-18 所示，但是在越来越高性能的电动机控制领域，即使是现在的 DSP 家族产品，功能上与人们的预期也存在很大的差距，工程师们期望着有更高性能的 DSP 出现。

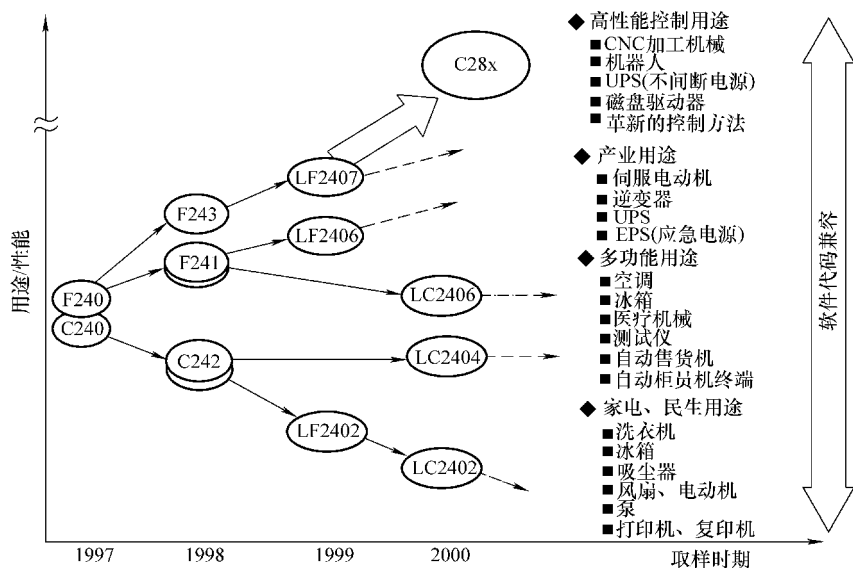


图 5-18 电动机控制中 DSP 应用趋向

2001 年，32 位 TMS 320 C28x DSP 问世了，从此开始了 DSP 发展的新阶段，它与 C24x/LC 24x 系列保持向后兼容性。C28x 内核特有部分结构如图 5-19 所示。它具有以下特点：

- ① 能够处理复杂算法的高速运算能力，达到 400MIPS；
- ②  $32 \times 32 = 32$  (1 机器周期)/64 (2 机器周期)；
- ③ 可实现 32 位精度以上的高精度运算，即 32 位定点/浮点 DSP；
- ④ 具有应对实时控制要求的高速抢占响应功能，抢占响应时间为 20 ~ 40ns；
- ⑤ 工业界最高效率的 C 语言代码；
- ⑥ 方便的实时监控跟踪通道，具有 20Mbit/s 以上的数据读取和实时校验功能等。

## 3. 开发环境

德州仪器 (TI) 公司提供多种开发工具。代码开发平台 CCS (Code Composer Studio) 是一种功能强大的 DSP 集成开发工具，它可以连续进行从代码开发到程序调试等工作，可以用 C 语言编程，反汇编，用多窗口实时显示寄存器、存储器和变量，用图形表示基于探针/指针变量的文件 I/O，能够定制基于 C 语言风格的脚本语言。并且，DSP 本体内置所谓 JTAG (联合测试工作组，并且可能通过 JTAG 仿真接口与 DSP 进行连接，在 DSP 本地上随时进行仿真和调试) 的仿真器和接口，可以在本体上随时进行仿真和调试。图 5-20 是它的操作画面和代码编辑编译器。

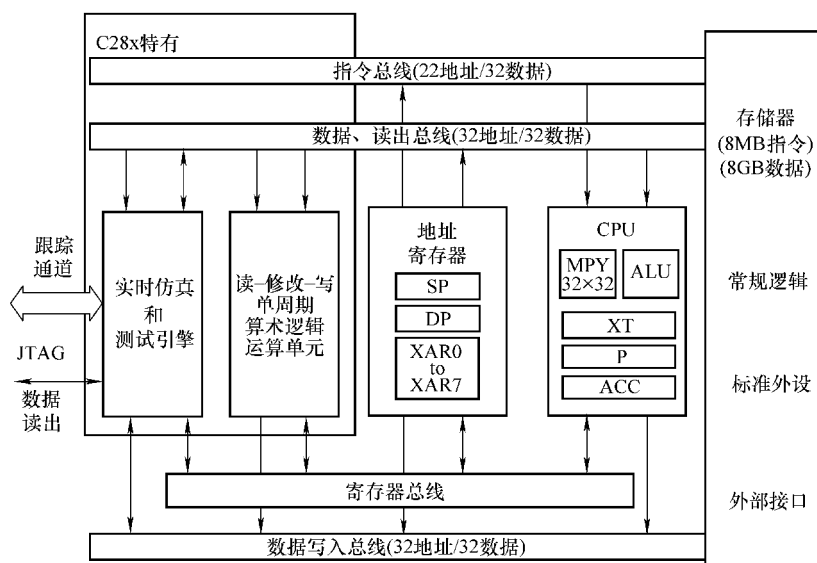


图 5-19 TMS 320 C28X 内核

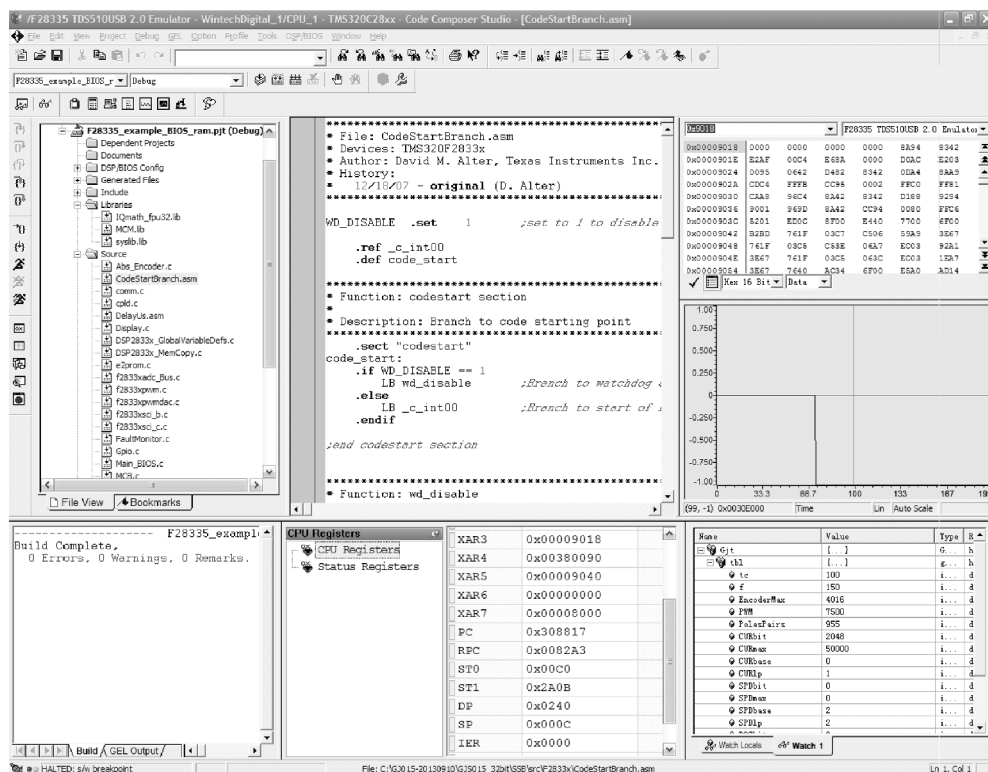


图 5-20 CCS 操作画面和代码编辑编译器

同时，CCS 是 TI 的实时 eXpressDSP 软件技术和开发工具策略的一部分，eXpressDSP 技术对设计过程中快速起步及节省宝贵时间非常有帮助，并且使开发者能够充分利用 TMS320 系列 DSP 潜能。eXpressDSP 软件和扩展工具如图 5-21 所示，它主要包括：

- ① DSP/BIOS 内核，具有可扩展性，是实时软件的基础；

- ② TMS320 系列 DSP 算法标准，使应用程序具有互操作性和可再使用标准；
- ③ 设计就绪代码，eXpressDsp 参考框架可以快速开始 DSP 设计，为许多应用提供参考。

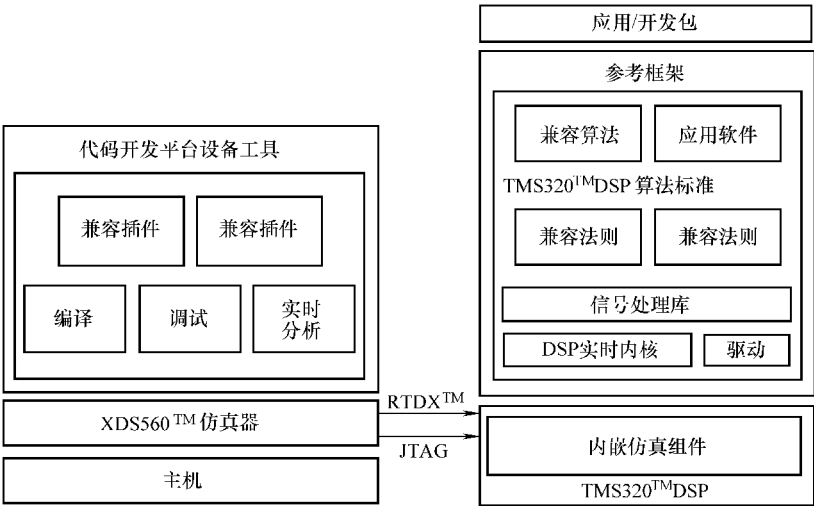


图 5-21 eXpressDSP 软件和扩展工具

5.4 系统中的混合地设计

数字控制系统总是会需要混合设备，如 A - D 转换器和 D - A 转换器，它们与 DSP 连接，出现了数字地和模拟地两个零等电位。如何将这两个地有效地连接在一起，如何对数字控制系统中的混合地进行设计一直成为人们备受关注的问题之一。可以这样认为，一个良好的混合地设计通常是数字控制系统成功实现的必要环节之一。

混合地设计通常的方法如图 5-22 所示。它把印制电路板（PCB）的地分成模拟地 AGND 和数字地 DGND，用最短的铜线将混合设备的 AGND 引脚和 DGND 引脚接在一起，这一点星形接地系统把分开的地信号统一起来。

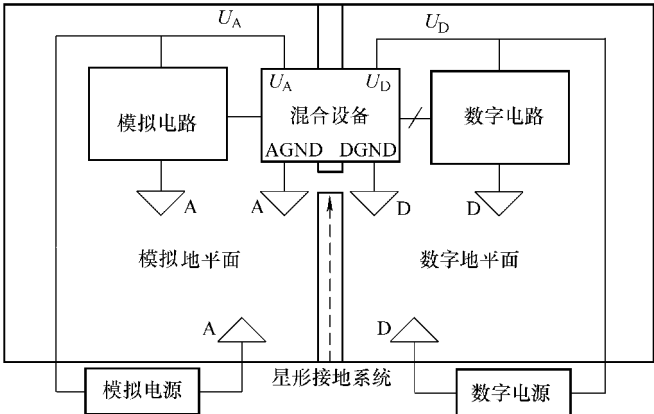


图 5-22 单混合器件的地设计原理



这种方法一般用在单板 PCB 和适合单个 A-D 器件或者 D-A 器件设计中。对于有多个 PCB 的系统显然不是最佳的。这是因为在不同 PCB 中有多个 A-D 器件或者 D-A 器件，或者同一个 PCB 中有多个 A-D 器件或者 D-A 器件，按照图 5-22 的所示方法，就会有多个连接点，如图 5-23 所示，这些点很有可能对地形成地回路，而不再是单点接地。

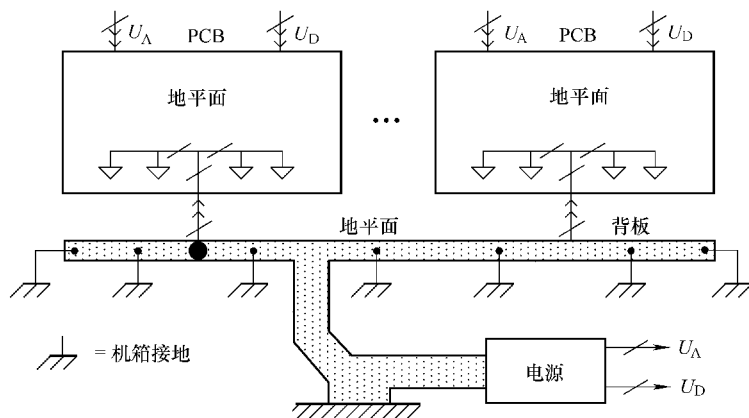


图 5-23 多点接地的结果

为了解决上述问题，采用图 5-24 所示的方法设计，该方法适合的混合设备需要低电流特性。

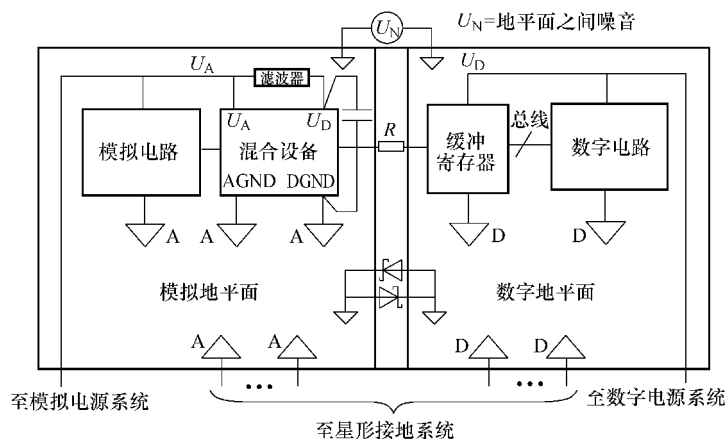


图 5-24 低电流特性的多混合器件的地设计原理

由于混合器件是低电流，模拟地受到数字电流的影响是微小的，可以把混合设备看作是一个模拟元件设计，它的 DGND 引脚引入模拟地。这种情况，数字电源是不会直接连到模拟电源上的， $U_D$  需要通过耦合电容，直接引入数字地，同时在与  $U_A$  之间需要串联滤波器。

放置一个缓冲寄存器的目的是隔离混合设备的输出，使得数据总线不受其噪声干扰。在混合设备输出和缓冲寄存器之间串入电阻  $R$ ，以降低瞬态电流对数字转换的影响。

模拟地与数字地之间由于存在噪声会有一定的微小电压差  $U_N$ ，通常这个电压差是不会造成危害的，除非超过了一定值，这个电压差通常都非常小，大约有几百毫伏，准确值能够从器件手册中查到。为了避免这种情况发生，两者之间用一对反并联的肖特基二极管连接在



一起,肖特基二极管的作用是削弱两者之间的这个压差。

最后,把模拟地 AGND 和数字地 DGND 连接到星形接地系统,如图 5-25 所示。图中多个模拟地 A 和多个数字地 D 分别接到模拟地层和数字地层,两个地层最终再汇聚到一点,即星形连接系统,为了尽可能地降低电阻和电感特性,这个汇聚点通常由母线排,或者是宽的铜线构成。最终,仅有这个星形地与电源构成回路。

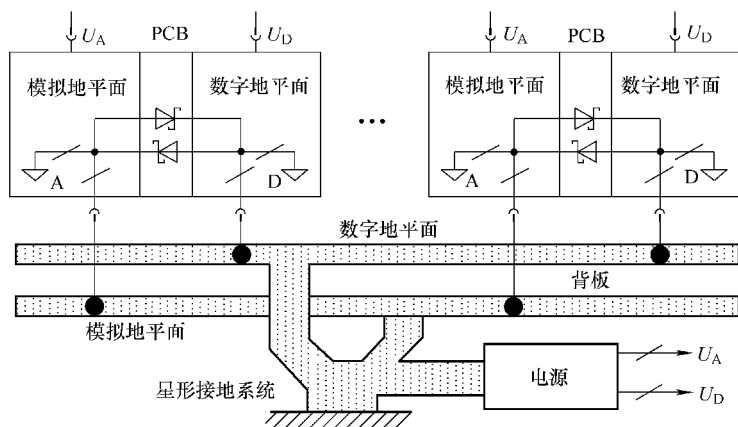


图 5-25 混合地的星形接地系统原理结构

对于另外一些混合设备,例如  $\Sigma - \Delta$  型的 A-D 器件,或者 DSP 内部 A-D 设备,通常具有较大电流的特性,因此会带来更大的噪声,如果仍是按照图 5-24 设计,由于  $U_D$  与模拟地 A 之间的电容不能选用超大容值进行耦合,数字电流会流向模拟地,影响转换。

出于这种情况下,数字电流流入模拟地带来的影响是很难预计得到的,建议采用图 5-26 所示的方法设计具有大电流特性的混合器件的多板系统。

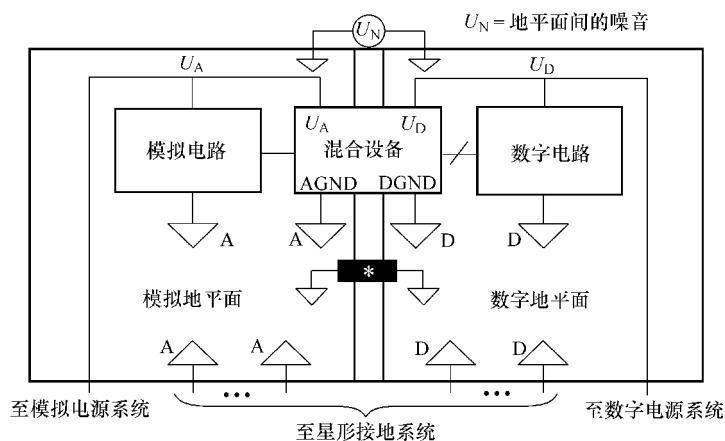


图 5-26 大电流特性的多混合器件的地设计原理

它的设计原理类似于图 5-22,混合器件的 AGND 引脚引入模拟地,而 DGND 引脚引入数字地。这样,数字部分与模拟部分互不影响,因而得到了很好的隔离。两者之间的噪声只产生在器件引脚 AGND 与 DGND 之间,因此在模拟地与数字地之间可以用反并联的肖特基二极管,或者是磁珠将其连接在一起。需要注意的是,磁珠的使用会受到应用系统的限制,它通常不适合出现在高分辨率系统中。

# 第 6 章 传感器技术和检测数据处理

伺服控制系统包括电流反馈、转速反馈和位置反馈。本章讲述了检测这些信号的传感器原理和使用方法。由传感器得到的数据通常是不能够直接用于计算的，需要做一定的处理。检测数据处理过程包含两个部分，即数据采样和数据工程量转换。对于传感器是模拟量输出的，大多数是用 A-D 完成数据采样，出于对分辨率和 A-D 价格的考虑，在数据采样过程中有可能会使用过采样技术；数据工程量转换，即把采样后的数据转换成对应的工程量单位的标幺值，使之便于参与控制律计算。

## 6.1 电流传感器

检测电动机绕组中流过的电流大小的方法有：通过检测电流所产生的磁场强度的方法和通过检测串联在电流回路中分流电阻所产生的电压降的方法。

### 6.1.1 利用霍尔元件检测

第一种检测方法如图 6-1 所示，是利用霍尔元件检测电流。霍尔元件检测原理是在被切去一部分的铁心上绕上导线，然后在铁心的切口处放置霍尔元件，通过检测霍尔元件的输出电压来检测电流。在 PWM 逆变驱动电路模式下，如果把电动机定子绕组相端子的导线绕在缺口铁心上，变化的相电流改变了磁场强度，从而使霍尔元件输出电压发生变化，这个微小的变化通过差分运放及驱动补偿后，输出电压或者电流的检测信号。这种直放式霍尔电流传感器性能稳定，可靠性高，且电路简单，但是带宽较窄，适合于测量直流到数千赫电流。

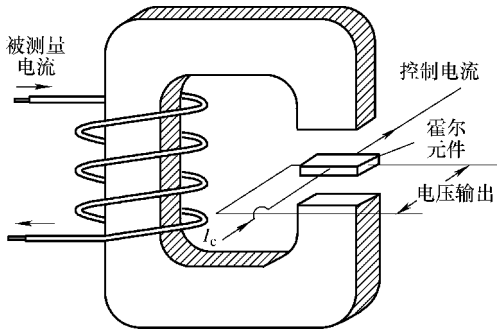


图 6-1 霍尔元件的电流检测原理

磁平衡式霍尔电流传感器是在前述原理的基础上，加上了磁平衡原理。即在磁环上增加补偿线圈  $N_2$ ，一次电流所产生的磁场作用于霍尔元件，输出电压信号经过功率放大器输出补偿电流，补偿电流作为负反馈流入二次补偿线圈。二次补偿线圈产生的磁场与一次电流产生的磁场相反，因而补偿了一次磁场，使霍尔输出逐渐减小，当一次和二次磁场相等时，补偿电流不再增大，这就是磁平衡检测的原理，如图 6-2 所示。

图 6-2 主要由磁电转换部分、放大部分及驱动补偿线路部分组成。其瞬态工作过程如下：当  $I_0$  通过磁环，霍尔元件检测出  $N_1 I_0$  所产生的磁场信号，经功率放大器 A 输出  $U_0$ ，并提供反馈电流  $I$ 。由于  $N_2$  为补偿线圈， $I$  流过线圈时不会发生突变，而是逐渐上升。 $N_2 I$  所产生的磁场补偿了  $N_1 I_0$  所产生的磁场，使霍尔元件输出降低，同时减慢  $I$  上升。当  $N_2 I = N_1 I_0$  时，磁场为零，霍尔元件输出为零。由于线圈的缘故， $I$  还会再上升，这样  $N_2 I > N_1 I_0$ ，



输出侧中串联分流电阻，通过检测分流电阻上的电压降来检测电流的方法。如图 6-4 所示，在 PWM 方式的逆变驱动电路模式下，如果把分流电阻串联到电动机的主电路中检测电流，由于 PWM 的上桥臂 a 导通和下桥臂 b 导通，电流按虚线所指从开关 a 流经分流电阻  $R_s$ 、电动机定子绕组、开关 b，返回到地。 $R_s$  两端会产生 0 ~ 300V 的瞬间变化（AC220V 电源的场合），在这样具有强电的电路检测中，是不能用简单的放大电路来检测电阻两端电压的，一般常用的方法是利用隔离放大器来实现这种检测。

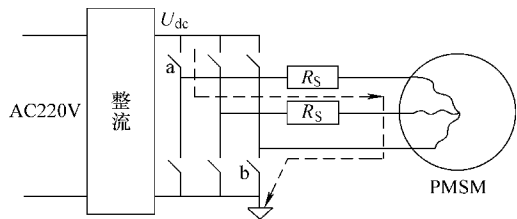


图 6-4 分流电阻检测原理

图 6-5 是安捷伦公司的一款集成隔离放大器（HCPL - 7840）的检测电路。通过分流电阻  $R_s$  取其两端的电压输入 HCPL - 7840 的引脚 2、引脚 3，经过隔离调制后输出差分电压信号，通过运算放大器可实现差分放大，最后接入 A - D 模块。 $R_1$  和  $C_1$  组成低通滤波器对检测信号进行适当滤波。HCPL - 7840 的供电电源要分清楚：引脚 4 是强电侧（一次侧）基准电位，引脚 1 需要以这个电位为基准的 5V 电压；引脚 5 是弱电侧（二次侧）基准电位，与其对应的引脚 8 也需要 5V 电压。

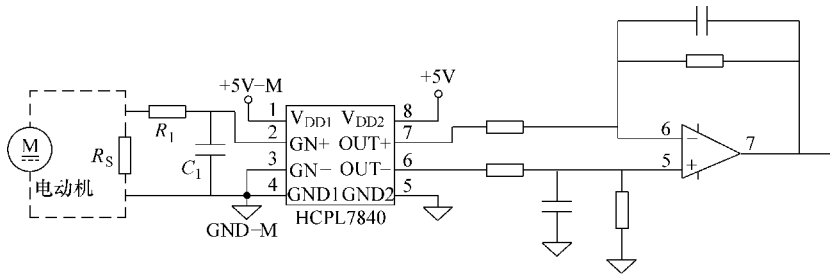


图 6-5 HCPL - 7840 隔离放大器电流采样电路

HCPL - 7840 包含有一个  $\Sigma - \Delta$  型的 A - D 转换器，同时还匹配有一个 D - A 转换器，其工作原理如图 6-6 所示。输入直流信号经过  $\Sigma - \Delta$  调制器送至编码器进行量化、编码，再在时钟信号控制下驱动发光二极管发光。由于电流强度不同，发光强度也不同，在解调端有一个光电管可检测出这一变化，并将接收到的光信号转换成电信号，然后送解码器和 D - A 转换器还原成模拟信号，经滤波后输出。干扰信号因电流微弱而不足以驱动发光二极管发光，因此在解调端没有对应的电信号输出。所以在输出端得到的只是放大了的有效直流信号。

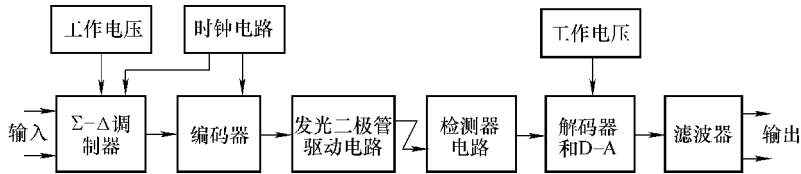


图 6-6 HCPL - 7840 隔离原理框图

另一种隔离采样电路仅采用 HCPL - 7840 工作原理前部分隔离功能，而检测器电路直接通过 A - D 转换器送出。这种隔离型 A - D 转换器能直接将模拟信号转化为数字量输出，作为 DSP 的数字信号输入。它具有波形稳定、输入数字量偏差小以及数据准确度较高等优点。图 6-7 是采用该工作原理的一种较为典型的电流检测电路。图中，HCPL - 7860/0872 是一组用于隔离 ADC 转换的 IC，其中 HCPL - 7860 为隔离调制部分，HCPL - 0872 为数字接口部分，它们共同组成一套隔离可编程双芯片 A - D 转换器。HCPL - 7860 将输入的低带宽模拟电压信号转化为高速串行数据流，HCPL - 0872 将其转化为 15 位的字输出，输出支持同步串行接口协议，可与带有 SPI 接口的微处理器直接连接。

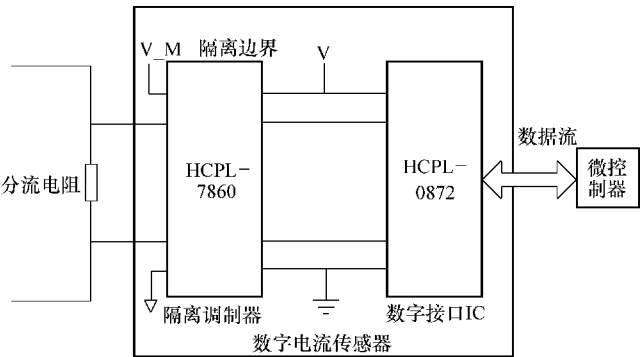
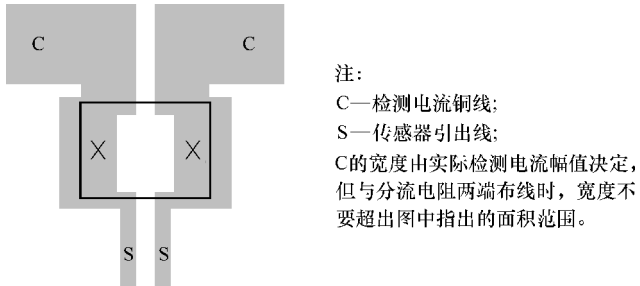


图 6-7 隔离型 A - D 转换器电流采样电路

采用图 6-5 和图 6-7 这两种电路进行电流检测时，分流电阻的阻值通常会因为功耗的原因，而选取得很小，通常在十几毫欧以内，甚至更低，检测出的电压也同时相应降低到很低。因此，必须注意分流电阻的精度选择和布线问题，因为对具有低阻值的分流电阻来说，一个很微小的变化就会引起较大的测量误差。

影响阻值准确度的客观因素主要有材料特性、器件规格和生产工艺等方面。要选择具有低温度系数、低热电动势且长期稳定性的阻值材料，例如锰镍铜合金（Manganin）。同时，尽可能选择低热内阻、四端子电路设计的电阻器。在低阻值电阻器的情况下，不能忽略端子及引线的影响，必须直接连接电阻材料两端的附加端子来进行电压检测。

在设计印制电路板时，对分流电阻两端引出的信号线布线要缜密地考虑，如图 6-8 所示。引向放大器的两条 S 线围成的区域越小越好，尽量或者最好在 PCB 的不同层面之间平行布线，这样 S 和电阻器就不会构成环状的天线结构，从而避免了因电流通过产生的磁场和外围磁场而形成的感应电压。



注：  
C—检测电流铜线；  
S—传感器引出线；  
C 的宽度由实际检测电流幅值决定，  
但与分流电阻两端布线时，宽度不要超出图中指出的面积范围。

图 6-8 印制电路板表贴分流电阻器推荐布线

## 6.2 速度传感器

最典型的速度传感器是测速发电机。图 6-9 所示是无刷测速发电机的结构，无刷测速发电机的结构与交流伺服电动机相同，转子侧相当于磁铁。有 4 个检测绕组，分别检测相位相差  $90^\circ$  电角度的感应电压。因为这个感应电压本身是交流梯形波，所以可以用简单的位置传感器 E 检测磁极的位置，依次控制电子模拟开关 a、b、c、d，模拟开关交替切换梯形波的平滑区间，将其送至运算放大器，最后输出为一正比于转速的直流信号。若电动机反向旋转，各相绕组交流反电动势反相，输出的信号极性变为负。

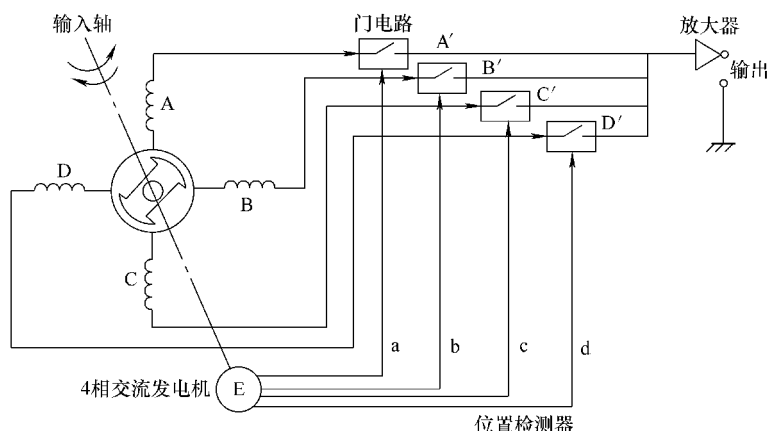


图 6-9 无刷测速发电机的结构

由于无刷测速发电机的相绕组电感存在固定的滞后因素，通常在采样通道串有大阻值电阻（如  $100\text{k}\Omega$ ），以降低回路时间常数，提高其动态响应性能。这种无刷测速发电机和有刷直流测速发电机相比，除了消除由电刷带来的诸多问题之外，一个明显的优点是在零速附近不存在有刷发电机的不灵敏区。

如今，在电动机控制系统中，几乎看不到使用测速发电机的情况，都使用了位置传感器检测速度，降低了成本和体积小型化。如果就性能而言，测速发电机仍然是最好的速度传感器，特别在低速区域。因为测速发电机是模拟信号输出，从理论上讲，它的检测分辨率是无限大的，所以是其他速度传感器无法达到的，这也是控制上的重要因素。因此，在一些高端伺服系统应用中，尤其在速度很低时，还是能看到测速发电机的，例如控制雷达盘或者望远镜。

## 6.3 位置传感器

在工业应用中，大多数伺服控制系统采用位置传感器作为仅有的运动传感器，兼做速度传感器。位置传感器通常不是编码器，就是旋转变压器带一个 R-D 变换器。在这两种情况下，系统只能以特定的分辨率感知传感器的位置。伴随着电子技术的发展，编码器越来越倾向于高性能化，而在抗恶劣环境和高可靠性应用场合，旋转变压器具有优势。



### 6.3.1 光电式增量型编码器

编码器分为光电式和电磁式，后者的分辨率和准确度远不如前者，所以现在大部分场合还是采用光电式编码器。光电式旋转编码器的基本结构如图 6-10 所示，由以下四个部分组成：光源、转盘、固定孔和受光器件。转盘又称为动光栅，固定孔又称为定光栅或是遮光板。使用 LED（发光二极管）作为光源，光线通过转盘狭缝和固定狭缝，被光电管接收，转换为电信号，然后经过比较器把电信号进行整形，变为数字信号输出。

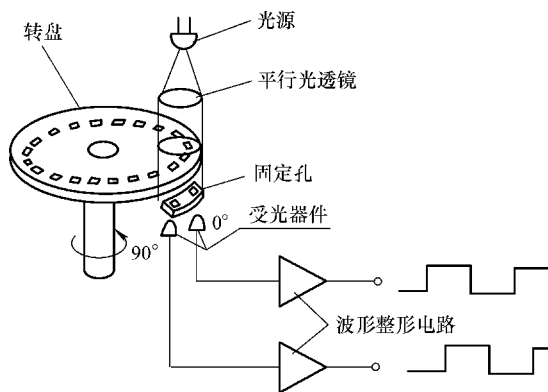


图 6-10 光电式旋转编码器的基本结构

光电式编码输出的响应频率取决于受光器件、电子处理电路的响应速度。编码器的分辨能力是以编码器轴转动一周所产生的输出信号，也就是用脉冲数/转（ppr）表示的，并以此定义为编码器的分辨率，因此光栅盘上的槽或窗口数目就等于编码器的分辨率。通常受光器件和电子处理电路的响应速度是不会限制编码器的输出响应频率的，因此光电编码器可满足大多数伺服应用的要求，反馈速度快，输出可以看做理想的传感器。这样一来，编码器的分辨率决定了最高转速。

编码器转盘狭缝和固定狭缝一般是在玻璃片上刻制而成。在玻璃片的表面上，蒸附着一层金属铬，然后利用光刻技术按等距加工制成。狭缝宽度限制了编码器的分辨率，编码器分辨率越高，所需的狭缝宽度越小，甚至小到无法加工的程度，同时，狭缝非常细，也限制了 LED 的透光量，所以这种结构的编码器很难提高分辨率。在工业电气传动中，根据不同的应用对象，可选择分辨率为 500 ~ 5000ppr 的光电式增量型编码器。在国内，交流伺服控制系统中常选用分辨率为 2500ppr 的增量型编码器。

光电式增量型编码器的特点是每产生一个输出脉冲信号就对应一个增量位移角，但不能通过输出脉冲区别是哪一个增量位移角，即无法区别是在哪个位置上的增量，编码器能产生与轴角位移增量等值的电脉冲。这种编码器的作用是提供一种对连续轴角位移量离散化或增量化以及角位移变化（角速度）的传感方法。

在交流伺服电动机中使用的增量型编码器的输出信号有 6 路，即 A、B、Z 相和 U、V、W 相，且每路差分输出，如图 6-11 所示。编码器接口电路采用一种称为正交解码的技术，基于 A、B 相信号来实现。通常，遮光板上所刻制的两条缝隙 A 和 B 使输出信号的电角度相差 90°，即所谓两路输出信号正交。由于正交的缘故，可以通过 A 与 B 之间相位超前或滞后电角度来判定电动机转动的方向。同时，在增量型编码器中还有用作参考零位的标志脉冲或指示脉冲 Z，圆盘每转动一周，只发出一个标志脉冲。因此，在转动圆盘和遮光板相同半径的对应位置上刻有一道透光缝隙。标志脉冲通常与数据通道有着特定的关系，用来指示机械位置或对累积量清零。

U、V、W 相用来检测交流伺服电动机的磁极位置。它们的相位相差 120°电角度。如果电动机的磁极数为  $2p$ （ $p$  为极对数），则分辨率为  $p$  脉冲/转。通常，伺服系统根据这个信号



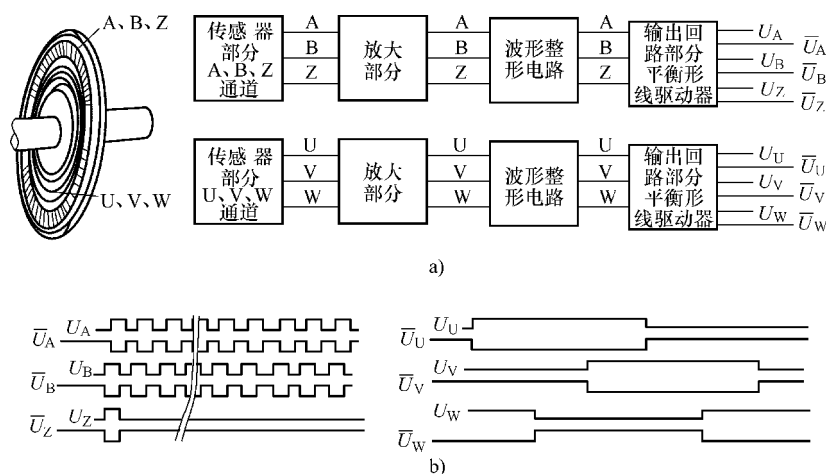


图 6-11 光电式增量型编码器的组成与输出信号波形

来检测出磁极的初始位置，把磁极所在区间的中间位置作为矢量控制的初始位置角。因此，这个初始位置角总是存在一定的误差，误差范围在  $-60/p \sim 60/p$  电角度之间。不必担心初始角的检测误差，它不会影响电动机稳定启动时对初始角检测的要求。而且通常当永磁体磁极转动遇到 Z 相脉冲后，会根据 Z 信号作为零位置重新标定转子位置，此后转子位置的准确度由编码器 A、B 正交后产生的 4 倍分辨率决定。

### 6.3.2 光电式绝对型编码器

如果接通电源后不进行回归原点的操作，增量型编码器就不能检测到绝对的位置。与之相反，绝对型编码器是一种能够输出绝对位置的传感器，它主要应用于机器人等领域。

绝对型编码器的基本结构如图 6-12 所示，转盘狭缝做成多个位道，一般是将  $n$  位 (bit) 分辨率的绝对型编码器做成  $n$  个位道。这种位道的模式对应  $n$  位格雷码，在接收体上沿半径方向配置  $n$  个光电接收器件 (光电管)，利用这些光电接收器件检测各个位道的信号，经过波形整形后，输出  $n$  位的绝对位置信号。

本方式的绝对型编码器中，固定盘上对应的每个位道只有 1 条狭缝，并且它的宽度由最窄位道的模式所决定，因此狭缝非常细。其结果是严重限制了 LED 的透光量，所以很难提高分辨率 (增加 bit 数)。另外，为了正确输出各位道的信号，调整工作也是很复杂的。因此，在技术上绝对型编码器要比增量型编码器复杂得多。

针对这种情况，近年来加强了研究工作，从整形前的类似正弦波信号入手，采用内插方法以提高分辨率，现在已经开发出具有 17 位的高分辨率、直径为 35mm 的绝对型编码器，如日本多摩川 TS5668N20 型 17 位绝对型智能编码器。由于采用了内插方法，码盘的位道格式不再是格雷码，码盘的物理刻线如图 6-13 所示，编码器内配有内插电路，1 圈 1 个正弦或余弦信号 16 细分以索引 1 圈 16 个周期的信号，1 圈 16 个周期的信号 16 细分得到 256 个位置以索引 1 圈 256 个周期的信号，1 圈 256 个周期的信号 512 细分得到 131072 个位置。

将类似正弦波信号的波形在单个狭缝中进行插值，从而获得了非常高的分辨率。狭缝宽度和标准编码器所用的狭缝宽度只要接近即可，不再单纯依靠减小狭缝的间距。图 6-14 是基于相位检测的内插分割电路，虽然电路较为复杂，但能够比较容易地实现 10 位以上的分

割。这里  $\sin \omega t$  和  $\cos \omega t$  是由该分割电路产生的信号，如果对于编码器的模拟信号  $\sin \theta$  和  $\cos \theta$  分别乘以  $\sin \omega t$  和  $\cos \omega t$ ，则得到

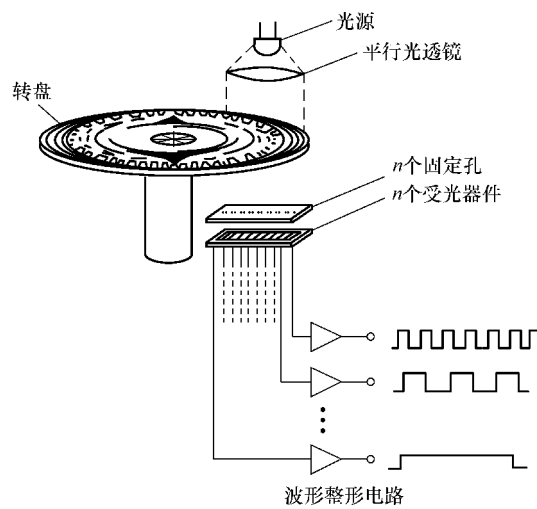


图 6-12 光电式绝对型编码器基本结构

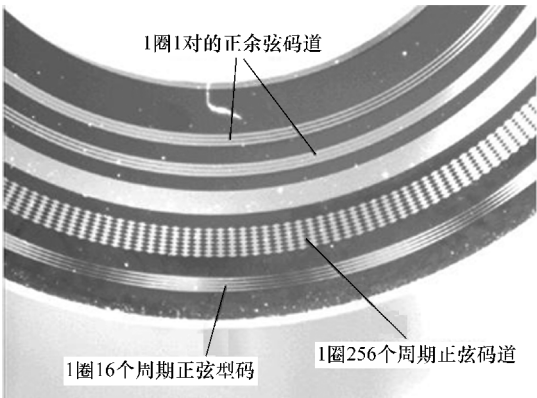


图 6-13 新型绝对型码盘

$$\sin \theta \cos \omega t + \cos \theta \sin \omega t = \sin(\omega t + \theta) \tag{6-1}$$

将这个信号波形整形，并检测出与  $\sin \omega t$  的相位差，则可以得到  $\theta$ 。很多例子表明，用上述的方法提高编码器的分辨率，就能够提高伺服系统的性能。

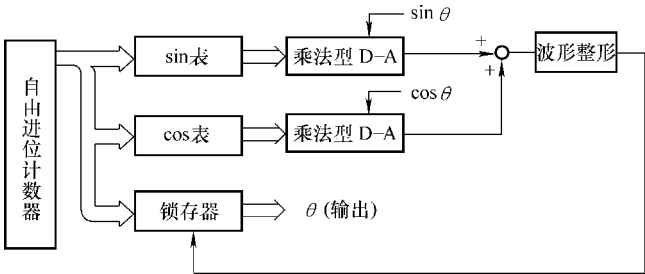


图 6-14 基于相位检测的内插分割电路

$\theta$  通常是多位的二进制数据，如果以普通方式输出，电缆的芯数增多，处理起来很麻烦。所以编码器采用串行传送方式居多。目前的情况是，不同厂商的串行数据的各格式尚未被统一起来，因此必须采用能够与编码器相适应的接收电路。国内使用比较多的编码器主要有 Tamagawa（多摩川）和 Heidenhain（海德汉）产品。图 6-15 是多摩川 TS5668N20 型 17 位绝对型智能编码器的接口电路示意图。多摩川公司自身提供对应编码器的 AU5561 解码芯片，用户可以利用解码芯片将串行数据硬件解码后通过数据总线直接与微处理器连接，根据微处理器，总线宽度可以选择 16 位或者 32 位模式。

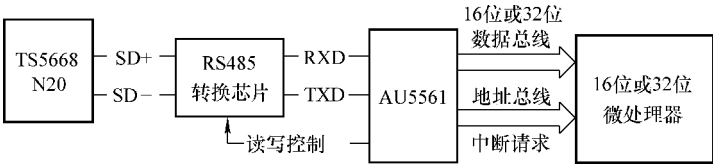


图 6-15 采用解码芯片的硬件接口示意图

TS5668N20 的通信协议是开放的，可以查阅多摩川产品手册。如果微处理器有串行口通信功能，可以直接利用其串行控制接口（SCI）来实现与编码器间的通信，中间经过 RS485 转换芯片实现差分式输入输出，接口电路如图 6-16 所示。从图中可以看出，编码器数据由微处理器软件实现，省去了昂贵的专用解码芯片处理编码器数据的接收，这样使得系统结构更加紧凑。TMS320F2812 的 SCI 是通用异步串行接口，具有硬件校验和数据帧校验能力，可以工作在全双工、半双工等多种模式下，通信波特率可以通过程序设定，具有 16 级发送和接收先进先出（FIFO），这样一次可以完整接收编码器发送的数据。

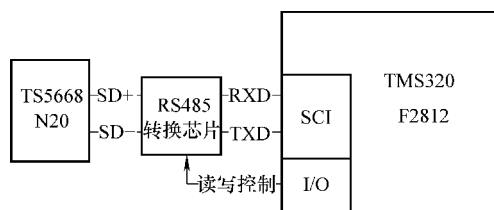


图 6-16 采用 SCI 通信的软件实现示意图

### 6.3.3 旋转变压器与 R-D 变换器

旋转变压器也常用于位置传感器，其结构如图 6-17 所示，它由定子铁心与绕组，转子铁心与绕组及转子输出变压器组成。定子铁心上的两相绕组  $S_1 - S_3$  和  $S_2 - S_4$  轴线在空间上正交，并且相差  $90^\circ$ ；转子铁心上绕有两相正交绕组，其中一相短接，为了把转子绕组的信号无接触地取出来，故把转子输出变压器的一次绕组接到转子绕组的输出端，这样就取代了传统的集电环和电刷。转子输出变压器二次绕组端为  $R_1 - R_2$ 。

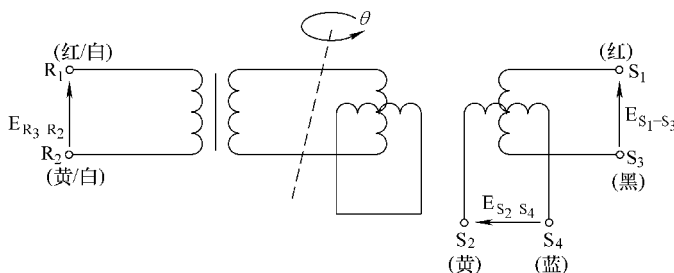


图 6-17 旋转变压器结构示意图

这种旋转变压器有两种结构：一种是两相励磁一相输出的结构，另一种是一相励磁两相输出的结构。前者结构是在定子绕组  $S_1 - S_3$  和  $S_2 - S_4$  分别施加励磁信号  $\sin \omega t$  和  $\cos \omega t$ ，如果旋转变压器的转子位置由基准位置转过了  $\theta$  角，则转子的输出为  $\sin \theta \cos \omega t$  与  $\cos \theta \sin \omega t$  相加的信号，这个信号也可以表示为  $\sin (\omega t + \theta)$ ，与励磁信号相比，它只是滞后了相位角  $\theta$ ，设法将这个信号加以处理并提取出来，就可以得到旋转变压器的转子位置信息，也就是可以得到伺服电动机转子磁极位置信息。实际上，励磁信号与旋转变压器输出信号之间的相位差即需要求出的旋转位置，这种检测方式又称为相位检测方式。后者结构是在  $R_1 - R_2$  端施加励磁信号  $\sin \omega t$ ，转子位置由基准位置转过了  $\theta$  角，则在  $S_1 - S_3$  和  $S_2 - S_4$  分别输出  $\sin \theta \sin \omega t$  和  $\cos \theta \sin \omega t$  两路信号，设法从这两路信号中除去励磁分量，就能得到  $\sin \theta$  和  $\cos \theta$  信号，最后求出旋转位置。这种检测方式称为跟踪方式。

无论采用哪种结构，励磁信号使用的频率  $\omega$  一般在  $1 \sim 10\text{kHz}$  范围内，这个频率在旋转编码器的规格书中都有注明，使用的频率最好不要与注明的频率相差过大。励磁频率对旋转

变压器处理电路的响应速度影响很大,如果采用旋转变压器作为伺服控制系统的速度传感器,那么R-D电路的响应速度必须在1kHz以上。因此,励磁频率正向较高频率方向发展。然而,在以前,励磁频率的主流是400Hz。

为了检测出旋转位置 $\theta$ ,对检测的信号进行电气处理的电路称为R-D变换器。由上述分析可知,R-D变换器在两种结构中是完全不同的。两相励磁一相输出型的R-D变换器的电路如图6-18所示。它的基本原理是先把旋转变压器的输出信号进行整形,再用这个信号把生成励磁信号的计数值锁存。这个电路中几乎没有模拟电路,用简单的数字电路就能够实现,正是因为这种R-D电路的结构简单,所以在对检测位置准确度要求不高的应用场合,常常采用这种方式。在两相励磁一相输出的场合,旋转变压器的输出很容易受到导线阻抗和绕组阻抗的影响。所以,旋转变压器与处理电路之间的连接电缆必须使用厂商指定的电缆,但即使使用专用的电缆,也不能避免因温度变化引起的检测角度的漂移。

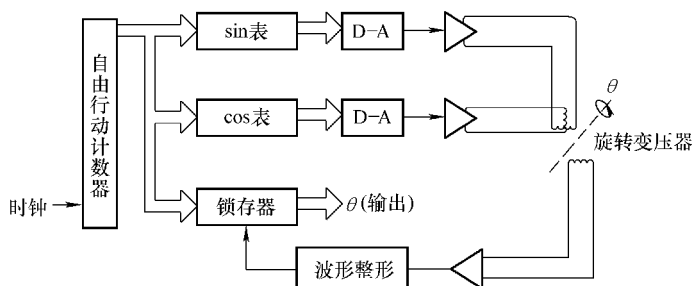


图 6-18 两相励磁一相输出型 R-D 变换电路

一相励磁两相输出型的 R-D 变换器是一种闭环系统,其电路如图 6-19 所示。这种电路的工作原理是使 R-D 变换器的输出 $\phi$ 与旋转位置 $\theta$ 的偏差为零。实验证明,在跟踪控制方式中,旋转变压器输出的相位误差随温度变化较小。假定 R-D 估计位置与旋转变压器的实际位置很接近,则偏差值 $e$ 由下式近似:

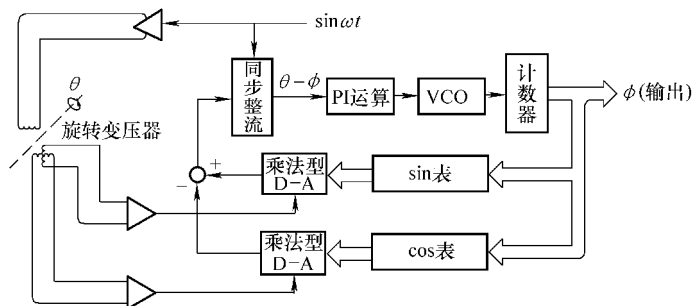


图 6-19 一相励磁两相输出型 R-D 变换电路

$$e = \theta - \phi \approx \sin(\theta - \phi)$$

$$\sin(\theta - \phi) = \sin\theta\cos\phi - \cos\theta\sin\phi \quad (6-2)$$

同步整流环节与励磁信号同步地切换极性,把输入信号变换成直流信号,通过这个电路能够去除励磁信号中的 $\sin\omega t$ 成分。压控振荡器(VCO)电路产生频率与输入信号成比例的

脉冲, 用计数器计数, 得到 R-D 的输出  $\phi$ , 并被反馈到乘法型 D-A 转换器用来产生  $\sin\phi$  和  $\cos\phi$ 。

由于这个电路是零跟随控制电路, 利用提高 VCO 和乘法型 D-A 转换器的分辨率, 可以非常容易地提高 R-D 变换器的分辨率。现在已开发出 18 位分辨率的 R-D 变换器。可以说, R-D 变换器的准确度几乎由 D-A 转换器的准确度所决定。

为强调转换过程对伺服系统的影响, 图 6-19 中 R-D 所表现的动态性能可以用图 6-20 准确表示。在图 6-20 中, VCO 电路可以看作是 PI 补偿器, 计数器表现的是积分功能, 从旋转变压器送出的信号经过同步与三角法相结合, 生成的信号表示旋转变压器的位置  $\theta$ , 该信号同 R-D 输出位置信号  $\phi$  相比较产生偏差信号, 偏差信号由 PI 补偿后, 被送到积分器生成  $\phi$ 。

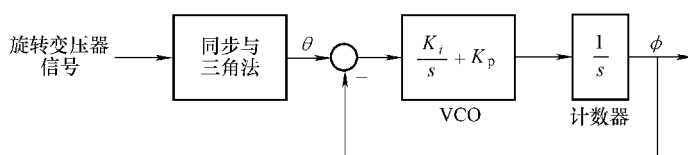


图 6-20 理想化的 R-D 传递函数结构

由图 6-20 可以获得 R-D 电路的传递函数。同步与三角函数并不明显影响动态特性, 旋转变压器实际位置与 R-D 输出之间的关系为

$$\frac{\phi(s)}{\theta(s)} = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \quad (6-3)$$

式 (6-3) 与二阶低通滤波器类似。在低频段, 分母中  $K_p s + K_i$  占主导, 式 (6-3) 可简化为 1, 因此转换器的影响在低频段并不明显。但是在高频段,  $s^2$  项占主导, 引起了衰减和相位滞后, 需要设置 PI 补偿器。在正常情况下, 将增益达到最大值, 可以提高 R-D 的有效带宽, 这就使相位滞后达到最小。由于稳定性裕度和噪声一起限制了带宽, 因此典型的 R-D 的带宽约为 300 ~ 600Hz。

由 VCO 电路送出脉冲, 必须对一个一个的脉冲进行计数才能获得位置信息, 这种实现方式称为硬件 R-D 技术。由于计数脉冲的最高频率是有限的, 一般为几兆赫, 因此这个值限制了电动机在应用中的最高转速。例如, 对于一个限于 2MHz 的 R-D 变换器和 14 位分辨率, 其最高速度为

$$v_{\max} = 2 \times 10^6 \frac{\text{量化单位}}{\text{s}} \times \frac{1\text{r}}{2^{14}\text{量化单位}} \times 60 \frac{\text{s}}{\text{min}} = 7324\text{r/min} \quad (6-4)$$

多数硬件 R-D 变换器可以设定为多个分辨率, 典型的有 10、12、14 和 16bit/r。如前面给出的例子, 如果应用中要求转速高于 7324r/min, 那么需要将 R-D 的分辨率设定为低于 14 位, 分辨率从 14 位降低到 12 位, 按式 (6-4) 计算, 将允许 R-D 工作在 29296r/min。通常情况下, 要保证 R-D 在满足所要求的最大应用速度前提下, 分辨率应该达到最大。

旋转变压器反馈信号通常含有比编码器信号更大的位置误差。一般情况下, 旋转变压器的定子和转子通过在铁心上缠绕铜线而成, 由于转子和定子几何上的小缺陷以及绕组位置的偏差使得批量生产的旋转变压器中通常会产生  $4 \sim 20\text{min}^{-1}$  的偏差。特制旋转变压器虽然可



以做得准确很多,但是通常价格比较昂贵。多速旋转变压器(有时候也称为多极旋转变压器)可以提高旋转变压器的准确度,它将绕组设计成每个机械分辨率可提供多种电气分辨率,即可以达到 $N$ 倍分辨率,则最终产生的位置误差减小到其速度的 $1/N$ 。以两速旋转变压器( $N=2$ )为例,对于限于2MHz的R-D变换器和14位分辨率,其最高速度为

$$\begin{aligned} v_{\max} &= \frac{2 \times 10^6}{N} \times \frac{\text{量化单位}}{\text{s}} \times \frac{1\text{r}}{2^{14} \text{量化单位}} \times 60 \frac{\text{s}}{\text{min}} \\ &= \frac{2 \times 10^6}{2} \times 2^{-14} \times 60 \text{r/min} = 3662 \text{r/min} \end{aligned} \quad (6-5)$$

如果实际应用只需要3500r/min,那么可以用14位分辨率的两速旋转变压器,由于两速旋转变压器机械分辨率较式(6-4)提高了1倍,因而测量分辨率较式(6-4)有效地提高了1倍。但是如果系统最大速度是4000r/min,那么两速旋转变压器不能采用14位分辨率的R-D。硬件R-D分辨率必须降低到12位,R-D分辨率降低1/4,而机械分辨率加倍,最终测量分辨率较式(6-4)减半。如果有13位R-D可采用,那么可以用它来维持测量分辨率不变,然而硬件R-D一般只有10、12、14和16bit/r。

与硬件R-D相对应的是软件R-D,它具有多个优点。首先,它通过取代硬件R-D降低了价格,因为硬件R-D通常是驱动器控制部分惟一如此昂贵的部件;其次,软件R-D中的转换并不是逐个执行的,因此最大速度不像硬件R-D那样受计数频率的限制;第三,软件R-D可以变换带宽,而硬件R-D的带宽由于是通过几个有源部件来设定的,很难改变。对于现成的驱动器,几乎不可能提供这种灵活性,用户必须接受由驱动器生产厂商提供的R-D变换带宽。在设定R-D带宽时,生产厂商必须权衡许多应用的需要。带宽设定得太高,系统会产生过大的噪声,在电动机为零时,这种噪声最容易被观测到,其平均速度可能为零,但是小转矩波动可能导致了轴活动。若带宽设定得太低,则R-D相位滞后太大,因此限制了系统的带宽。

软件R-D允许用户根据应用来设置带宽。如果没有苛刻的快速响应要求,而是要求极低的噪声,则用户可以缩小带宽,甚至可缩小到100Hz或者200Hz,这样就大大消除了噪声。如果应用对噪声不敏感,而是要求高响应速率,那就要提高R-D的带宽。有的软件R-D的带宽配置为400Hz、800Hz和1200Hz。

硬件R-D把旋转变压器信号转换为位置信号,每次为一个量化单位,通常把它格式化为两通道编码器信号以串行口形式等效输出。由于软件R-D并不是一个接一个地转换信号,因此它们必须合成地产生编码器信号的等效输出。编码器信号等效输出的合成需要三个步骤:测量旋转变压器从前一个采样开始旋转的距离,把该距离转换成编码器的等效脉冲数,最后把脉冲序列输入到能以编码器格式传递脉冲的部件。由于输出频率可能很高,计数和转换到编码器格式的过程通常在可编程逻辑芯片中进行,例如现场可编程门阵列(FPGA)或者复杂可编程逻辑器件(CPLD)。合成脉冲的生成有一个缺点,就是潜在的相位滞后。由于需要处理,编码器脉冲滞后于位置传感器近一个采样时间。如果速度环在系统中是闭环的,编码器脉冲由位置环所用,那就不必介意这个滞后。因为位置环运行在相对较低的带宽条件下,一个采样时间的滞后并不重要,特别是在采样率比较高的情况下更是如此。但是,如果系统是一个转矩控制器,并且速度环在运动控制器中通过采用编码器的等效输出构成闭环,那么在快速响应系统中几百微秒的滞后是不容忽视的。

## 6.4 检测数据处理

### 6.4.1 过采样和 A-D 分辨率

A-D 转换器通常是伺服控制系统必不可缺的器件，大多数检测信号都需要通过 A-D 转换器进入数字控制芯片。根据数字信号处理器对信号的不同要求，A-D 转换器可以是 DSP 内部自带的或者在外部扩展。对于要检测的模拟量既是有很宽的动态范围，又要求测量出其微小的变化，因此必须使用具有高速采样速率、高分辨率和高准确度性能的 A-D 转换器。然而，这样的 A-D 器件通常价格昂贵；另外，对于高位数的 A-D 器件，每位代表的电压信号非常微小，极易受到干扰，这也给器件的 PCB 设计带来了一定的难度。因此，工程上通常在最大可选位数 A-D 器件的基础上，采用过采样技术提高 A-D 转换有效位数，达到增加分辨率的目的。

因为一个  $N$  位的 A-D 转换器的输入范围被分成  $2^N$  个离散数值，每一个数值由一个  $N$  位的二进制数表示，所以 A-D 的输入范围和字长  $N$  是最大量化误差的一个直接表示，也是分辨率的一个直接表示。代表数字值的字长决定了信噪比，因此通过增加信噪比可以增加转换的分辨率。在信号处理理论中，输入信号以高于自己整数倍的频率进行采样，可以提高采样信噪比 (SNR)。由于量化噪声功率平均分配在带内，而量化噪声能量是不随采样频率变化的，采样频率越高时，量化噪声功率密度将越小，这时分布在输入信号的有用频谱上的噪声功率也越小，即提高了信噪比 (SNR)。最后，只要用数字滤波器将带外的频率分量滤掉，采样分辨率将会提高。过采样技术就是根据信号处理理论，并辅以适当的数字滤波器，可以达到比原 A-D 转换器更高的分辨率。

由上可见，过采样技术提高 A-D 采样有效位数，不仅跟过采样频率有关，还和噪声源密不可分，过采样过程如图 6-21 所示。图中通过一个可调的附加噪声信号源叠加在输入信号上，即在输入信号上施加抖动，并且以高于采样频率  $f_s$  的  $k$  倍的频率  $f_s$  对输入信号采样，并进行 A-D 转换，然后对得到的数字序列进行恰当的数据滤波和有规则的数据抽取，最后输出的数据就是过采样结果。

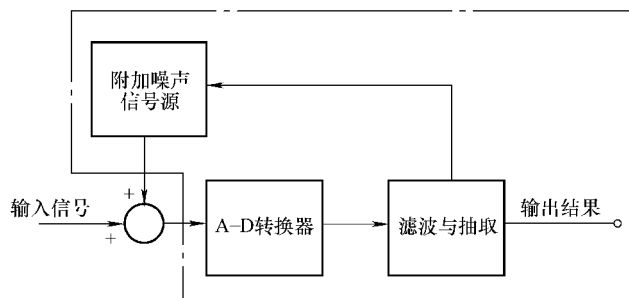


图 6-21 过采样过程框图

附加噪声信号源一般由经验积累得到，白噪声和三角波都是比较典型的噪声信号源。在 A-D 转换时总会产生一定的噪声，这种转换噪声逼近白噪声，变化幅度至少为 1LSB（最低有效位），因此通常用它作为噪声信号源，来代替外加的噪声信号源。但是在特殊情况



下,也需要叠加三角波到输入信号。为了使这种方法的效果达到最佳,三角波的幅度应为  $n + 0.5\text{LSB}$  ( $n = 0, 1, 2, \dots$ ), 而且要求输入信号与三角波信号不相关。如果条件不满足, 则必须保证在过采样周期内信号的幅值变化不超过  $\pm 0.5\text{LSB}$ 。

三角波的产生可以利用微处理器内部的 PWM 输出加上模拟积分器来生成, 如图 6-22 所示。PWM 的占空比在 0 ~ 100% 变化, 由  $R_3$ 、 $C_1$  组成的积分器将占空比变化的 PWM 波变换为在 0 ~ 5V 之间变化的三角波, 然后再通过  $R_2$ 、 $R_4$  组成的分压电路变换为适当幅度的噪声波, 分压比例根据三角波值的要求来计算。

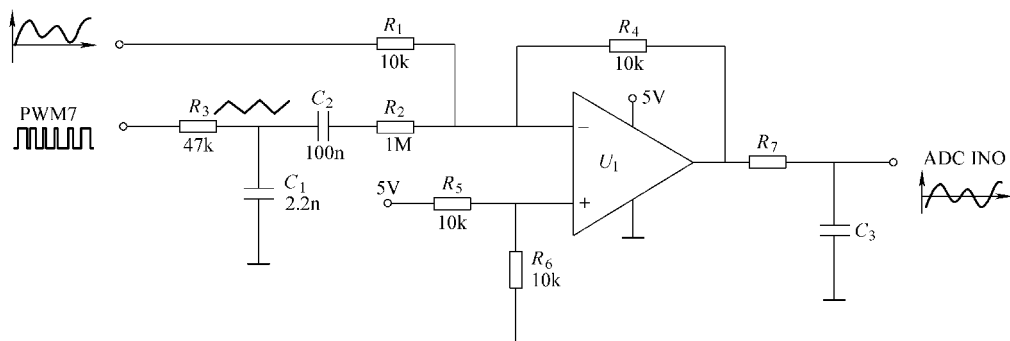


图 6-22 附加三角波噪声源的过采样电路

抽取就是对获得的过采样数据以一种较低的速率重新进行采样。同模拟信号采样前要进行抗混叠滤波一样, 对数字化的过采样数据进行抽取也存在相同的问题, 所以必须用数字滤波器对过采样数据进行滤波。也就是过采样数据要先滤波再抽取。滤波的截止频率应该与抽取率对应, 如果要以  $k$  倍进行抽取, 实际上过采样频率  $f_s$  即为  $kf_0$ , 则数字滤波器截止频率应该满足

$$f_{\text{filter}} \leq \frac{1}{2k} f_s \quad (6-6)$$

滤波效果如图 6-23 所示, 抽取后实际上从  $f_s/(2k)$  到  $f_s/2$  频段的干扰和噪声被数字滤波器滤掉了, 噪声能量减少为原来的  $1/k$ , 从而信噪比 (SNR) 得到提高, 采样有效位数 (ENOB) 增加。

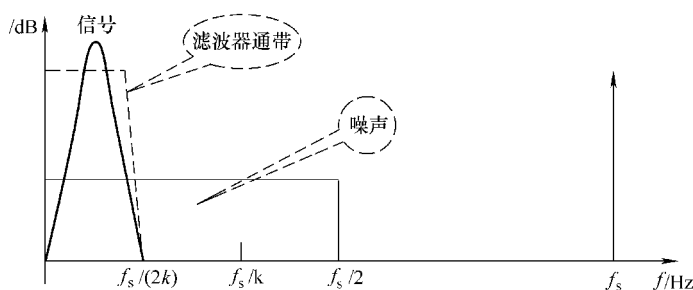


图 6-23 数据抽取中数字滤波器效果

如果考虑到滤波之后的抽取环节, 显然有限冲击响应 (FIR) 滤波器是不错的选择, 因为它能够只计算抽取点作为输出。这样, 滤波与抽取中的输入数据与输出数据关系为

$$y(i) = \frac{1}{k} \sum_{n=i-k+1}^i x(n) \quad (6-7)$$

式中，抽取点输出为  $y(i)$ ， $y(i+k)$ ， $\dots$ ， $y(i+Nk)$ ， $N=0, 1, 2, 3, \dots$

如果每个过采样周期都计算，则滤波与抽取中的输入数据与输出数据关系为

$$y(i) = y(i-1) + \frac{x(i) - x(i-k)}{k} \quad (6-8)$$

一般来说，只要按式 (6-7)，每  $k$  次计算一次即可，因为其他  $(k-1)$  次是用不到的。

下面比较叠加白噪声和叠加三角波对过采样的不同效果。通过一个满量程正弦波信号对不同位的 A-D 转换器进行信噪比 (dB) 测量，近似得到如下关系：

$$SNR_{\max} \approx 6.02N + 1.76 \quad (6-9)$$

式中  $N$ ——A-D 转换器字长。

在叠加白噪声的过采样过程中， $k$  倍过采样（过采样频率与初始采样频率比值）提高了信噪比，式 (6-9) 可改写为

$$SNR_{\max} \approx 6.02N + 1.76 + 10 \log_{10}(k) \quad (6-10)$$

假设由于信噪比提高，增加了采样分辨率，使得过采样后的 A-D 转换器的采样有效位数 (ENOB) 按式 (6-9) 有如下形式：

$$SNR_{\max} \approx 6.02ENOB + 1.76 \quad (6-11)$$

式 (6-10) 与式 (6-11) 是相等的，由此求出过采样后，实际 A-D 增加的采样有效位数为

$$\Delta N = ENOB - N = \frac{10 \log_{10}(k)}{6.02} \quad (6-12)$$

按式 (6-12) 得到表 6-1。由表 6-1 可以看出，叠加白噪声后，过采样技术对 A-D 转换器分辨率有如下结论：如果每增加一位分辨率或每提高 6dB 的信噪比，需要以 4 倍的采样频率进行过采样。

表 6-1 叠加白噪声后过采样中过采样倍数与增加的采样有效位数的关系

过采样倍数 $k$	提高的信噪比 $SNR/dB$	增加的采样有效位数 $\Delta N/bit$
2	3	0.5
4	6	1.0
8	9	1.5
16	12	2.0
32	15	2.5
64	18	3.0
128	21	3.5
256	24	4.0
512	27	4.5
1024	30	5.0
2048	33	5.5
4096	36	6.0

同理可得到叠加三角波过采样后，实际 A-D 增加的采样有效位数为

$$\Delta M = \frac{10 \log_{10}(\frac{k}{2})}{6.02}$$

(6-13)

按式（6-13）得到表 6-2。由表 6-2 可以看出，叠加三角波噪声后，过采样技术对 A - D 转换器分辨率有如下结论：如果每增加一位分辨率或每提高 6dB 的信噪比，需要以 2 倍的采样频率进行过采样。

表 6-2 叠加三角波噪声后过采样中过采样倍数与增加的采样有效位数的关系

过采样倍数 $k$	提高的信噪比 SNR/dB	增加的采样有效位数 $\Delta M/\text{bit}$
2	—	0
4	6	1
8	12	2
16	18	3
32	24	4
64	30	5
128	36	6
256	42	7
512	48	8
1024	54	9
2048	60	10
4096	66	11

比较得出，相同过采样频率，叠加三角波的过采样效果强于叠加白噪声；或者说在提高相同的 A - D 分辨率条件下，叠加三角波所用的过采样频率要明显低于叠加白噪声，即前者是后者的一半，它的好处是不言而喻的。最后需要说明的是，过采样技术不能补偿 A - D 的积分非线性误差（INL），所以在选择 A - D 转换器进行过采样时，要选择 INL 值的高速 A - D 器件。

6.4.2 转速估计和编码器分辨率

光电编码器以量化离散的形式给出位置信息，微处理器通过这些离散位置值最终估计出转速。最简单的转速估计形式如下：

$$v_k = (p_k - p_{k-1})/T$$

(6-14)

它是通过有规则的间隔对位置进行采样，并在每个采样间隔采用简单差分的形式估计出转速的。我们最为熟悉的 M 法测速就是这种转速估计形式。由上式可以看出，用简单差分形式估计出的转速不仅带来了延时，而且估计准确度也受到了有限的编码器分辨率的影响。

编码器分辨率引起的误差可以通过一个简单的例子来解释。假设转速为每采样周期 4.5 线，每次采用周期内测量得到的位置增量总为整数，即 5，4，5，4，…，转速估计误差值在每采样周期 ±0.5 线振荡。±0.5 线的误差，在高速的情况下是微不足道的，然而在低速时，误差值会变得较为重要，不能忽略。

显而易见，提高分辨率最直接的方法就是采用具有较高线数的编码器，但是在有时，它是不实际的或者是受客观因素（价格、安装空间等）限制的。于是，还可以通过采用一些方法提高分辨率，其中一种常用的方法就是 M/T 法，其公式为

$$v_k = (p_k - p_{k-1}) / (t_k - t_{k-1}) \quad (6-15)$$

由上式可以看到, 增强形式的转速估计方法不仅仅是在每个采样时间内对编码器的跃变进行简单的计数, 它还通过准确测量编码器发生阶跃度的时间来提高分辨率。采用简单差分, 时间测量的分辨率即是采样周期, 或许有几百微秒左右; 而对于 M/T 法而言, 分辨率可以达到  $1\mu\text{s}$ , 这是因为大多数带有集成定时器的微处理器都能以  $1\mu\text{s}$  或与之相当的准确度来测量时间。如图 6-24 所示, 与实际  $v = 4.5$  线/周期相比较 (1 周期 =  $100\mu\text{s}$ , 即 0.045 相比较), 按式 (6-14) 和式 (6-15) 分别估计出转速为

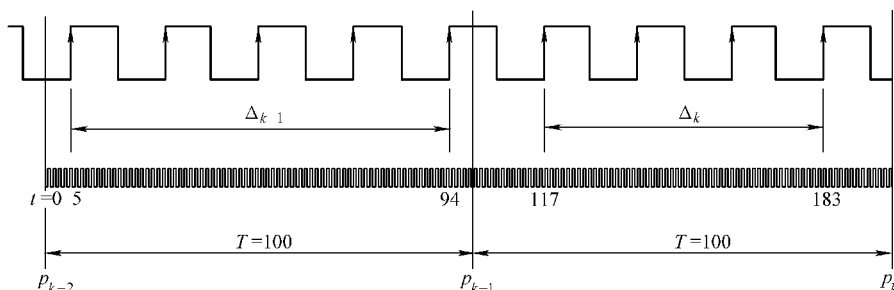


图 6-24  $v = 4.5$  线/周期, 时间采样频率为 1MHz 时的位置与时间关系

$$v_{k-1}^M = \frac{5}{100} = 0.05 \quad (6-16)$$

$$v_k^M = \frac{4}{100} = 0.04$$

$$v_{k-1}^{M/T} = \frac{4}{94-5} = 0.045$$

$$v_k^{M/T} = \frac{3}{183-117} = 0.045$$

由此可见, M/T 法不依赖于固定的采样时间, 其优点是不增加相位滞后, 特别是在电动机转速很慢时, 同时它也提高了噪声的敏感性。由于传统经典的 M/T 法也存在不足之处, 为此又出现了变 M/T 法等方法, 以进一步改善 M/T 法的性能和实用性。

无论采用 M 法还是 M/T 法, 因为是由两个离散时刻的位置差值来估计转速的, 都会引起分辨率噪声, 导致电流尖峰的产生。为了减弱这些噪声, 通常的方法是增加低通滤波器。这样的滤波器衰减了高频分量, 因此消除了大多数有限分辨率带来的有害结果。很遗憾, 这些滤波器同时也向内环引入了相位滞后, 这些延时的影响在转速快速加减速变化时最为明显。一般地, 分辨率越粗糙, 需要的滤波器越苛刻, 过多的延时会降低系统的稳定裕度, 甚至会引起系统的不稳定。因而由分辨率与控制律增益之间的间接关系得到以下结论:

- ① 有限分辨率需要使用低通滤波器进行消噪;
- ② 低通滤波器在回路中引入了相位滞后;
- ③ 增大的相位滞后减小了稳定性裕度;
- ④ 较低的稳定性裕度迫使降低控制律增益。

因此, 常常会看到: 以提高有限的编码器分辨率为目的的转速估计方法都会借助简单差分形式建立如下所示的估计转速的多项式:

$$\Delta x_k = p_k - p_{k-1}$$

$$v_k = g_0 \Delta x_k + g_1 \Delta x_{k-1} + g_2 \Delta x_{k-2} + \cdots + g_{m-1} \Delta x_{k-m+1} \quad (6-17)$$

多项式中的每项系数  $g_0 \sim g_{m-1}$  与数字滤波器中的系数密切联系, 相关的研究结果将在第9章“数字滤波器”9.4“转速估计滤波器”中详细介绍。

### 6.4.3 数据标么化和定标

#### 1. 数据的标么值

在电机理论分析和设计计算中, 常用标么值来表示电机中各物理量的大小。也就是将电动机的电压、电流、转速、转矩、频率、反电动势以及功率等都用相对值表示, 具体计算就是将物理量的实际值除以某一选定的同单位数值, 这一选定的同单位数值称为基值。以电压为例, 数据标么值表示为

$$u^* = \frac{u}{u_b} \quad (6-18)$$

式中  $u^*$  ——标么电压;

$u$  ——实际电压;

$u_b$  ——基值电压。

采用标么值有很多优点: 从电动机角度来看, 对不同容量的电动机其参数和性能的实际值差别很大, 但标么值却在一定范围内变化, 具有可比性。从计算的角度来看, 原来不同的物理量在数值上差别很大, 可能达到几个数量级, 但是标么值可使不同的物理量在数值上等同起来, 简化了计算, 特别是将所有物理量的数值都限定在  $[-1, 1]$  之间, 那么在 DSP 内部的表示方法就可以采用统一的数据格式。

式 (6-18) 中基值的选取十分重要, 可按以下原则选择:

① 不改变电动机内部的运行规律。电动机的各种标么值模型与实际值的模型应该是一样的, 即描述电动机动态过程的方程形式不变。而且各物理量的基值不应该相互独立, 而是应该有一定的关联。

② 电动机在正常情况下, 采用标么值以后绝大多数物理量变化范围在  $[-1, 1]$  之间。

下面考虑电动机动态过程的实际值数学模型, 电气运动中绕组的电压方程和机械运动中转矩的平衡方程, 以此来说明实际值与标么值表示的电动机模型之间的关系, 从而导出基值的选取关系。

$$\begin{aligned} u &= Ri + \frac{d\psi}{dt} \\ T_e - T_L &= \frac{J}{p_n} \frac{d\omega}{dt} + B\omega \end{aligned} \quad (6-19)$$

式 (6-19) 的电压方程涉及 5 个物理量, 转矩方程也涉及 5 个物理量, 根据标么值模型中基值的选取原则, 由标么值表示式 (6-19) 为

$$\begin{aligned} u^* &= R^* i^* + \frac{d\psi^*}{dt^*} \\ T_e^* - T_L^* &= \frac{J^*}{p_n} \frac{d\omega^*}{dt^*} + B^* \omega^* \end{aligned} \quad (6-20)$$

比较式 (6-19) 和式 (6-20) 的电压方程, 5 个基本物理量的基值之间的关系为

$$u_b = i_b R_b = \frac{\psi_b}{T_b} \quad (6-21)$$

由式(6-21)可知, 5个基本物理量的基值中只有3个是独立的, 而其他2个根据这3个最基本的物理量的基值来确定。要确定3个最基本物理量的基值, 这里有2个问题需要解决: 一个问题是选择哪几个最基本的物理量的基值作为独立选取的基值; 另一个问题是作为最基本的物理量的基值应该如何确定。针对这2个问题, 要根据电动机的运行状况是动态变化的, 而运行状况又不希望超过额定允许值, 同时期望表示的数据在 $[-1, 1]$ 之间这些条件来解决。

第一个问题比较容易解决, 因为电动机的电阻是最基本的固定参数, 磁链是电动机内部机电能量转换的媒介, 它由电流决定, 而电压和电流是与外部关联最密切的基本物理量, 也是控制中的基本物理量, 因此电压和电流的基值要独立选取; 另外, 时间是不以人的意志为转移的, 又是确定事物发展过程的基本坐标, 因此时间也是最基本的独立物理量, 时间的基值也可以独立选取, 这样电阻或阻抗和磁链的基值也就可以由电压、电流和时间的基值确定下来。

第二个问题相对比较困难, 主要是由于电压和电流规定的允许值太多, 如额定电流是指电动机能长期正常稳定运行的最大有效值, 还有在电动机动态运行过程中允许出现的最大电压和最大电流的峰值, 它们指电动机能够承受的短时动态峰值。由于动态峰值电压和峰值电流作为过电压和过电流只是短时的运行, 并且在控制过程中是不希望出现或需要尽量避免的, 因此将它们作为基值不合适, 而额定电压和额定电流是有效值, 用它们作为基值时动态数值的标么值不能保证在 $[-1, 1]$ 范围内, 因此也不宜采用额定有效值作为基值, 虽然它们在电动机稳态运行和计算时是作为基值选取的。

基于上述分析, 电压和电流的基值确定为绕组额定电压和电流, 它们的幅值即为其最大有效值乘以 $\sqrt{2}$ 。

$$\begin{aligned} u_b &= u_e = \sqrt{2}U_e \\ i_b &= i_e = \sqrt{2}I_e \end{aligned} \quad (6-22)$$

接下来要确定时间的基值。由于电动机正常工作是周期性运动的, 内部电压和电流呈现周期性的变化规律, 同样电动机的机械运动也是周期性的, 因此将正常运动时周期作为时间的基值是比较合理的。这里, 电动机正常运行是指电动机在额定状态下稳定运行。基值选取办法就是电动机额定状态运行时旋转磁场的电角度、周期或频率分别作为角速度、时间和频率的基值。

如果电动机的极对数为 $p_n$ , 额定同步转速为 $n_e$ , 那么时间、频率、角速度和转速的基值分别为

$$\begin{aligned} T_b &= \frac{60}{p_n n_e} \\ f_b &= \frac{p_n n_e}{60} \\ \omega_b &= \frac{2\pi n_e p_n}{60} \\ n_b &= n_e \end{aligned} \quad (6-23)$$

根据电压, 电流和时间的基值, 还可以推导出其他物理量(磁链、电感或互感、电阻、功率、转矩、位置角和转动惯量等)的基值:



$$\psi_b = u_b T_b$$
$$L_b = M_b = \frac{\psi_b}{i_b}$$
$$R_b = \frac{u_b}{i_b}$$
$$P_b = \frac{3}{2} u_b i_b$$
$$T_{ab} = \frac{P_b P_n}{\omega_b}$$
$$\theta_b = \omega_b T_b$$
$$J_b = \frac{T_{eb} T_b}{\omega_b}$$

(6-24)

综上所述，只要确定电压、电流和时间的基值就能导出其他物理量的基值，从而通过电动机的实际数学模型式（6-19）得到电动机的标么值数学模型式（6-20）。反之，根据物理量的标么值及基值可以确定该物理量的实际值大小。

2. 数据的定标

数据标么化处理后，标么值数据是带有小数的，对于定点微处理器来说，其操作数据通常是整型数表示，所以必须对标么值数据进行数据定标。数据定标的关键就是来确定一个数的小数点处于 16 位或 32 位中的哪一位。通过设定小数点在 16 位或 32 位数中的不同位置，就可以表示不同大小和不同准确度的小数了。数据定标有 Q 表示法和 S 表示法两种，用 Q 表示的定点  $x_q$  与浮点  $x$  的转换关系可表示为

$$x_q = x \times 2^Q$$

(6-25)

表 6-3 列出了一个 16 位数据的 16 种 Q 表示、S 表示及它们所能表示的十进制数值范围和对应的准确度。

表 6-3 Q 表示、S 表示及数值范围和最低位值

Q 表示	S 表示	十进制数表示范围	最低位值
Q15	S0. 15	$-1 \leq x \leq 1 - 2^{-15}$	$2^{-15}$
Q14	S1. 14	$-2 \leq x \leq 2 - 2^{-14}$	$2^{-14}$
Q13	S2. 13	$-2^2 \leq x \leq 2^2 - 2^{-13}$	$2^{-13}$
Q12	S3. 12	$-2^3 \leq x \leq 2^3 - 2^{-12}$	$2^{-12}$
Q11	S4. 11	$-2^4 \leq x \leq 2^4 - 2^{-11}$	$2^{-11}$
Q10	S5. 10	$-2^5 \leq x \leq 2^5 - 2^{-10}$	$2^{-10}$
Q9	S6. 9	$-2^6 \leq x \leq 2^6 - 2^{-9}$	$2^{-9}$
Q8	S7. 8	$-2^7 \leq x \leq 2^7 - 2^{-8}$	$2^{-8}$
Q7	S8. 7	$-2^8 \leq x \leq 2^8 - 2^{-7}$	$2^{-7}$
Q6	S9. 6	$-2^9 \leq x \leq 2^9 - 2^{-6}$	$2^{-6}$
Q5	S10. 5	$-2^{10} \leq x \leq 2^{10} - 2^{-5}$	$2^{-5}$
Q4	S11. 4	$-2^{11} \leq x \leq 2^{11} - 2^{-4}$	$2^{-4}$
Q3	S12. 3	$-2^{12} \leq x \leq 2^{12} - 2^{-3}$	$2^{-3}$
Q2	S13. 2	$-2^{13} \leq x \leq 2^{13} - 2^{-2}$	$2^{-2}$
Q1	S14. 1	$-2^{14} \leq x \leq 2^{14} - 2^{-1}$	$2^{-1}$
Q0	S15. 0	$-2^{15} \leq x \leq 2^{15} - 1$	1. 0

从表 6-3 可以看出，不同的 Q 值表示的数不仅范围不同，而且准确度也不相同。Q 值越大，数值范围越小，但准确度越高；相反，Q 值越小，数值范围越大，但准确度就越低。例如，Q0 的数值范围是  $-32768 \sim +32767$ ，其准确度为 1；而 Q15 的数值范围为  $-1 \sim +0.9999695$ ，其准确度为  $2^{-15} = 0.00003051$ 。因此，对定点数而言，数值范围与准确度是一对矛盾，一个变量要想能够表示比较大的数值范围，必须牺牲准确度为代价；而想提高准确度，则数的表示范围就相应地减小。

在电动机参数采用标幺值以后，在正常运行的情况下，基本物理量的正负变化范围都在  $[-1, 1]$  以内，这样就可以采用统一的 0.15 数据格式表示，但是动态过程物理量标幺值可能会超过 1。此外，信号检测 A-D 转换后定标的数值范围也必然会大于 1。因此，实际的定点算法中，为了达到最佳的性能，必须充分考虑到这一点。

# 第 7 章 三闭环控制系统

多数交流伺服控制系统的应用都会涉及三个环路的控制，如图 2-20 所示，即电流环、转速环和位置环，它们由内到外组成了伺服电动机的三闭环控制系统。本章先从一些评定伺服控制系统的动、静态性能的基础知识进行介绍。然后，基于这些知识作为理论依据，对三闭环采用的控制策略分别进行了较为详实的阐述。最后，结合实际中伺服控制系统的负载特性，基于三闭环系统进行了对振动及抑制控制方面的概要分析。

## 7.1 三闭环系统构成

高性能交流伺服控制系统通常具有位置反馈、转速反馈和电流反馈的三闭环结构形式，如图 7-1 所示。图中，虚线框内表示电源、电动机及编码器模型，其中 APR 表示位置调节器，ASR 表示转速调节器，ACR 表示电流调节器。

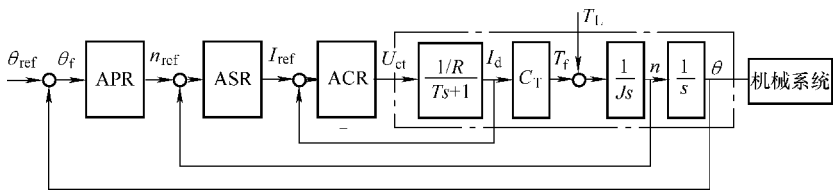


图 7-1 三闭环伺服控制系统原理框图

三个环路调节器都由 P 和 I 组成，虽然结构相似，但是完成的功能却各自不同：

① 电流环 ACR 的作用是改造内核控制对象的传递函数，提高系统的快速性；及时抑制电流环内部的干扰；限制最大电流，使系统有足够大的加速度转矩，并且保障系统安全运行。

② 速度环 ASR 的作用是增强系统抗负载扰动的能力；抑制转速波动。

③ 位置环 APR 的作用是保证系统静态准确度、刚度和动态跟踪的性能；它是反馈的主要通道。

通常把电流环称为内环，三个环的设计步骤由内到外，即依次是电流环，速度环和位置环。针对各个闭环的具体作用和要求，采取相应的控制策略。首要考虑系统的稳定性，此外，系统的跟随性、扰动性、误差以及稳态裕度等性能也是考虑的基本内容。

图 7-1 中的机械系统是指系统负载和负载与电动机连接的机械传动机构的总称。通常假设电动机与机械系统的连接特性为理想化的刚性，如图 7-2a 所示。在物理模型中，系统转动惯量  $J$  即是电动机转动惯量  $J_M$  与负载转动惯量  $J_L$  之和，由它建立的系统一般称为单惯性系统。

实际上，机械传动连接特性并非理想化的刚性，它存在一定的柔性，如图 7-2b 所示，由它建立的系统称为两惯性系统。在该物理模型中，连接特性具有柔性耦合特性，存在弹性

常数  $K_S$ ，它使得系统转动惯量  $J$  不再是电动机转动惯量  $J_M$  与负载转动惯量  $J_L$  之和。更复杂的是，这种柔性耦合通常会在系统中引发机械振动，机械振动除了发出声学噪声形成噪声污染外，还会对机械传动装置造成严重的损害，影响其使用寿命。另外，甚至还会引发控制系统中的控制量振荡，使得闭环控制的稳定性以及可调整性受到制约。

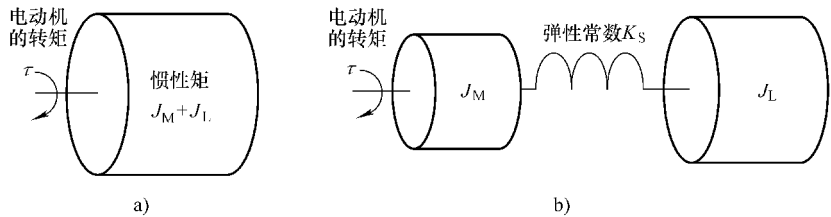


图 7-2 机械系统的物理模型  
a) 单惯性系统 b) 两惯性系统

因此，本章在最后一节对这种振动的成因进行详细的分析，建立了振动负载模型，并给出了一些常见的抑振方法。由经验可以得出，虽然三闭环控制策略是在单惯性系统物理模型下分析得出的，但它同样适用于振动负载模型，其结论对实际应用中的伺服控制系统同样是有用的。因此主动式解决振动的方法多数也是在三闭环控制系统的基础上展开研究的。

## 7.2 系统的基本研究内容

### 7.2.1 系统的稳定性及稳态裕度

稳定是控制系统的重要性能，也是系统能够正常运行的首要条件。在交流伺服控制系统设计中，分析三闭环结构是否稳定并不重要，因为工业中即使是临界稳定的系统也是没有用的。对于设计人员来说，花费大量精力的重点在于测量系统有多稳定，或者准确地说在于测量系统所拥有的稳定性裕度有多大。

无论是在工程应用中，还是在理论研究上，这里推荐大家使用相位裕度（Phase Margin, PM）和增益裕度（Gain Margin, GM）来作为系统稳定程度的度量。这是因为：

- ① PM 和 GM 是系统稳定性最直观的量度；
- ② 开环设计法是数字的，适合于计算机；
- ③ 这种方法不需要对控制系统进行任何的简化性假设。

如果控制系统结构如图 7-3a 所示，断开反馈回路，得到该系统开环传递函数的对数频率特性曲线如图 b 所示。图中，相位裕度（PM）（通常也称为相角裕度）定义为  $180^\circ$  加开环幅相曲线幅值为 1 时的相位：

$$\gamma = 180^\circ + G(j\omega_c)H(j\omega_c) \tag{7-1}$$

式中  $\omega_c$ ——系统的截止角频率。

增益裕度（GM，通常也称为幅值裕度）定义为幅相曲线上，相位为  $-180^\circ$  时对应幅值的倒数：

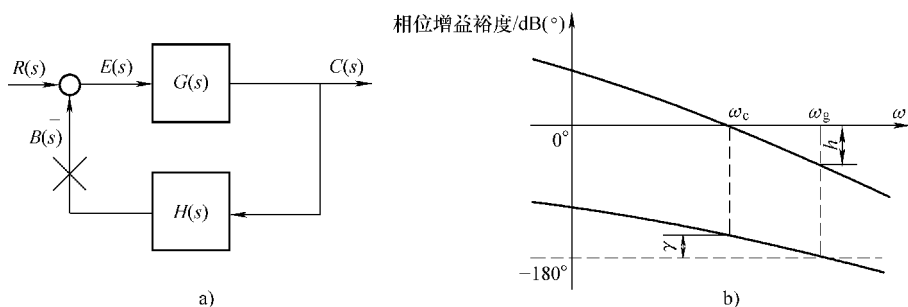


图 7-3 控制系统的稳定裕度定义

a) 简单系统结构框图 b) 对数频率特性曲线

$$h = \frac{1}{|G(j\omega_g)H(j\omega_g)|} \quad (7-2)$$

式中  $\omega_g$  ——相角交界角频率。

通常幅值裕度用分贝值 dB 表示, 式 (7-2) 可修改为

$$h = 20 \lg \left| \frac{1}{G(j\omega_g)H(j\omega_g)} \right| = -20 \lg |G(j\omega_g)H(j\omega_g)| \quad (7-3)$$

虽然目标是测量 PM 和 GM 的值, 但是确定这两个量度的期望值需要判断。其原因之一是裕度大小随应用要求的变化而变化。例如, 有些必须跟随指令信号, 如阶跃指令信号场合, 除了极稳定的系统外都会产生超调。相对于响应变化柔和的指令信号来说, 这样的应用需要更高的稳定裕度。此外, 与其他应用相比, 有些应用可以承受更大的超调量。最后, 对于同样的响应, 有些控制方法需要比其他方法更大的相位裕度或者增益裕度。例如, 对于一个阶跃响应来说, 要获得相同的超调量, PI 调节器需要一定的相位裕度, 而对于 PID 调节器来说, 较小的相位裕度就可能消除所有超调。经验表明, 增益裕度 (GM) 应为 10 ~ 25dB, 而相位裕度 (PM) 应为 35° ~ 80°, 这取决于具体应用及控制器类型。一般情况下, 幅值裕度越大越好, 同样, 相角裕度也是越大越好。

由于增益穿越处及其附近的相位滞后降低了相位裕度, 于是在整个控制回路中的每个噪声滤波器、反馈装置以及功率变换器均带来了相位滞后, 每个相位滞后都侵蚀相位裕度, 没必要的相位滞限制了调节器的最终性能。因此, 一条最基本的控制法则是: 消除没必要的相位滞后。

### 7.2.2 典型系统

一般来说, 系统的开环传递函数都可表示为

$$W(s) = \frac{K(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}{s^r (T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \quad (7-4)$$

式中, 分子和分母上都可能含有复数零点和复数极点诸项。分母中的  $s^r$  项表示系统在原点处有  $r$  重极点, 或者说, 系统含有  $r$  个积分环节。根据  $r=0, 1, 2, \dots$  不同值, 分别称为 0 型、I 型、II 型、…系统。自动控制理论证明, 0 型系统在稳态时是有差的, 而 III 型和 III 型以上的系统很难稳定。因此, 通常为保证稳定性和一定的稳态准确度, 多用 I 型和 II 型系统。

#### 1. 典型 I 型系统

作为典型 I 型系统, 其开环传递函数选择为

$$W(s) = \frac{K}{s(Ts + 1)} \quad (7-5)$$

它的闭环系统结构如图 7-4a 所示, 图 b 表示它的开环对数频率特性。选择它作为典型系统不仅因为其机构简单, 而且对数幅频特性的中频段以  $-20\text{dB/dec}$  的斜率穿越零分贝线。只要参数的选择能保证有足够的中频带宽度, 系统就一定是稳定的, 且有足够的稳定裕量。显然要做到这一点, 应有

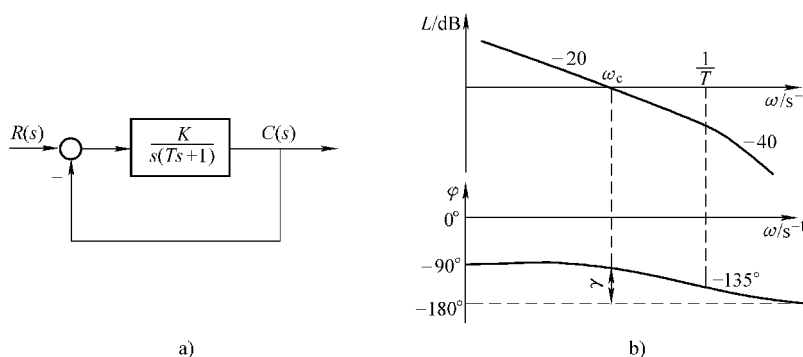


图 7-4 典型 I 型系统

a) 闭环系统结构框图 b) 开环对数频率特性

$$\omega_c < \frac{1}{T}$$

$$\arctan \omega_c T < 45^\circ \quad (7-6)$$

则相位稳定裕度有

$$\gamma = 180^\circ - 90^\circ - \arctan \omega_c T > 45^\circ \quad (7-7)$$

## 2. 典型 II 型系统

在 II 型系统中, 选择一种最简单而稳定的机构作为典型的 II 型系统, 其开环传递函数为

$$W(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{s^2(Ts + 1)} \quad (7-8)$$

它的闭环系统结构和开环对数频率特性如图 7-5 所示, 其中频段也是以  $-20\text{dB/dec}$  的

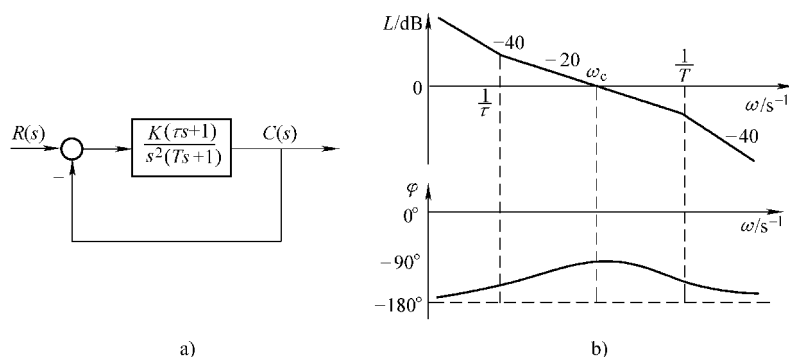


图 7-5 典型 II 型系统

a) 闭环系统结构框图 b) 开环对数频率特性



斜率穿越零分贝线。由于分母中已经有  $s^2$ ，对应的相频特性是  $-180^\circ$ ，后面还有一个惯性环节（这是实际系统必定有的），如果在分子上不添加一个比例微分环节  $(\tau s + 1)$ ，就无法把相频特性抬到  $-180^\circ$  线以上去，也就无法保证系统稳定。要实现图 b 这样的特性，显然应有

$$\frac{1}{\tau} < \omega_c < \frac{1}{T}$$

$$\tau > T \quad (7-9)$$

则相位稳定裕度为

$$\begin{aligned} \gamma &= 180^\circ - 180^\circ + \arctan \omega_c \tau - \arctan \omega_c T \\ &= \arctan \omega_c \tau - \arctan \omega_c T \end{aligned} \quad (7-10)$$

由上式可得到， $\tau$  比  $T$  大得越多，则稳定裕度越大。

### 7.2.3 指令响应和扰动响应

指令信号是系统应该尽可能地进行跟随的系统输入，指令响应是用来量度一个系统如何迅速跟随指令信号。

在时间域里，量度指令响应最常用的是对一个阶跃信号响应的超调量和调节时间，如图 7-6a 所示。图中，超调量定义为在典型的阶跃响应跟随过程中，输出量超出稳态值的最大偏离量与稳态值之比，用百分数表示：

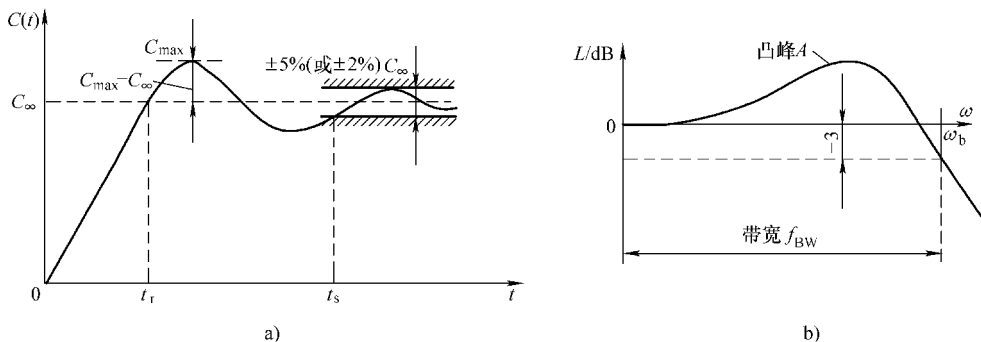


图 7-6 典型阶跃指令响应性能指标

a) 时间域指标 b) 频率域指标

$$\sigma = \frac{C_{\max} - C_{\infty}}{C_{\infty}} \times 100\% \quad (7-11)$$

调节时间  $t_s$  也称过渡时间，它是用来衡量系统整个调节过程的快慢的。原则上它应该是从给定量阶跃变化起到输出量完全稳定下来为止的时间，对于线性控制系统来说，理论上要达到  $t = \infty$  时，系统才真正稳定，但是实际系统由于存在非线性等因素并不是这样。因此，一般在阶跃响应曲线的稳态值附近，取某个范围作为允许误差带，以响应曲线达到并不再超出该误差带所需的最短时间，定义为调节时间。

例如，调节时间：

$$t_s = t_{5\%} \quad (7-12)$$

式中  $t_{5\%}$  ——响应到达并保持在终值  $\pm 5\%$  内所需的最短时间。

$$t_s = t_{2\%} \quad (7-13)$$

式中  $t_{2\%}$  ——响应到达并保持在终值  $\pm 2\%$  内所需的最短时间。

系统响应也可以在频域里通过观测增益来进行测量，如图 7-6b 所示。交流伺服控制系统可以证明，它们在低频响应速度快，但是在高频却响应迟钝。这意味着在低频时其增益将接近 0dB，但随着频率继续增加，增益会不断下降，在高频段时，增益已经下降到非常低，远小于 0dB。

闭环系统响应能力常用的量度是带宽，与带宽对应的那个频率  $f_{BW}$  的增益比原来下降了 -3dB，或者幅值下降到原来的 70%。另外一个度量是凸峰  $A$ ，它是稳定性的一种量度。在图 b 中，低频处的增益为 0dB，随着频率的增加，增益应该减小，如果在开始减小前增益增大了，表明是临界稳定，这种现象就是凸峰。从实际测量中得到，凸峰值的允许范围为 0 ~ 4dB。

对于交流伺服控制系统，时间域量度与频域量度之间的关联性是明显的，调节时间对应于带宽，超调量对应于凸峰。超调量越大，凸峰就越明显，稳定性就越差；而调节时间越快，带宽就越宽，系统响应能力就越强。根据第 2 章“三相交流永磁同步电动机”2.3.2“机械时间常数、电气时间常数和机电时间常数”中所述，系统接收阶跃指令信号，响应信号趋于指令信号，当趋近在 5% 误差带时，即有  $e^{-t/\tau} = 5\%$ ，则  $t = 3\tau$ ，而系统传递函数是一阶惯性环节，按定义，可知道系统带宽频率  $2\pi f_{BW} = 1/\tau$ ，于是可得到调节时间与带宽之间有如下关系：

$$t_{5\%} \approx 3/(f_{BW} \times 2\pi) \quad (7-14)$$

同理类推，得到

$$t_{2\%} \approx 4/(f_{BW} \times 2\pi) \quad (7-15)$$

由式 (7-14) 或式 (7-15) 可知，调节时间和带宽成反比关系，为了说明其关系更具有普遍意义，可借助时域和频域的反比性质推导如下。图 7-7 中，两个系统  $M_1(s)$  和  $M_2(s)$  的频率曲线如图 a，阶跃函数分别通过  $M_1(s)$  和  $M_2(s)$ ，得到阶跃响应函数  $h_1(t)$  和  $h_2(t)$ ，如图 b 所示。假定图 a 中两个系统在某频率处有如下关系：

$$M_1(j\omega) = M_2(j\frac{\omega}{\lambda}) \quad (7-16)$$

式中  $\lambda$  ——任意常数。

对  $h_1(t)$  和  $h_2(t)$  进行拉普拉斯变换得到

$$L[h_1(t)] = \frac{1}{s} M_1(s) \quad (7-17)$$

$$L[h_2(t)] = \frac{1}{s} M_2(s)$$

考虑式 (7-16)，并应用拉普拉斯变换相似定理，即得

$$L[h_1(t)] = \frac{1}{s} M_2(\frac{s}{\lambda}) = \frac{1}{\lambda} \frac{1}{s/\lambda} M_2(\frac{s}{\lambda}) = L[h_2(\lambda t)] \quad (7-18)$$

故

$$h_1(t) = h_2(\lambda t) \quad (7-19)$$

由式 (7-16) 推导出式 (7-19)，其含义为：系统的频率特性放宽几倍，单位阶跃响应就加快几倍。因此可得到带宽和调节时间的反比关系。

在系统正常运行中，虽然很少有阶跃指令信号，但是时间域量度的观测通常还是取

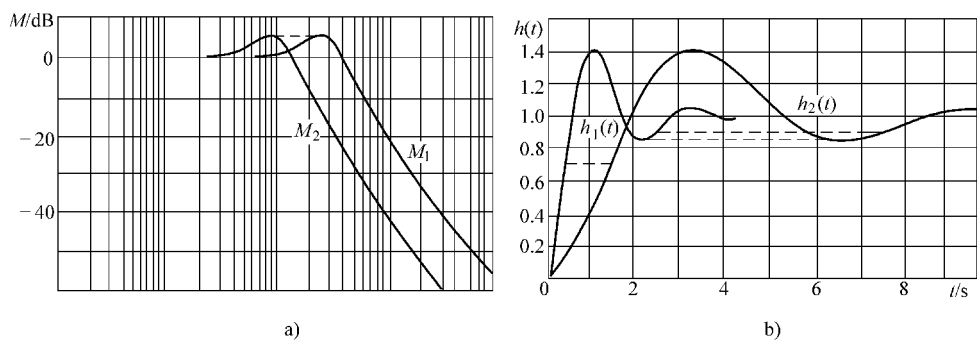


图 7-7 带宽与调节时间的反比性质

决于阶跃响应，这是因为在一定范围内，阶跃响应与其他波形相比更容易被测量。然而，实际许多现象发生在多个频率的组合中，单从一个阶跃响应中收集对系统准确定量数据通常是不现实的。此外，有时用时域量度说明会更为困难。因此，频域量度使用相对会更广泛些。

扰动是控制系统应该被克服的输入。同指令信号相比，扰动更难于产生。因此，扰动响应测量起来比较困难。有时，扰动响应指的是它的反面，也就是抗扰动，或者与此等价的动态抗扰动能力。这两个可供选择的量度是控制系统中对同一个量的量度，它们给出了扰动响应的相互关联性：强扰动抑制力，却是低扰动响应的系统。

一般以系统稳定运行中突加一个使输出量降低的负扰动  $N$  以后的过渡过程作为典型的抗扰过程，如图 7-8 所示。扰动响应最常用的量度是动态降落  $\Delta C_{\max}$  和恢复时间  $t_v$ 。很明显，动态降落  $\Delta C_{\max}$  即为信号跌落的最大差值。

从阶跃扰动作用开始，到输出量基本上恢复稳态，距新稳态值  $C_{\infty 2}$  之差进入基准量  $C_b$  的  $\pm 5\%$ （或者  $\pm 2\%$ ）范围之内所需的时间，定义为恢复时间  $t_v$ 。这里需要注意的是， $C_b$  称为输出量的基准值，其值并非  $C_{\infty 2}$ ，这是因为动态降落本身就很很小，倘若动态降落小于  $5\%$ ，则按进入  $\pm 5\% C_{\infty 2}$  范围来定义的恢复时间只能为零，就没有什么意义了。因此， $C_b$  需要视具体情况选定。

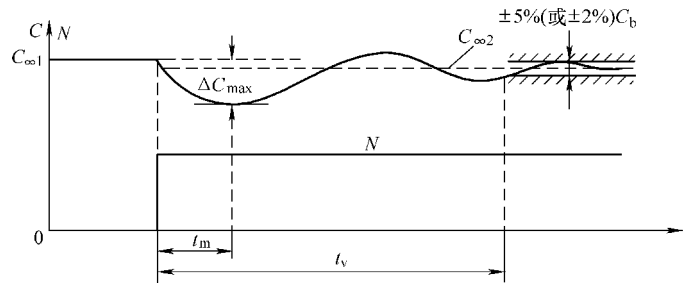


图 7-8 突加扰动的动态过程和抗扰性能指标

$\Delta C_{\max}$ —动态降落  $C_{\infty 1}$ —原稳态值  $C_{\infty 2}$ —新稳态值  $t_v$ —恢复时间

实际中，控制系统对各种动态性能指标的要求各有不同。工业机器人和数控机床用的位置随动系统要有较严格的跟随性能；而连轧机是要求高抗扰性能的调速系统，至于转速的跟随性能，只希望没有超调，过渡过程慢些没有什么关系。总之，一般来说，调速系统的动态指标以抗扰性为主，而随动性系统的动态指标则以跟随性能为主。

### 7.2.4 误差与稳态误差

如果对图 7-3a 进行改造,把传递函数  $G(s)$  分成两部分,并且在中间加入了扰动量输入,如图 7-9 所示。该图比较接近实际系统,当输入信号  $R(s)$  与主反馈信号  $B(s)$  不等时,比较装置的输出为

$$E(s) = \frac{1}{1 + H(s)G_1(s)G_2(s)}R(s) \quad (7-20)$$

此时,系统在  $E(s)$  信号的作用下产生动作,使输出量趋于希望值。通常,称  $E(s)$  为误差信号,简称误差(也称偏差)。

在扰动信号  $N(s)$  作用下,其扰动误差为

$$E_N(s) = -\frac{H(s)G_2(s)}{1 + H(s)G_1(s)G_2(s)}N(s) \quad (7-21)$$

比较式 (7-20) 和式 (7-21) 可知,由于信号作用在系统中的位置不同,产生误差的结果会不同。如果把扰动信号看作是一种特殊的输入信号,那么,系统的误差可以描述为是多个输入信号作用在系统上产生的误差的叠加。

误差本身是时间的函数,其时域表达式为

$$e(t) = e_{is}(t) + e_{ss}(t) \quad (7-22)$$

上式把误差信号  $e(t)$  分成两部分:瞬态分量  $e_{is}(t)$  和稳态分量  $e_{ss}(t)$ 。由于系统必须稳定,故当时间趋于无穷长时,必有  $e_{is}(t)$  趋于零。因而,控制系统的稳态误差定义为误差信号  $e(t)$  的稳态分量  $e_{ss}(\infty)$ ,常以  $e_{ss}$  简单标志。

对于一个实际的控制系统,由于系统结构、输入作用的类型(控制量或者扰动量)、输入函数的形式(阶跃、斜坡或者加速度)不同,控制系统的稳态输出不可能在任何情况下都与输入量一致或者相当,也不可能在任何形式的扰动作用下都准确地恢复到原平衡位置,此外,控制系统中不可避免地存在摩擦、间隙、不灵敏区或零位输出等非线性因素,它们都会造成附加的稳态误差。因此,系统设计任务之一是尽量减小系统的稳态误差,或者使稳态误差小于某一容许值。

研究稳态误差有两种方法,即动态误差系数法和静态误差系数法。利用动态误差系数法,可以研究输入信号几乎为任意时间函数时的系统稳态误差变化,因此由这种方法得到的动态误差系数又称为广义误差系数。为了求取动态误差系数,改写式 (7-20) 为

$$E(s) = \Phi_e(s)R(s) \quad (7-23)$$

式中  $\Phi_e(s)$  ——误差传递函数。

将误差传递函数  $\Phi_e(s)$  在  $s=0$  的邻域内展成泰勒级数,于是,误差信号可以表示为

$$E(s) = \Phi_e(0)R(s) + \frac{d\Phi_e(0)}{dt}sR(s) + \frac{1}{2!}\frac{d^2\Phi_e(0)}{dt^2}s^2R(s) + \dots \quad (7-24)$$

上述无穷级数收敛于  $s=0$  的邻域,称为误差级数,相当于在时间域内  $t \rightarrow \infty$  时成立。因此,当所有初始条件均为零时,对式 (7-24) 进行拉普拉斯反变换,就得到作为时间函数的稳态误差表达式为

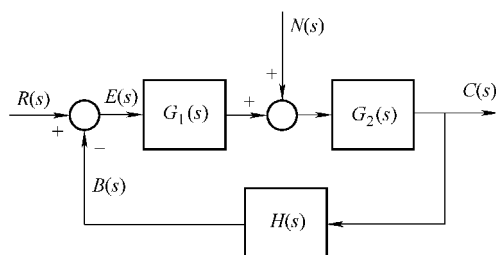


图 7-9 典型控制系统

$$e_{ss}(t) = \sum_{i=0}^{\infty} C_i r^{(i)}(t)$$

(7-25)

式中， $C_i$ ——动态误差系数， $C_i = \Phi_e^{(i)}(0) / \frac{1}{i!}$  ( $i=0, 1, 2, \dots$ )。

习惯上称  $C_0$  为动态位置误差系数，称  $C_1$  为动态速度误差系数，称  $C_2$  为动态加速误差系数。

一般情况下，伺服控制系统常用静态误差系数法来研究系统稳态误差。应当指出，在系统误差分析中，只有当输入信号是阶跃函数、斜坡函数和加速度函数，或者是这三种函数的线性组合时，静态误差系数才有意义。它的关系式如下：

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} s E(s)$$

(7-26)

由于稳态误差是误差信号稳态分量  $e_{ss}(t)$  在  $t$  趋于无穷时的数值，上式实质是用终值定理法求得系统的终值误差。它不能反映  $e_{ss}(t)$  随时间  $t$  的变换规律，这一点具有一定的局限性，但是它比动态误差系数法容易得多。表 7-1 列出了不同的反馈控制系统类型在不同输入信号形式下的静态误差系数。同时从表中也可以看出，对于同一个控制系统，在不同形式的输入信号作用下具有不同的稳态误差。

表 7-1 输入信号作用下的稳态误差

系统类型	静态误差系数			阶跃输入 $R \cdot 1(t)$	斜坡输入 $Rt$	加速度输入 $Rt^2/2$
	$K_p$	$K_v$	$K_a$	误差 $e_{ss} = R/(1 + K_p)$	误差 $e_{ss} = R/K_v$	误差 $e_{ss} = R/K_a$
0	$K$	0	0	$R/(1 + K)$	$\infty$	$\infty$
I	$\infty$	$K$	0	0	$R/K$	$\infty$
II	$\infty$	$\infty$	$K$	0	0	$R/K$
III	$\infty$	$\infty$	$\infty$	0	0	0

实际上，动态误差系数与静态误差系数之间存在一定的关系，在典型系统模型中，这种关系如下：

0 型系统： $C_0 = \frac{1}{1 + K_p}$ ； I 型系统： $C_1 = \frac{1}{K_v}$ ； II 型系统： $C_2 = \frac{1}{K_a}$

依据表 7-1，如果系统存在稳态误差，为了减小或消除系统在输入信号和扰动作用下的稳态误差，通常采取的措施是：

- ① 增大系统开环增益或者扰动作用点之前系统的前向通道增益；

② 串联积分环节，改变系统类型。

特别需要指出的是，在反馈控制系统中，设置串联积分环节或者增大开环增益以消除或减小稳态误差的措施，必然导致系统稳定性的降低，甚至造成系统不稳定，从而恶化系统的动态性能。因此，权衡考虑系统稳定性、稳态误差和动态性能之间的关系，便成为系统环路设计的主要内容。

7.3 电流/速度环控制策略

前已指出，设计三环控制系统的一般原则是：从内环开始，一环一环地逐步向外扩展。该节从电流环入手，首先确定出电流调节器结构，然后把整个电流环看做是转速环中的一个

环节,再确定出转速调节器结构。图 7-10 画出了图 7-1 中电流环和转速环的动态结构的具体形式。图中增加了滤波环节,包括反馈滤波和给定滤波。反馈滤波是必需的,为了平衡反馈滤波带来的延迟,在给定信号通道中加入相同时间常数的滤波环节,其意义是:让给定信号和反馈信号经过同样的延迟,使两者在时间上得到恰当的配合,从而带来设计上的方便。另外,图中也多出了一个电动机反电动势扰动,它是转速环反向引入电流环的,给设计带来了很大的不便。

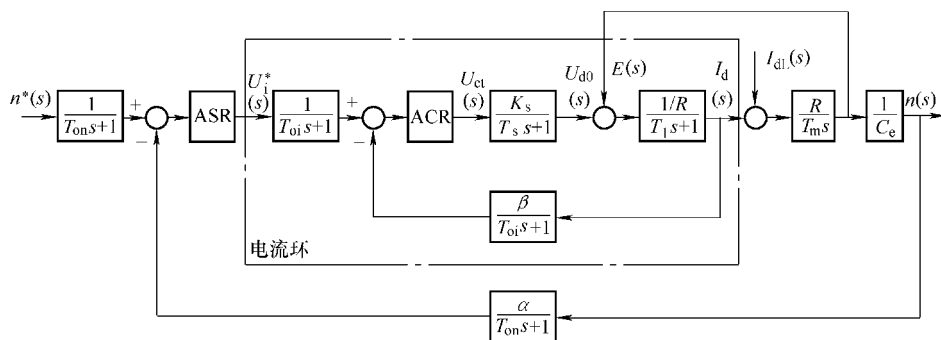


图 7-10 双环调速系统的动态结构框图

$T_{on}$ —转速反馈滤波时间常数  $T_{oi}$ —电流反馈滤波时间常数  $T_s$ —逆变器延迟滤波时间常数  
 $T_l$ —电气时间常数  $T_m$ —机械时间常数

### 7.3.1 反电动势补偿

把电流环单独拿出来设计时,首先遇到的问题是电动势产生的交叉反馈作用,它代表转速环输出对电流环的影响。现在还没有轮到设计转速环,要考虑它的影响自然是比较困难的。现在研究一下反电动势对电流环的影响。电流环中包含反电动势部分的结构如图 7-11a 所示。为了简单起见,假定为理想空载,即  $I_{dl}=0$ ,再将反馈引出点移到电流环内,得结构框图图 7-11b。利用反馈连接等效变换,最后得到图 7-11c。当  $T_m T_l \omega^2 \gg 1$  时,图 7-11c 中第一个方框内的传递函数可近似为

$$\frac{T_m s/R}{T_m T_l s^2 + T_m s + 1} \approx \frac{T_m s/R}{T_m T_l s^2 + T_m s} = \frac{1/R}{T_l s + 1} \quad (7-27)$$

于是,得到图 7-11d。

这样,在设计电流环时,电流环近似结构如图 7-12a 所示,这也是电流环将电动势反馈作用断开,从而得到忽略电动势影响的电流环结构框图。再把给定滤波和反馈滤波两个环节等效地移到环内,得到图 7-12b。最后,  $T_s$  和  $T_{oi}$  当作小惯性环节处理,看成一个惯性环节,即

$$T_{\Sigma i} = T_s + T_{oi} \quad (7-28)$$

则电流环结构框图最终化简成图 7-12c。因此,按要求把电流环设计成典型 I 系统,确定出电流调节器 ACR 结构为 PI 型。

由此得出,忽略反电动势  $E$  对电流环的作用,其近似条件为

$$T_m T_l \omega^2 \gg 1 \quad (7-29)$$

从工程观点上看,只要  $T_m T_l \omega^2 \geq 10$  就可以认为是远远大于 1 了,作为近似条件,可以粗略地取电流环的截止频率  $\omega_{ci}$  为



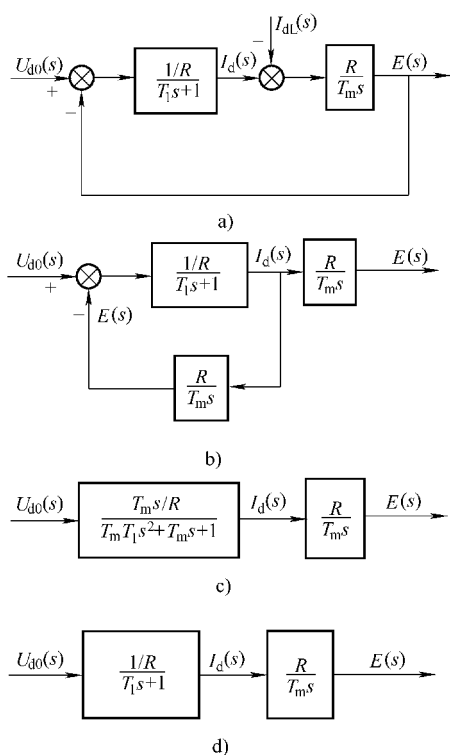


图 7-11 反电动势作用结构框图的等效变换

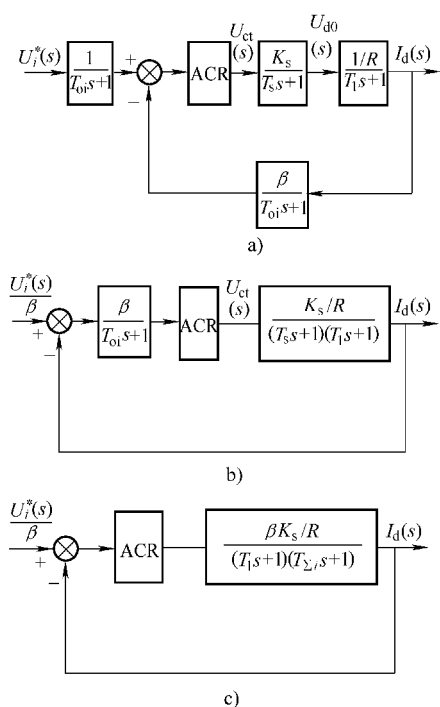


图 7-12 电流环的动态结构框图及其化简

$$\omega_{ci} \geq \sqrt{\frac{10}{T_m T_l}} \quad (7-30)$$

然而在近似条件下，即式 (7-30) 不满足时，就需要考虑反电动势  $E$  对电流环的影响，电流环的结构，即图 7-12c 变为图 7-13 所示。图中，当 ACR 为 PI 型，电流环稳态误差为

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \frac{R}{\beta K_s T_m K_I + R} \neq 0 \quad (7-31)$$

式中  $K_I$ ——ACR 中积分系数。

显然，在 PI 控制器的作用下，系统存在稳态误差，必须采取措施消除影响。

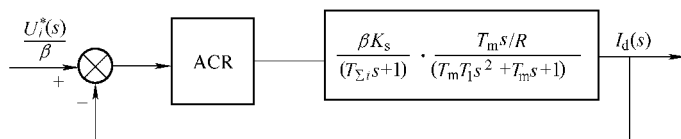


图 7-13 考虑反电动势的电流环动态结构框图

通常有两种解决方案。一种是改变 ACR 结构，在 PI 的基础上，增加一个二重积分环节：

$$W_{ACR}(s) = K_1 + \frac{K_2}{s} + \frac{K_3}{s^2} = \frac{K_1 s^2 + K_2 s + K_3}{s^2} \quad (7-32)$$

上式能够抵消图 7-13 分母中的二次多项式。增加此环节后，电流环可以实现稳态无差的跟踪给定信号。然而，也可以看出，该方案对电动机参数是敏感的，当参数调节不合适时，系



统响应不仅会变差,甚至有可能使系统损坏。

另一种方案是电动势补偿的方法,即在电流环结构框图的基础上增加补偿环节,如图 7-14 所示。图中,用参数  $K_e^*$  表述补偿功能,将补偿电动机本身固有的反电动势对电动机端电压的消弱作用。当电动机转速为零时,电动机转角也为零,则电动机本身不存在反电动势的作用,也不存在对反电动势的补偿作用。当电动机转动后,电动机本身产生的反电动势将通过  $K_e^*$  所在的回路得到补偿。

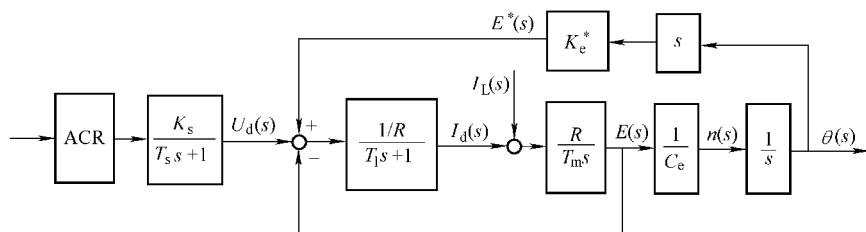


图 7-14 反电动势补偿结构框图

补偿反电动势所取的速度信号由位置传感器信号  $\theta$  经过差分得到,经过  $K_e^*$  得到补偿电压值  $E^*$ ,  $K_e^*$  设定得不同,  $E^*$  的结果自然也不同。如果  $K_e^* = C_e$ , 则理想的补偿结果能够完全抵消反电动势的影响,但是在实际的应用中,由于系统存在低频摩擦死区环节和数字控制采样滞后等时滞环节,会影响到补偿的效果。然而,与之前没有任何补偿时相比较,电流环响应还是有明显的改善。因此,该方案由于实现简单,不受电动机参数的影响,更有实际应用的价值。

### 7.3.2 PI 控制与 IP 控制

根据上节得到的电流环结构如图 7-12c 所示,按典型 I 系统设计电流环,电流控制器 ACR 设计为 PI 型。把 ACR 为 PI 型带入方框中,进行简化,预期会得到图 7-15 所示的结果。由于电流环具有低通特性,该电流环的闭环传递函数可以等效为

$$\frac{I_d(s)}{U_i^*(s)} \approx \frac{1/\beta}{2T_{\Sigma i}s + 1} \quad (7-33)$$

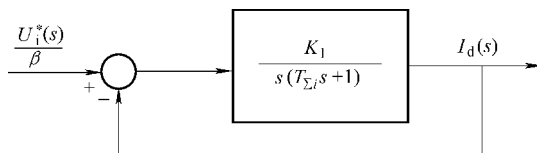


图 7-15 校正成典型 I 型系统的电流环动态结构框图

式 (7-33) 代替图 7-15 的电流闭环,作为转速环的一个环节,于是整个转速环的结构框图如图 7-16a 所示。和前面一样,把给定滤波和反馈滤波的环节等效地移到环内,同时把两个小惯量环节合并起来,近似成一个时间常数的惯性环节,即

$$T_{\Sigma n} = T_{on} + 2T_{\Sigma i} \quad (7-34)$$

则转速环结构框图可简化成图 7-16b。按典型 II 系统设计转速环,转速调节器 ASR 设计为 PI 型,校正后的转速环最终结构框图如图 7-16c 所示。

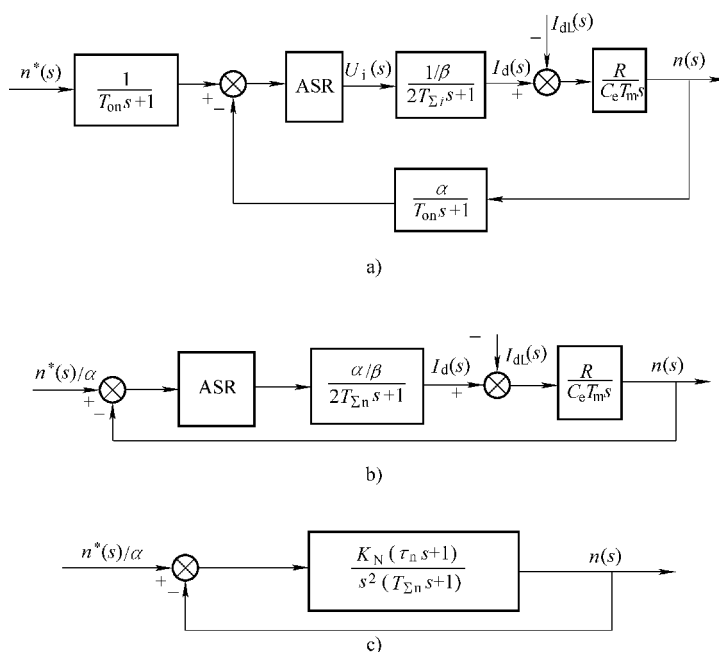


图 7-16 转速环的动态结构框图及其近似处理

因为电流响应要比转速响应快很多,有时为了便于分析,图 7-16 需要简化结构,在转速环中把电流环等效的部分被理想化为“1”,省略滤波环节,电动机用  $K_T/Js$  等效,则简化后的转速环动态结构框图如图 7-17 所示。

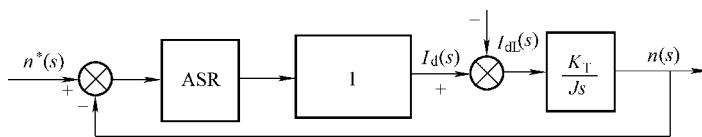


图 7-17 简化的转速环动态结构框图

目前,ASR 环节主要由 PI 结构构成的居多,但是也存在 IP 控制结构。把图 7-17 中 ASR 框图按图 7-18 所示展开,于是得到 PI 控制结构(图 7-18a)和 IP 控制结构(图 7-18b)。由 PI 结构得到图 7-17 的响应传递函数和扰动传递函数依次为

$$\frac{n(s)}{n^*(s)} = \frac{K_p s + K_p/T_i}{Js^2/K_T + K_p s + K_p/T_i} \quad (7-35)$$

$$\frac{n(s)}{I_{dl}(s)} = \frac{s}{Js^2/K_T + K_p s + K_p/T_i} \quad (7-36)$$

由 IP 结构得到图 7-17 的响应传递函数和扰动传递函数依次为

$$\frac{n(s)}{n^*(s)} = \frac{K_p/T_i}{Js^2/K_T + K_p s + K_p/T_i} \quad (7-37)$$

$$\frac{n(s)}{I_{dl}(s)} = \frac{s}{Js^2/K_T + K_p s + K_p/T_i} \quad (7-38)$$

比较式 (7-35) 和式 (7-37) 得出:两者都具有低通特性,然而 PI 分子有  $s$  的 1 次项,它会比 IP 阶跃响应得快,同时也会比 IP 容易发生超调。由式 (7-36) 和式 (7-38) 可知,

两者扰动传递函数结构是相同的，扰动性是相似的。因此，当 PI 控制器不能提供必要的性能时，可以考虑应用 IP 控制器获得较好的性能，一个实际应用的例子如图 7-18c 所示，它通过改变开关量来对其两种控制结构进行切换。

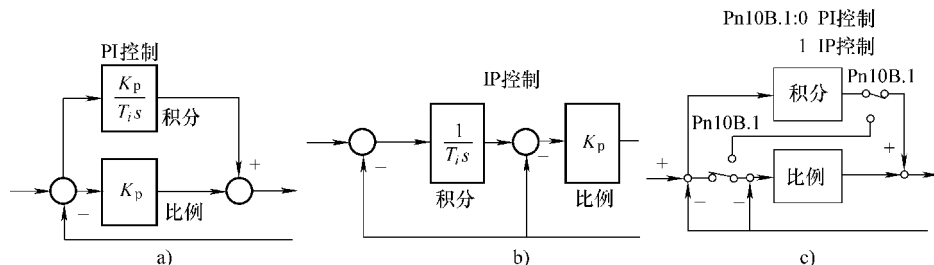


图 7-18 PI 控制结构与 IP 控制结构

### 7.3.3 扰动解耦

由图 7-17 接着分析转速环的扰动响应。图中，扰动转矩可由扰动电流  $I_{dl}$  乘以转矩常数  $K_T$  得到，实际系统中，扰动转矩  $T_{dl}$  是转速环的扰动指令，它是负载转矩、动摩擦转矩及重力转矩等转矩之和，其转矩扰动传递函数可由式 (7-36) 得到为

$$\frac{n(s)}{T_{dl}(s)} = \frac{n(s)}{K_T I_{dl}(s)} = \frac{s}{Js^2 + K_p K_T s + K_p K_T / T_i} \quad (7-39)$$

由上式得到的抗扰动幅频特性如图 7-19 所示。

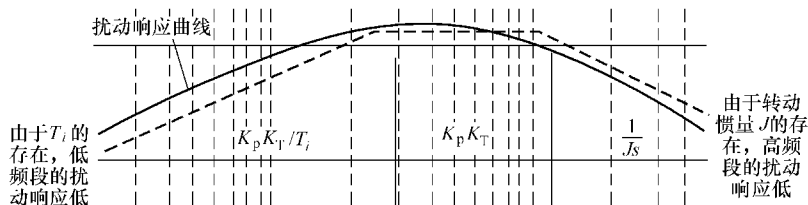


图 7-19 转速环扰动响应的频域图

高频时， $s$  比较大， $Js^2$  在分母中处于支配地位，于是：

$$T_{\text{扰动-高频}}(s) \approx \frac{s}{Js^2} = \frac{1}{Js} \quad (7-40)$$

它近似为一个有增益的积分环节，转动惯量的增大改善了高频段的扰动响应，并且它与转速调节器参数无关。

扰动响应在中频段时，式 (7-39) 分母中  $K_p K_T s$  占主导地位，于是有

$$T_{\text{扰动-中频}}(s) \approx \frac{s}{K_p K_T s} = \frac{1}{K_p K_T} \quad (7-41)$$

它近似为一个恒增益环节，正如式 (7-41) 所表示的那样，更大的比例增益有助于改善中频段的扰动响应性能。

在最低的频率范围内， $s$  非常小，因此  $K_p K_T / T_i$  占据主导地位，式 (7-39) 可简化为

$$T_{\text{扰动-低频}}(s) \approx \frac{s}{K_p K_T / T_i} \quad (7-42)$$

比例增益的增大改善了低频段的扰动响应，同样减小积分时间也是一样的。

根据上述分析，转速环的扰动响应可以在整个频率范围内由式(7-40)~式(7-42)近似，在高频段由 $J$ 支配，与转速调节器PI参数值无关；比例参数改善了中、低两个频段的扰动响应，而积分参数只改善低频段响应。

由此可见，改善扰动响应最直接的方法是提高控制器的增益。但是，所有的系统都存在稳定性限制，这种限制限制了回路的高增益。因此，另一种改善扰动响应的方法为扰动解耦法。扰动解耦法首先对扰动进行测量或估计，经过解耦路径引入到控制回路中，近似消除扰动。它的优点是当小稳定裕度不允许回路增益增大时能改善扰动响应，其缺点是必须对扰动进行测量或者估计。扰动解耦法与增大回路增益的方法并没有排他性，即两者一起使用可以获取的扰动响应优于单独用其中任何一种方法所获得的扰动响应。

图7-20给出了转速环扰动解耦的一般形式。按图中所示，扰动响应传递函数为

$$\frac{n(s)}{T_{dl}(s)} = G_p(s) \frac{G_D(s) K_{DD} G_{PC}(s) K_T - 1}{G_C(s) G_{PC}(s) K_T G_p(s) + 1} \quad (7-43)$$

观察可以发现，假定 $K_{DD} = 1/K_T$ ，如果解耦路径 $G_D(s)$ 是电流环 $G_{pc}(s)$ 的逆，那么对扰动的响应将是理想的，即分子为零。理想的扰动解耦的结果与转速环控制器的增益无关，当电流环简化为1时，扰动量测量准确度就成为实现对扰动理想响应的关键。理想的测量是不现实的，而实际中电流环 $G_{pc}(s)$ 也并非为1，构建电流环的逆是相当复杂的，花费巨大的代价可能只会换来较低的测量扰动带宽 $G_D(s)$ ，和较低的测量扰动准确度 $K_{DD}$ 。因此，扰动解耦法的研究重点在于如何理解扰动测量缺点的含义，具体地说是在于如何理解电流环的逆的缺点含义。

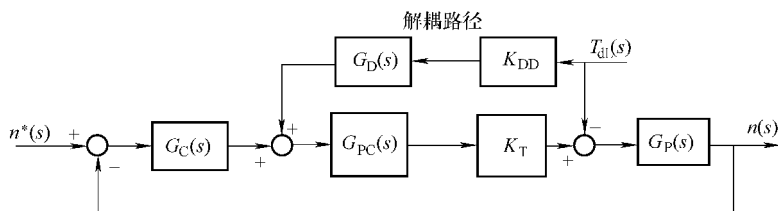


图7-20 扰动解耦法一般形式

$G_C(s)$ —ASR 传递函数  $G_{PC}(s)$ —电流环传递函数  $G_P(s)$ — $1/Js$

$G_D(s)$ —测量扰动带宽  $K_{DD}$ —测量扰动准确度

作为直接测量的一种备选方法，扰动转矩可以通过估计或者观测获得。通常把扰动转矩作为阶跃函数来处理，并以此构成0阶扰动观测器，如图7-21所示。图中是利用速度信号的0阶扰动观测器，其观测出的扰动转矩为

$$\hat{T}_{dl}(s) = \frac{g_d}{s + g_d} K_T I_q(s) - \frac{g_d s}{s + g_d} J \omega(s) \quad (7-44)$$

式中  $g_d$ ——扰动观测器的极点，是决定状态观测速度的一个参数。

根据式(7-44)的0阶扰动观测器所构成的关于转矩（电流）的I型伺服系统，在稳定状态时，它可以完全抑制阶跃状态输入的扰动转矩，观测扰动转矩与扰动转矩可以表示成

$$\hat{T}_{dl}(s) = \frac{g_d}{s + g_d} T_{dl}(s) \quad (7-45)$$

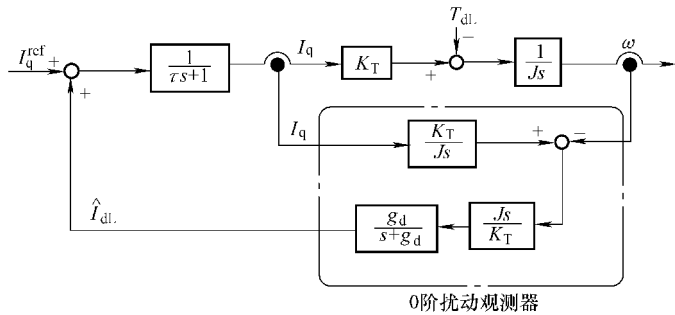


图 7-21 基于 0 阶扰动观测器的扰动估计

7.4 位置环控制策略

多数伺服控制系统除了准确的速度控制外，还需要准确的位置控制。采用位置控制环，其控制律是专门为运动系统的需要而设计的，因此常用于运动控制行业的回路结构中。位置前馈是必不可少的，此外，位置环还能实现一些特殊的功能，例如电子齿轮功能等。

7.4.1 电子齿轮比设计

在实际应用中，电动机与其他机械传动装置连接时，电动机每转动一圈，将转换为相应的位移，带动负载运动。位置指令通常是由上位机产生的，是具有一定频率和个数的脉冲。当指令脉冲当量和位置反馈脉冲当量不一致时，采用电子齿轮的方法来进行调节是必需的，它的好处可以用一个例子说明。

如图 7-22 所示，位置环中没有电子齿轮设计时，要将工件移动 10mm，上位机要做如下处理：

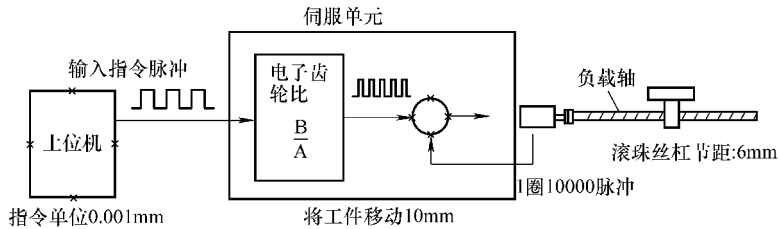


图 7-22 电子齿轮功能

- ① 电动机转 1 圈为 6mm，移动 10mm 需要 1.6666 圈；
- ② 转动 1 圈需要 10000 个脉冲，转动 1.6666 圈，一共需要 16666 个脉冲；
- ③ 发出 16666 个指令脉冲。

上位机在每次送出指令脉冲之前，都要进行上述“变换”，受限于机械结构，并且相应地增加了运算量。

位置环中使用电子齿轮设计，事先根据机械条件，设定好电子齿轮比分子和分母的值，参数一旦设定好，只要机械条件不变，就无需再次修改。由于电子齿轮功能的存在，上位机

不用再进行“变换”指令，彻底与机械结构脱离关系。具体方法是：

① 首先确定机械要移动  $1\mu\text{m}$ ，需要多少个脉冲，由转 1 圈移动 6mm 计算出转动 10/6 个脉冲可以移动  $1\mu\text{m}$ ；

② 接下来设定电子齿轮比，电子齿轮分子为 10，分母为 6；

③ 最后在上位机选定脉冲当量为 1，即 1 个脉冲代表移动  $1\mu\text{m}$ ，这样要移动 10mm，上位机按指令单位计算出要发送 10000 个脉冲。

这样，上位机不再需要额外计算，只要把插补器送出的值折算成脉冲当量值后发出脉冲即可。

根据上例，可以定义出电子齿轮比。假定相对于每一脉冲信号的机械运动部件的位移单位为  $a$  微米，即脉冲当量为  $a$ 。（ $a$  一般为 1 或者 10、100、1000 等。）在该机械结构下，电动机转动 1 圈（有  $P$  个反馈脉冲）需要移动  $x$  微米，则电子齿轮比  $K$  为：

$$K = \frac{A}{B} = \frac{aP}{x} \quad (7-46)$$

式中  $A$ ——电子齿轮比分子；

$B$ ——电子齿轮比分母。

实际应用中， $K$  一般取值范围为 0.01 ~ 100，如果根据  $a$ 、 $P$ 、 $x$  计算出的  $K$  超出了这个范围，伺服单元不能正常动作，这时需要变更机械构成，或者变动指令单位  $a$ 。

电子齿轮是位置环中的一个特殊功能，它通常放在位置环的给定通道入口处，齿轮比值  $K$  的变化实际上只是调节了位置指令脉冲频率，从而改变了电动机的转速。因此改变齿轮比值不会影响位置环的性能。

#### 7.4.2 前馈控制

类似于用扰动解耦来改进扰动响应那样，前馈用来改善指令信号的响应。采用前馈时，指令响应不再取决于控制回路带宽，一个慢速控制器可以将指令响应的速度提高好几倍。由于前馈增益不形成回路，因此不损害系统的稳定性。

一个标准的前馈控制器如图 7-23 所示，位置环引入了前馈路径  $G_F(s)$  和  $K_F$ ，把控制回路分成两部分，即控制器  $G_C(s)$  和被控对象  $G_P(s)$ 。由图 7-23，系统的指令响应传递函数可以写为

$$T(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{[K_F G_F(s) + G_C(s)] G_P(s)}{1 + G_C(s) G_P(s)} \quad (7-47)$$

由于理想指令响应为 1，因此式中  $T(s) = 1$ ，根据式 (7-47) 可得到

$$(K_F G_F(s) + G_C(s)) G_P(s) = 1 + G_C(s) G_P(s) \quad (7-48)$$

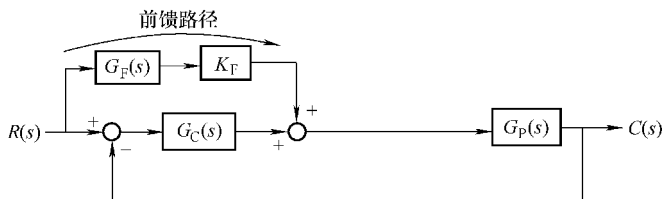


图 7-23 前馈控制器的一般结构

经校验可知, 如果  $K_F = 1$ , 则  $G_F(s) = G_p^{-1}(s)$ , 这也就是说, 确定出控制对象传递函数的逆后, 前馈路径使得输出信号完全跟踪指令信号。由式 (7-47) 也可以得到, 前馈传递函数  $G_F(s)$  的模型只与前馈点后面的部分, 即  $G_p(s)$  有关, 和点前面的部分,  $G_c(s)$  没有关系。

结合上一节内容, 位置环控制结构一般如图 7-24 所示, 它由位置控制器 APR, 转速环 (由转速控制器 ASR、电流环等环节构成) 和一个积分环节 (图中最后一个框图) 组成。积分环节表示转速到位置的环节, 即位置可由转速积分得到。

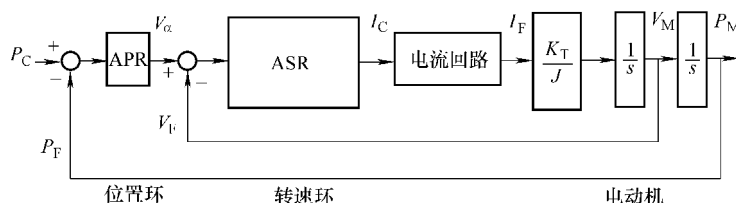


图 7-24 位置环控制一般结构

由于转速环具有低通特性, 且带宽远宽于位置环, 为了简化分析, 其传递函数假定为 1, 由此可以认为图 7-23 中  $G_p(s)$  的传递函数近似为  $1/s$ , 则由理想的指令响应传递函数, 式 (7-47) 得到  $G_F(s) = s$ 。于是, 结合图 7-23 和图 7-24 可简化结构得到图 7-25, 图中位置环静态误差为:

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^2(1 - K_F)}{s + K_P} R(s) \quad (7-49)$$

假定位置指令  $R(s)$  为斜坡指令, 即  $1/s^2$ , 则式 (7-49) 的结果为

$$e_{ss} = \frac{1 - K_F}{K_P} \quad (7-50)$$

同样, 得到不带前馈的位置环静态误差为

$$e_{ss} = \frac{1}{K_P} \quad (7-51)$$

比较式 (7-50) 与式 (7-51), 当  $K_F = 100\%$  时, 前馈效果最理想, 静态误差为零; 当  $K_F = 0$  时, 静态误差即与不带前馈时的一样。

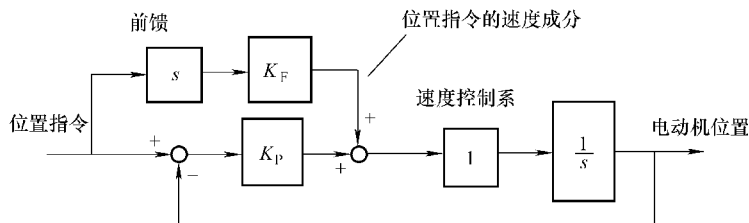


图 7-25 具有前馈功能的位置环结构

上面分析得到  $K_F = 100\%$  时, 获得的响应最为理想, 但实际应用中, 它会对变化剧烈的信号产生过大的超调。这个问题可以通过限制前馈增益  $K_F$  为  $60\% \sim 80\%$  来解决, 这种折中的方法在减小超调中是有效的, 但它限制了前馈原本对系统在响应速度方面的改进。出现这



样问题的根本原因是位置环框图中转速回路和反馈回路认识的不足。实际系统中转速回路对控制对象的增益并不总是已知的，电动机转动惯量或负载的变化会改变增益；功率变流器运行也并不总是可预测的，总会存在个体差异；同样，反馈回路存在延迟等。解决这些问题需要通过尽可能地减小对功率变流器和反馈的认识缺陷，并对这些缺陷进行补偿，近似逼近转速回路为“1”，以达到提高前馈增益的目的。

通常，在设计位置环时，工程师比较关注的是前馈点的位置，因为正如前面阐明的那样，前馈路径只与点的后面部分有关，前馈点位置越靠后，后面部分的传递函数越近似为  $1/s$ 。图 7-26 是具有速度前馈的 P/PI 位置控制框图，它把图 7-25 中转速环的 ASR 提取出来，与位置环 ARP 一起分析，就像图 7-24 那样。一般情况下，在位置控制中，转速环采用 PI 控制，位置环采用 P 控制，因而又称这种结构为 P/PI 控制。（位置环还有另外两种结构，即 PI/P 和 PID，由于没有 P/PI 应用广泛，故本书不作阐述）。图中用速度指令  $V_C$  取代了前馈通道中的  $sP_C$ ，是因为在大多数现代控制器中，速度指令并不是由位置指令计算得到的。实际上，为避免计算过程中的数字微分问题，通常是由轮廓发生器对受控速度进行积分来计算位置。

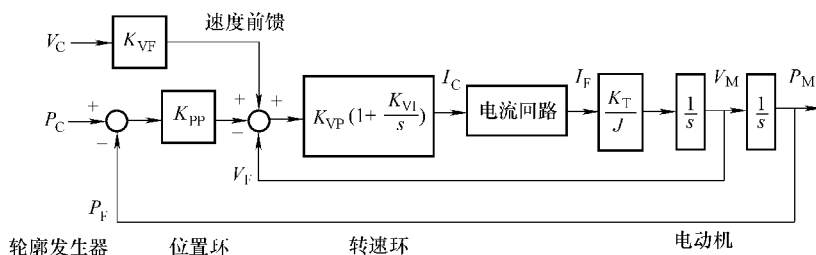


图 7-26 具有速度前馈的 P/PI 位置控制框图

加速度前馈是速度前馈的一个自然扩展，如图 7-27 所示。与加速度指令信号  $A_C$  成比例的电流  $I_C$  加到了速度环的输出。注意到  $K_{AF}$  把加速度转换为安培，意旨该项包含一个隐式变换因子  $J/K_T$ （乘以  $J$  把加速度转换为转矩，除以  $K_T$  把转矩转换为电流）。因此必须设置  $K_{AF}$  为  $J/K_T$  的一部分，每当负载转动惯量发生变化时，就必须调整  $K_{AF}$ 。

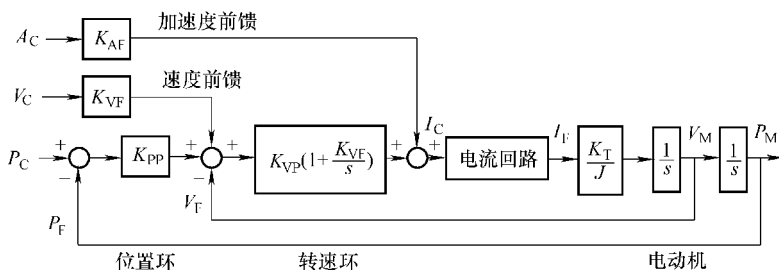


图 7-27 具有加速度前馈的 P/PI 位置控制框图

下面比较 P/PI 位置环 3 种控制结构，即图 7-24、图 7-26 和图 7-27 的指令响应。在无前馈结构下，指令响应传递函数为

$$\frac{P_F(s)}{P_C(s)} = \frac{K_{VP}K_{PP}s + K_{VP}K_{VI}K_{PP}}{Js^3/K_T + K_{VP}s^2 + K_{VP}(K_{VI} + K_{PP})s + K_{VP}K_{VI}K_{PP}} \quad (7-52)$$

式中, 在低频段,  $s$  很小, 函数接近 1; 在高频段,  $s$  很大时, 函数值下降到接近零, 这种形式是低通滤波器的形式。

在速度前馈结构下, 传递函数为

$$\frac{P_F(s)}{P_C(s)} = \frac{K_{VP}K_{VF}s^2 + K_{VP}(K_{VI}K_{VF} + K_{PP})s + K_{VP}K_{VI}K_{PP}}{Js^3/K_T + K_{VP}s^2 + K_{VP}(K_{VI} + K_{PP})s + K_{VP}K_{VI}K_{PP}} \quad (7-53)$$

同式 (7-52) 相比, 式 (7-53) 通过前馈路径在分子中增加了  $s^2$  项, 该项成为分子中的最高频率项, 使指令响应得到改善; 而分母保持不变, 因而稳定性裕度与扰动响应都没有受到任何影响。

在速度与加速度前馈结构下, 传递函数为

$$\frac{P_F(s)}{P_C(s)} = \frac{K_{AF}s^3 + K_{VP}K_{VF}s^2 + K_{VP}(K_{VI}K_{VF} + K_{PP})s + K_{VP}K_{VI}K_{PP}}{Js^3/K_T + K_{VP}s^2 + K_{VP}(K_{VI} + K_{PP})s + K_{VP}K_{VI}K_{PP}} \quad (7-54)$$

加速度项在分子中增加了  $s^3$  项, 于是进一步改善了响应, 但不影响分母结构。在理想情况下, 即  $K_{AF} = J/K_T$ ,  $K_{VF} = 1$ , 则传递函数为“1”, 电动机完全地跟随指令信号。当然, 因为电流回路的响应能力是有限的, 在指令信号是急剧变化的系统中, 这样完全地跟随是不现实的。采用 100% 前馈时, 电力变流器中的缺陷会引发超调。但是, 两个前馈增益通常可以设置到理想值的 80% 以上, 从而大大加快了对指令的响应。

因此, 加速度前馈的突出优势就是在不降低位置环增益的条件下, 消除由速度前馈引起的超调。加速度前馈同速度前馈相结合, 使得系统的响应比单独只有速度前馈时快得多。在目前的伺服驱动器产品中, 加速度前馈比速度前馈使用得少, 但是正在越来越被重视。

### 7.4.3 半闭环与全闭环

常规的数字式位置控制系统基本组成如图 7-28 所示。图中伺服驱动模块与伺服电动机等共同组成一个高准确度角度闭环伺服系统, 其输入为数控系统给出的指令脉冲, 输出为电动机转角。在以光电编码器为反馈环节所实现的闭环控制下, 电动机轴的转角将严格地跟随指令值变化。通过齿轮副和丝杠副传动, 电动机的角度位移被转换为所需的工作台直线位移。

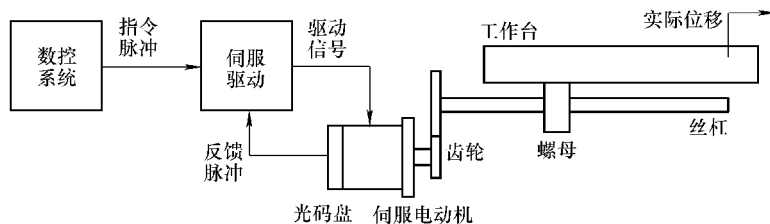


图 7-28 常规数字式位置控制系统的基本组成

由图可见, 虽然以转角为输出的数字式伺服系统本身是一闭环系统, 但从以机床工作台位移为最终被控量的角度看, 由其构成的位置控制系统却是一个半闭环系统 (或称为开环系统)。因此, 其位置控制准确度不但与控制系统的性能有关, 而且还在很大程度上取决于电动机的反馈装置。对于如齿轮组、传动带/滑轮组、丝杠等传动部件, 需要乘以一个转换系数来进行计算位置。但是, 不准确性会影响实际计算, 传动部件中的误差使电动机反馈与

负载位置之间的关系发生畸变，不论丝杠的螺纹还是齿轮的齿都不能准确配置。在要求更高准确度的应用中，将传感器直接放在负载上，以与电动机传感器协同工作，从而保证系统具有很高的动态、稳态精度。

根据上述思路构成的数字化全闭环位置控制系统的基本组成如图 7-29 所示。图中，全闭环位置控制用到两个反馈装置，一个在电动机上，另一个在负载上。光电编码器响应快，容易构成高频段闭环回路。光栅尺直接测量负载位移，传动部件的不准确并不影响它的准确度。但是，由于负载是通过柔性传动与电动机相连接的，所以光栅尺不会立即对电动机位置的改变做出反应，电动机旋转与负载移动之间的时间滞后使得光栅尺回路响应太慢而不能构成快速闭环回路。于是，因为位置环中准确度非常重要，所以把光栅尺连接到位置环；而速度环关心的是速度，则把编码器连接到速度环。

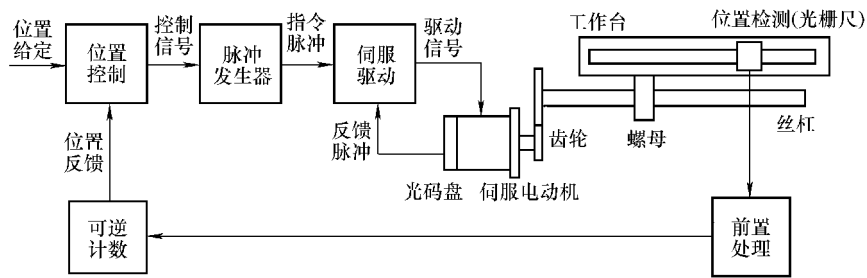


图 7-29 数字化全闭环位置控制系统的组成

结合图 7-27，对图 7-29 进行分析，得到基于 P/PI 位置控制结构的全闭环控制结构框图如图 7-30 所示。图中，根据实际机械系统的柔性程度，有时会考虑对位置反馈回路出现的延迟进行指令延迟补偿，从而在不改变位置环增益的前提下，能够获得较高的前馈增益。

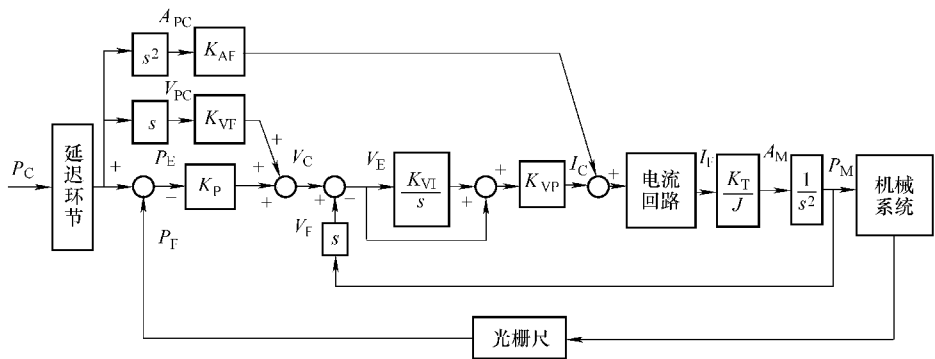


图 7-30 带有前馈的 P/PI 位置控制中的双环控制结构框图

7.5 抑振控制策略

机械振动是伺服系统中最普遍的一个问题，它最常见的起因是电动机和负载之间的柔性耦合。柔性耦合引起机械振动，振动阻碍了系统控制准确度的提高。

近年来，以振动抑制为目的的控制技术的研究发展得很快，特别是对于以轴的扭转振动

为代表的因机械系统的柔性而引起的振动抑制的问题，在很多工业机械中作为重要的课题而进行广泛的研究与开发，提出了很多解决方案。人们了解到，根据条件不同，用比较简单的控制方式来实现振动抑制也是可能的。

因此，本节将从实用的观点出发，简要介绍有关机械振动和抑振控制方面的内容。

7.5.1 振动模型

为了传递转矩和转速，在电动机和负载之间，存在着各式各样的机械传动机构。例如，在实际工业应用中，数控加工设备的机械结构如图 7-31 所示。图中，电动机通过伺服驱动器进行闭环控制，执行机构通过联轴器、传动轴以及滚轴丝杠等传动机构与电动机连接。

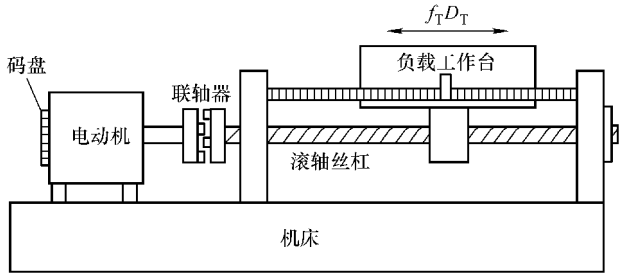


图 7-31 数控加工设备机械结构

由于传动装置的刚度有限，机构中每个部件都有一定的柔性，换句话说，每个部件都可以看做是一个弹簧。由弹簧特性建立的电动机与负载模型就像图 7-2b 所示那样，它是一个二惯性系统的物理模型，弹性的存在将在系统中引入谐振点，引发机械谐振。一般情况下，振动负载模型的结构框图如图 7-32 所示。指令电流  $I_C$  通过电流控制器产生反馈电流  $I_F$ ，然后与电动机转矩常数  $K_T$  相乘产生电磁转矩  $T_E$ 。电磁转矩直接驱动电动机转动惯量  $J_M$ ，产生电动机加速度  $A_M$ ，加速度通过积分得到电动机速度  $V_M$ ，进而得到电动机位置  $P_M$ 。

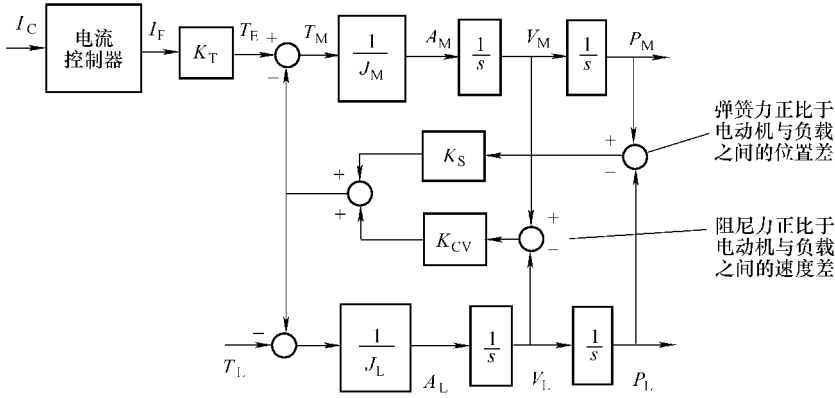


图 7-32 振动负载模型的结构框图

图中，一旦电动机轴开始转动，组合的传动机构柔性变形，即弹簧弹性收紧，对负载产生的转矩正比于电动机与负载位置之差，其值为弹簧转矩  $K_S (P_M - P_L)$ 。一方面，它将正向作用于负载，负载转矩  $T_L$  对负载转动惯量  $J_L$  驱动，产生负载加速度  $a_L$  通过积分形成负载

速度  $v_L$ ，再次积分后形成负载位置  $P_L$ ；另一方面，弹簧转矩反向作用于电动机，来减缓电动机的运转。

另外，图中还含有一个交叉耦合的黏性阻尼项  $K_{cv}$ ，该项产生的转矩正比于电动机与负载之间的速度差。阻尼有利于稳定系统，很遗憾的是，常用的传动材料主要是钢，它几乎不提供机械阻尼。因而，系统中的阻尼系数很小，甚至可忽略，从而可以对系统模型进行简化，如图 7-33 所示。图中还忽略了静摩擦和干摩擦（Coulomb 摩擦）带来的影响。

由图 7-33 所示的框图得到电磁转矩  $T_E$  到电动机转速  $v_M$  的传递函数：

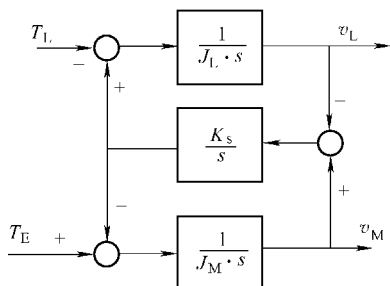


图 7-33 简化的振动负载模型框图

$$\frac{v_M(s)}{T_E(s)} = \frac{1}{(J_M + J_L)s} \cdot \frac{J_L s^2 + K_S}{\frac{J_M J_L}{J_M + J_L} s^2 + K_S} \quad (7-55)$$

式中给出了两个结果，等号右边第一项等效于非柔性电动机特性，即积分乘以电动机和负载转动惯量之和；第二项代表了柔性耦合的作用。该式即是系统振动的数学模型。

由图 7-33 也可以得到电磁转矩  $T_E$  到负载速度  $v_L$  的传递函数：

$$\frac{v_L(s)}{T_E(s)} = \frac{1}{(J_M + J_L)s} \cdot \frac{K_S}{\frac{J_M J_L}{J_M + J_L} s^2 + K_S} \quad (7-56)$$

该式用来计算完全取决于负载反馈的伺服驱动系统的响应。它与式 (7-55) 是类似的，只是分子没有  $s^2$  项。由于缺少  $s^2$  项，式 (7-56) 在高频段多了  $180^\circ$  的相位滞后，因此一个完全取决于负载反馈的系统通常很难控制。大多数高性能系统取决于电动机的反馈，即式 (7-55)，至少在高频段是这样的。当需要用负载来获得更高的准确度时，许多系统采用称为双回路控制的控制技术，这种技术采用两个反馈装置，一个安装在电动机上，另一个安装在负载上，如图 7-29 所示的那样。

### 7.5.2 不稳定分析

由振动模型，即式 (7-55) 给出的频率响应如图 7-34 所示。图中，增益在谷底的频率称为抗谐振频率  $F_{AR}$ ，或者称为反共振频率；增益处于峰值时的频率称为谐振频率  $F_R$ ，或者称为共振频率。在抗谐振频率，式 (7-55) 的分子值最小，这种情况有如下关系：

$$F_{AR} = \sqrt{\frac{K_S}{J_L}} \quad (\text{单位为 rad/s}) = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_S}{J_L}} \quad (\text{单位为 Hz}) \quad (7-57)$$

上式可以通过把式 (7-55) 中的分子转换为

$$J_L s^2 + K_S = J_L (s^2 + \omega_N^2) \quad (7-58)$$

的形式来获得，显然， $\omega_N^2 = K_S/J_L$ 。同样，在谐振频率，分母达到最小值，有如下关系：

$$F_R = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_S (J_L + J_M)}{J_L \times J_M}} \quad (\text{Hz}) \quad (7-59)$$

该式可以通过把式 (7-55) 中的分母转换为

$$\frac{J_M J_L}{J_M + J_L} s^2 + K_S = \frac{J_M J_L}{J_M + J_L} (s^2 + \omega_N^2) \tag{7-60}$$

的形式来获得。

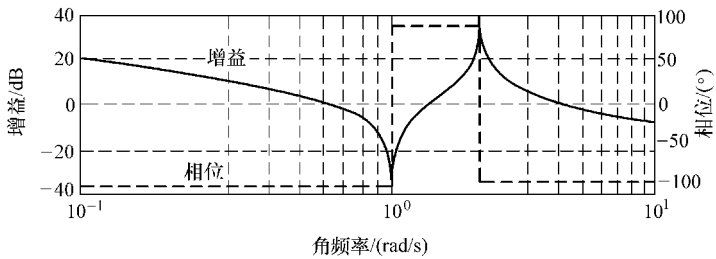


图 7-34 典型双惯性系统的频率响应特性

关于抗谐振频率和谐振频率的特征可以用一个简单的例子来说明，如图 7-35 所示。图中，伺服和装置简单地以一根弹簧连接。这时，逐渐让伺服系统做快速的往复运动，会出现三种情况，即装置与伺服系统同速动，装置比伺服系统摇晃剧烈和装置几乎不动。第一种情况是正常的状态，第二种情况其往复间隔为反振动频率，第三种情况其往复间隔为振动频率。

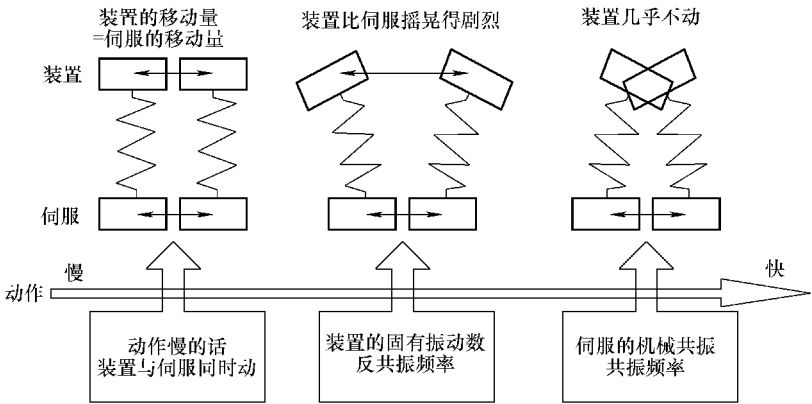


图 7-35 共振频率和反共振频率的动作效应

当发生反共振时，伺服电动机很难运转，输入到电动机中的能量立即流向了负载装置，装置以固有振动频率摇动，这个频率与电动机转动惯量无关；在摇晃过程中，装置负载会发生强度很大的振荡，弹簧严重弯曲变形。当发生共振时，装置几乎不动，就像没有负载一样，电动机运动没受到任何阻力，就像总转动惯量非常小，从而使得回路增益变得非常大一样。

下面继续分析图 7-34 的频率响应特性。由图 7-34 可以看到：在低频段，系统具有转动惯量  $(J_M + J_L)$  的刚体特性；在高频段，系统近似为具有转动惯量  $J_M$  的刚体特性；然而在中间频率，系统则分别具有反振动特性和振动特性。在由反振动特性到振动特性的交替过程中，增益上涨，相位也将再滞后，很大程度上减小了幅值裕度和相位裕度。由振动频率式



(7-59) 和反振动频率式 (7-57) 可知,  $K_S$ 、 $J_M$  和  $J_L$  会对系统振动产生很大的影响。

不难看出, 整个频域范围内, 系统具有 3 个增益频率穿越点和两个相位频率穿越点。系统产生不稳定多数发生在高于第 1 个相位频率穿越点之后, 或者在第 3 个增益频率穿越点附近。第一个相位穿越发生后, 虽然系统的增益会随着频率的增大而减小, 但是可能在之后的一个狭窄的频段内, 增益会迅速增大, 频率值在共振频率处的增益增长最大, 导致系统减小幅值裕度最大。因此, 尖峰或者尖峰形成的过程很大程度上引起系统不稳定, 由于尖峰形成的频率范围狭窄, 这类振动多数发生在机械的振动频率点上。

第 2 种不稳定情况的发生可能是在高于振动频率点之后。闭环增益会在高于振动频率点之后的某个频率位置形成凸峰, 引起系统不稳定, 这个频率点一般在过第 3 个增益频率穿越点附近。因此确定, 虽然这类振动发生的频率是不固定的, 但一个重要的特征是它的振动频率高, 而且通常远高于振动频率。

由此可见, 机械柔性耦合是以两种方式产生不稳定的, 针对不同方式的特征, 可以采用不同的抑振方法。但是这两类问题产生是类似的, 无论哪个, 都可以理解为是由于转动惯量随着频率的变化而发生变化引起的。

通常, 机器发出的声音提供了一条检验系统是否存在振动频率点不稳定或者过振动频率点不稳定的思路。一个在振动频率点振动的机器会发出纯音调的声音, 听起来与音叉的声音非常相似。由于振动的频率是由机械固有频率所确定的, 改变控制器的增益可能改变振动的强度, 但通常不会改变音调。而由控制增益引起过振动频率点振动的情况不同, 振动频率受控制回路增益的影响。运行过程中, 环路增益的一些变化是常见的, 例如, 电流环中电动机电感的变化。每个增益的偏移可能会产生一个相应的不稳定性频率偏移, 这样的变化导致振荡频率发生, 产生畸变的音调, 其结果是声音常常是粗糙、刺耳的噪声。此外, 也要注意有些振动的问题是这两种情况的组合, 它的振荡频率是高于但仍接近于机械振动的固有频率。

另外, 对于一个实际中的系统来说, 由于传动装置有多个部件组成, 不同的部件弹性不同, 引发的谐振频率也会不同, 谐振点会不止一个。例如, 图 7-31 引起的机械谐振频率点如图 7-36 所示, 通常, 该类系统的传动装置引起的机械谐振频率会集中在 100 ~ 2000Hz 范围内。这种情况, 建议设计者绘制系统的伯德 (Bode) 图, 分析和确定振动与反振动频率, 降低不稳定的可能性, 来确保系统有足够的稳定裕度。

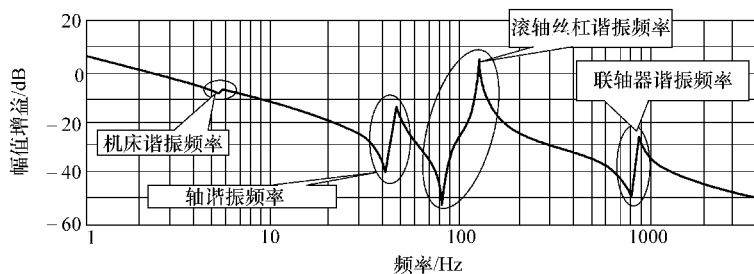


图 7-36 不同弹性引起的机械谐振

### 7.5.3 被动式抑振和主动式抑振

前面主要研究了由传动轴系、联轴器等弹性设备以及负载转动惯量引起的机械系统谐



振，并建立数学模型进行了不稳定性分析。出于机械谐振的成因比较复杂，同时受机械系统的固有特性以及负载情况的影响，解决此问题的方式一般被归纳为两种，即被动式抑振和主动式抑振。

1. 被动式抑振

被动式抑振一般是通过改进机械结构以及调整电动机与负载之间转动惯量关系等被动方式来解决此问题的。根据参数  $K_S$ 、 $J_M$  和  $J_L$ ，主要有两类方法，即增大电动机转动惯量  $J_M$ /负载转动惯量  $J_L$  的比值  $R$  和加强刚性传动  $K_S$ 。

(1) 增大电动机转动惯量  $J_M$ /负载转动惯量  $J_L$  的比值  $R$

增大电动机转动惯量负载转动惯量的比值是改善谐振问题最可靠的方法。因为负载与电动机的转动惯量的比值越小，柔性耦合对系统的影响就越小。这可以从式 (7-55) 中看出，当  $J_M$  相对于  $J_L$  很大时，等号右边最后一项近似为 1，柔性耦合作用不存在。

理论上，增大  $R$  的最好方法是减小负载转动惯量。任何可以用来减小负载转动惯量的措施通常有助于克服谐振问题，但是大多数机械设计者出于非伺服原因（例如，价格、最大加速度、重量或结构应力等）而努力减小负载转动惯量，因此在机械结构已经设计好之后再减小负载转动惯量就很难了。

另一个备选方法自然是增大电动机转动惯量。增大电动机转动惯量通常会增大电动机和驱动器的价格，即便如此，还是常常采用这种技术，因为它非常有效，如图 7-37 所示。图中，由图 a 到图 b，电动机转动惯量增大了 6 倍，仿真结果表明谐振明显得到改善。

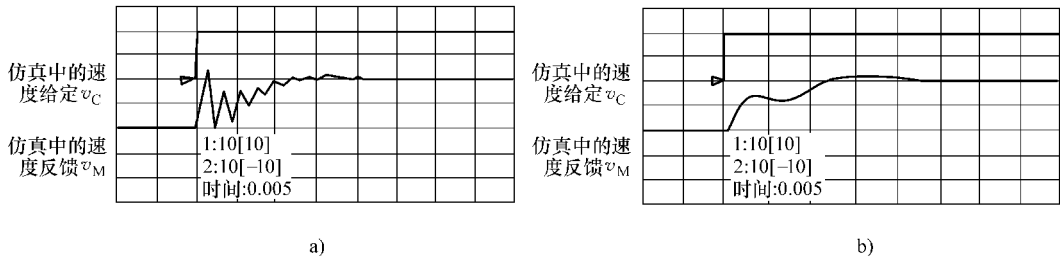


图 7-37 由仿真获得：增大电动机转动惯量改善谐振特性

下面举个实际伺服电动机选型情况的例子：通常选择中等转动惯量的电动机驱动重负载，特别是柔性机器，原因是中等转动惯量电动机把质量增加到轴上，因此它们的转动惯量要比小转动惯量电动机大好多倍，然而两者在磁学和电学方面却是类似的。

实际上，电动机转动惯量与负载转动惯量关系应该在减弱谐振的前提下进行匹配。大的电动机转动惯量缓和了谐振问题，但提高了价格；电动机/负载的转动惯量比越小，控制系统响应越快。通常，在典型的伺服应用中，对于响应快的系统要求负载匹配使用，转动惯量比通常为 3 ~ 5，其他场合应用的转动惯量比会大些。

(2) 加强刚性传动  $K_S$

加强刚性传动  $K_S$  的目的是提高机构的谐振频率，把谐振频率移到它能带来损害的频率范围之外。加强刚性传动有如下一些常用方法：

- ① 加宽传动带，采用加了筋的增强型传动带，或者用多条并行传动带；

- ② 采用刚性变速箱；
- ③ 增大丝杠的直径，并采用滚珠螺母；
- ④ 缩短轴长，增大轴直径；
- ⑤ 增强机器的机架（防止电动机架与轴转矩相互作用过程中产生振荡）；
- ⑥ 加大连接部件尺寸，等。

在提高传动刚性时，应从传动路径中最松弛的部件开始。因为传动部件相互连接，可以认为弹簧都是串联的，因此，机械传动系统的总弹性常数可以等效认为是单个弹簧常数的倒数之和的倒数，弹性常数的合并用下式表示：

$$K_s = \frac{1}{\frac{1}{K_{\text{连轴器}}} + \frac{1}{K_{\text{变速箱}}} + \frac{1}{K_{\text{丝杆}}}} \quad (7-61)$$

因此，单个松弛的部件能独自使总弹性常数  $K_s$  显著减小。

遗憾的是，增大传动刚度并不是一种改善谐振的可靠措施。事实上，机械传动换成了刚性连接器（常常是较贵的），后果可能是使系统产生更多的谐振问题。这是因为，虽然增大刚性，共振频率变大，但是由于  $R$  的关系，它可能并没有消除第二、第三增益穿越频率或者其增益减小程度不够，因而在第三穿越频率处的问题依然存在。

因此，在机械结构设计之前，增大传动刚度以改善振动特性相关的问题是需要建模和测量机器的性能来解决的。负载转动惯量、电动机转动惯量和传动刚性等机械参数都可以准确建模，然后采用开环伯德图预测出来增大传动部件刚性的效果，从而指导机械工程师选择合适的传动部件。并且，同时要充分依赖于历史设计和反复的试凑。

## 2. 主动式抑振

通过测量振动信号对系统以直接抑振控制为目的的方法即为主动式抑振。目前，主动式抑振方法主要包括三种：

① 使用传感器直接测量电动机端和负载端的位置和速度信号，根据两端信号估算出机械谐振的状态，并进行抑制；

② 使用传感器测量电动机端的位置以及速度信号，并用观测器估计负载转速等变量进行谐振抑制；

③ 仅使用一个传感器测量电动机端的位置以及速度信号，在常规的三闭环伺服控制系统中加入陷波滤波器或相位补偿器装置进行补偿，对机械振动形成抑制。

第1种方法需要额外测量负载侧位置，增加系统成本和复杂性，目前还没有实现常规应用；相反，第2种和第3种方法具有较高的常规应用性。

其中，第3种方法把滤波器放置在回路中，以补偿柔性负载所引起的增益变化，如图7-38所示。该滤波器最常放置的位置是电流回路之前。考虑到系统会存在不止一个振动频率点，通常要求几个陷波滤波器串联在一起，分别滤除各自的振动频率。回路中原来存在的低通滤波器（用于消除分辨率噪声）可以处理过振动频率点振动问题，因为低通滤波器的特性可以降低接近和高于振动频率处的增益，但是它的代价是要引入相位滞后。因此，这个位置的低通滤波器结构设计可以设计为二阶低通，因为它会比一阶低通相位滞后小些，或者进行相位滞后补偿。

机械传动总会存在间隙，间隙引起了传动回程误差，当输入轴要求正反向转动运行时，

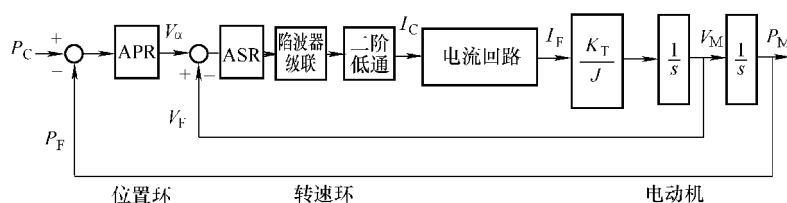


图 7-38 陷波滤波器级联与二阶低通滤波器抑制机械谐振模型框图

将会出现一个死区，这就造成了即便电动机已经动了，而负载却完全未动的情况，这是一种非线性关系，这种非线性关系加剧了振动。为了减小振动，采用第 2 种主动式抑振方法是有效的。基于间隙的考虑，建立图 7-39 所示的负载振动框图。图中，间隙产生的非线性因素被考虑在内，即用死区模型等效间隙。死区描述函数使非线性因素线性化，描述函数增益取值范围为 0 ~ 1，增益为 1 时，即假定不存在死区，输出等于输入。

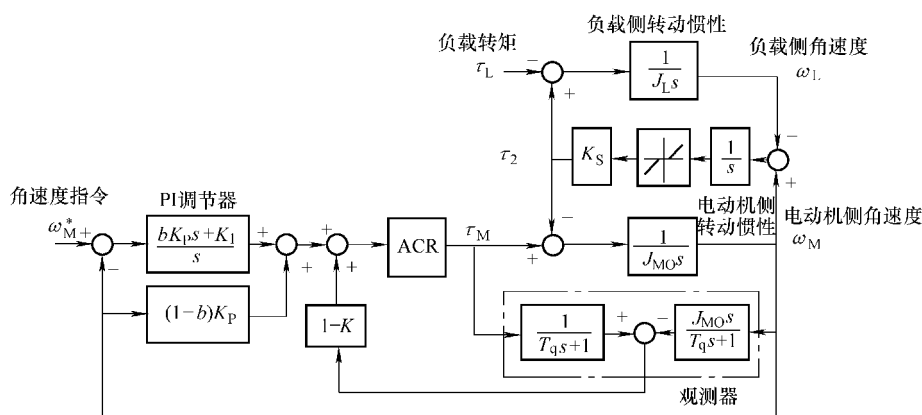


图 7-39 基于扰动观测器的共振比控制框图

进一步研究得知，观测器用于振动抑制是有效的。图中，基于扰动观测器实现了共振比控制。用扰动观测器输出的观测转矩信号构成反馈环节，电动机转动惯量  $J_M$  等效地变为  $1/K$  倍，使共振频率具有可操作性，这时的共振比  $H$ （共振频率与反共振频率之比）可用下式表示：

$$H = \sqrt{1 + R_0 K} \quad R_0 = J_L / J_{M0} \quad (7-62)$$

若取  $H = \sqrt{5}$ ，则可以实现基于 PI 调节器的稳定速度控制。

# 第 8 章 控 制 器

PID 控制器也许是应用最广泛的控制器，所有的伺服控制系统都支持这种结构的控制器。PID 是一种结构，它可以通过设置三个增益中的一个或者两个为零来简化。例如，设置 PID 控制器的微分增益  $D$  为零，即简化为 PI 控制器。

回路的高增益可以改善指令信号的响应，同时还可以改善对扰动的响应。如何调试 PID 的参数，使其具有高增益性成为关键问题之一，不容忽视。PID 的调试工作主要分为人工调试和自动调试。本章中，人工调试将主要介绍依据目前流行的奇格勒 - 尼科尔斯（Ziegler - Nichols）法和双闭环工程设计法来设置控制器中的三个增益。实际上，这样方法获得的增益参数总会需要手动调整，来获得控制回路的最大增益。

自动调试的核心是参数的自动调整，它又分为离线自整定和在线自校正。离线自整定可以理解为人工经验及经验公式的“计算机化”；在线自校正涉及的内容相对离线调试内容要复杂得多，是目前深入研究的方向之一。

## 8.1 伺服控制系统中的控制器

伺服控制系统通常有位置控制器、速度控制器和电流控制器。每一个控制器都是比例，积分和微分增益的组合，如图 8-1 所示。图中，积分和微分两种增益可以选择为零。在伺服控制系统中，一般情况下，位置控制器为 P 结构，速度和电流控制器都为 PI 结构。

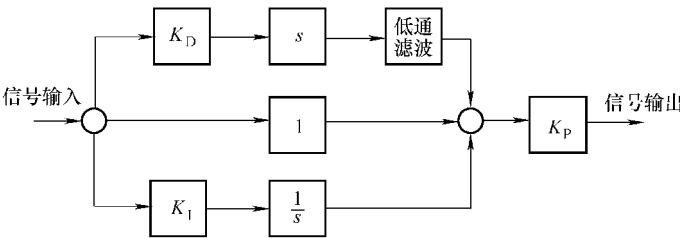


图 8-1 系统中典型 PID 控制器结构框图

实际上，所有的控制器都有比例增益。比例增益设置了控制器性能的边界，其控制律很简单，控制量  $\propto$  偏差，运行简单，易于调试。在整个运行范围内，比例增益都是主角。然而，P 控制律的主要缺点是它存在稳态误差，在存在固定扰动时，形成固定偏差。稳态误差是不可以容忍的。

P 控制器存在稳态误差的这一主要缺点，可通过在控制律中增加一个积分增益来校正。积分增益提供了稳态抗偏差能力，I 增益越大，稳态抗偏差能力越强。然而，积分 I 有  $90^\circ$  的相位滞后，这会减小相位裕度，常见的结果就是超调和振荡。此外，控制器中增加 I，使得饱和问题变得更复杂，为避免饱和问题，在积分过程中必须采用防止饱和的措施。

能用于控制器的第三种增益是微分，或者称为 D 增益。D 增益借助于微分的  $90^\circ$  超前相

位超前了控制回路的相位。使用 D 增益通常能提升系统的响应能力。但是, D 增益的另一个问题是对噪声很敏感, 即使来自接线或者由于分辨率所限引入的很小噪声都可以导致 D 增益失效。因此, 通常 D 增益设置为零, 如果使用, 在大多数情况下, 在 D 增益之后需要跟随一个低通滤波器, 以减少噪声成分。

## 8.2 PID 控制器实现

### 8.2.1 数字积分和微分

在本节讨论数字信号的积分法和微分法之前, 首先介绍一下差分变换。差分变换源自数值积分的基本思想, 常用来实现连续系统离散化的近似等效。根据采用差分方式的不同, 可分为后向差分和前向差分两种。

#### (1) 后向差分变换法

在后向差分变换法中, 一阶导数近似为

$$\frac{dy(t)}{dt} \approx \frac{y(n) - y(n-1)}{T} \quad (8-1)$$

式中  $T$ ——采样周期。

在这种方法中, 由式 (8-1) 可得

$$\begin{aligned} y(t) &= \int x(t) dt \\ \frac{dy(t)}{dt} &= x(t) \\ \frac{y(n) - y(n-1)}{T} &= x(n) \\ y(n) &= y(n-1) + Tx(n) \end{aligned} \quad (8-2)$$

上式表明, 可用矩形面积和来代替积分, 在时域中的近似情况如图 8-2 所示。显然, 当  $T$  值很小时, 这种近似是可以接受的, 但是当  $T$  值较大时, 近似则带来较大的误差。

对式 (8-2) 进行整理, 得到  $z$  域的积分:

$$\frac{y(z)}{x(z)} = \frac{T}{1 - z^{-1}} \quad (8-3)$$

于是, 后向差分变换法在复频域中,  $s$  与  $z$  的关系为

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T} \quad (8-4)$$

根据式 (8-4),  $s$  平面与  $z$  平面的映射关系如图 8-3 所示。图中,  $s$  平面的左半平面映射在  $z$  平面的圆心为  $z=1/2$ 、半径  $R=1/2$  的圆内。

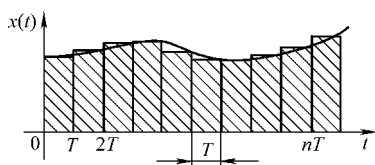


图 8-2 后向差分变换法时域近似示意图

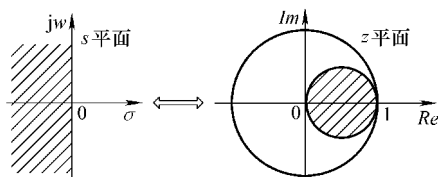


图 8-3 后向差分变换法的复频域映射关系

由式 (8-4) 的关系, 传递函数  $G(s)$ , 采用后向差分变换法离散化后为

$$G(Z) = G(S) \Big|_{s = \frac{1-z^{-1}}{T}} \quad (8-5)$$

根据函数在  $s$  平面和  $z$  平面的稳定域可知, 如果  $G(s)$  稳定, 则变换后  $G(z)$  一定也稳定; 但是, 反之不一定成立。最后, 由式 (8-5) 容易验证,  $G(s)$  在  $s=0$  时, 与  $G(z)$  在  $z=1$  时相等, 即离散化后, 稳态增益不变。

## (2) 前向差分变换法

在前向差分变换法中, 一阶导数近似为

$$\frac{dy(t)}{dt} \approx \frac{y(n+1) - y(n)}{T} \quad (8-6)$$

在这种方法中, 由式 (8-6) 可得

$$\begin{aligned} y(t) &= \int x(t) dt \\ \frac{dy(t)}{dt} &= x(t) \\ \frac{y(n+1) - y(n)}{T} &= x(n) \\ y(n+1) &= y(n) + Tx(n) \end{aligned} \quad (8-7)$$

同后向差分变换法一样, 式 (8-7) 也可用矩形面积和来代替积分, 在时域中的近似情况如图 8-4 所示。显然, 当  $T$  值很小时, 近似也是可以接受的, 但是当  $T$  值较大时, 近似则带来较大的误差。

对式 (8-7) 进行整理, 得到采用前向差分变换法的  $z$  域积分:

$$\frac{y(z)}{x(z)} = \frac{Tz^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (8-8)$$

于是, 前向差分变换法在复频域中,  $s$  与  $z$  的关系为

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{Tz^{-1}} \quad (8-9)$$

根据式 (8-9),  $s$  平面与  $z$  平面的映射关系如图 8-5 所示。图中,  $z$  平面中的单位圆映射在  $s$  平面以  $(-1/T, 0)$  为圆心、 $1/T$  为半径的圆内。

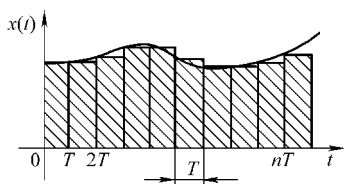


图 8-4 前向差分变换法时域近似示意图

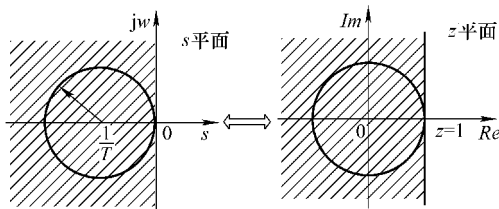


图 8-5 前向差分变换法的复频域映射关系

由式 (8-9) 的关系, 传递函数  $G(s)$ , 采用后向差分变换法离散化后为

$$G(Z) = G(S) \Big|_{s = \frac{1-z^{-1}}{Tz^{-1}}} \quad (8-10)$$

于是, 如果  $G(z)$  稳定, 则变换后  $G(s)$  一定也稳定; 但是, 反之不一定成立。当采样周期  $T$  减小时, 其在  $s$  平面上的映射圆面积相应的就会增大, 若  $s$  平面的映射圆中包括  $G(s)$  的全部极点, 则变换后  $G(z)$  也是稳定的。最后, 由式 (8-10) 容易验证, 前向差分



变换法离散化前后的稳态增益也可保持不变。

由上述分析中可得到, 差分变换不能保证变换前后有对应的稳定性关系, 但是它简单, 且当  $T$  很小时, 性能也较好。因此, 在对已有模拟系统的离散化实现中, 数字 PID 控制器经常采用后向差分变换法实现。

由此也可以看出, 数字系统是不能够准确地积分或者求导的, 为此采用的方法即是一个近似的过程。下面讨论几种典型的数字信号积分法和微分法。

### (1) 欧拉积分法

式 (8-3) 的方法是最常用的数字积分法, 又称为欧拉 (Euler) 积分法, 或者称为欧拉累加。图 8-6 给出了欧拉积分法的框图, 在每个时间步长内, 输入  $X_N$  乘以采样间隔  $T$ , 然后由积分器输出累加值  $Y_N$ 。

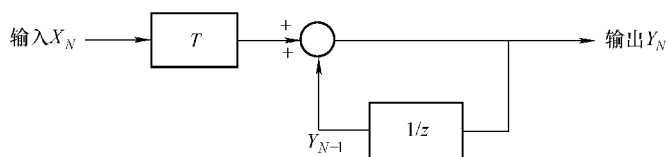


图 8-6 欧拉积分法

由式 (8-3) 得到欧拉积分法的相位与增益为

$$\frac{Tz}{z-1} = \frac{T \times 1 \angle \omega T}{1 \angle \omega T - 1} = \frac{T[\cos(\omega T) + j\sin(\omega T)]}{\cos(\omega T) + j\sin(\omega T) - 1} \quad (8-11)$$

理想的积分  $1/s$  总是有一个  $-90^\circ$  的相位和  $1/(2\pi f)$  的增益。而由式 (8-11) 可得出, 欧拉积分的增益在低频时与理想积分是相似的, 但是它的相位却并不那么准确。这似乎是欧拉积分法的一个缺点, 但是, 再次留意会发现, 它的相位总是超前于理想的  $-90^\circ$ 。相位超前一般能提高稳定性, 从这种意义上来说, 由于一般情况下, 相位滞后是有害的, 所以对于控制应用来说, 欧拉积分法优于理想积分。

对于控制系统来说, 欧拉积分法是最常见的积分法, 诸如 PID 这样的控制方法并不需要准确的积分也能运行得很好, 因为积分通常把平均误差遏制为零, 在长时间范围内, 确保了被控信号和指令信号之间的匹配。但是在有些情况下, 可能需要更准确的积分法, 下面将给出欧拉积分法的备选方法。

### (2) 积分备选方法

我们知道, 后向差分变换法来自数值积分的思想, 一个定积分可表示为

$$\int_a^b x(t) dt = \lim_{n \rightarrow \infty} \sum_{k=1}^n f(\xi_k) t_k \quad (8-12)$$

它的几何意义是曲线图形的面积。从定义可知, 定积分的基本分析方法有 4 步, 即分割、近似、求和以及取极限。

- ① 分割就是把总量 (整个曲形面积) 分成若干分量;
- ② 近似就是在每个分量中用容易计算的量去代表;
- ③ 求和就是把分量加起来得到总近似值;
- ④ 最后取极限就是得到积分准确值。

式 (8-2) 就是采用矩形去代表分量的, 它存在一定的近似准确度, 如果需要更为准确

的积分, 应该构建更加准确的插值求积公式。

经常使用的公式是牛顿—柯特斯公式, 它把  $[a, b]$  分为  $n$  等份, 步长即采样周期  $T = (b - a) / n$ , 则取等分点  $t_k$  构造出的插值型求积公式为

$$\int_a^b x(t) dt = I_n = (b - a) \sum_{k=0}^n C_k x(t_k) \quad (8-13)$$

式中  $t_k = a + kT$ ,  $(k = 0, 1, 2, \dots, n)$ 。

$$C_k = \int_a^b \frac{(t - t_0) \cdots (t - t_{k-1})(t - t_{k+1}) \cdots (t - t_n)}{(t_k - t_0) \cdots (t_k - t_{k-1})(t_k - t_{k+1}) \cdots (t_k - t_n)} dt \quad (8-14)$$

式 (8-13) 中,  $I_n$  称作  $n$  阶牛顿—柯特斯公式, 从公式阶数的复杂度和积分近似准确度之间权衡考虑, 使用一阶和二阶就可以满足要求, 一阶和二阶牛顿—柯特斯公式分别又称为梯形公式和辛普森公式。当选择  $n = 1$  时, 由式 (8-14) 可计算出  $C_0 = C_1 = 1/2$ ;  $n = 2$  时, 由式 (8-14) 可计算出  $C_0 = C_2 = 1/6$ ,  $C_1 = 2/3$ 。

梯形公式可写为

$$\begin{aligned} I_1 &= (b - a) [C_0 x(t_0) + C_1 x(t_1)] \\ &= T [C_0 x(t_0) + C_1 x(t_1)] \\ &= \frac{T}{2} [x(t_0) + x(t_1)] \end{aligned} \quad (8-15)$$

于是, 可得到

$$\begin{aligned} y(t) &= \int x(t) dt \\ y(n) - y(n-1) &= \frac{T}{2} [x(n) + x(n-1)] \\ y(n) &= y(n-1) + \frac{T}{2} [x(n) + x(n-1)] \end{aligned} \quad (8-16)$$

对式 (8-16) 整理, 得到梯形法积分为

$$\frac{y(z)}{x(z)} = \frac{T}{2} \left( \frac{z+1}{z-1} \right) \quad (8-17)$$

同理, 辛普森公式可写为

$$\begin{aligned} I_2 &= (b - a) [C_0 x(t_0) + C_1 x(t_1) + C_2 x(t_2)] \\ &= 2T [C_0 x(t_0) + C_1 x(t_1) + C_2 x(t_2)] \\ &= \frac{T}{3} [x(t_0) + 4x(t_1) + x(t_2)] \end{aligned} \quad (8-18)$$

于是, 可得到

$$\begin{aligned} y(t) &= \int x(t) dt \\ y(n) - y(n-2) &= \frac{T}{3} [x(t_0) + 4x(t_1) + x(t_2)] \\ y(n) &= y(n-2) + \frac{T}{3} [x(t_0) + 4x(t_1) + x(t_2)] \end{aligned} \quad (8-19)$$

对式 (8-19) 整理, 得到辛普森法积分为

$$\frac{y(z)}{x(z)} = \frac{T}{3} \left( \frac{z^2 + 4z + 1}{z^2 - 1} \right) \quad (8-20)$$

比较式 (8-16) 和式 (8-19)，梯形公式采用当前输入值与前一输入值的平均值来近似曲线下的面积，曲线两点间用直线连接；而辛普森公式采用三点近似面积，曲线三点间用抛物线连接，因而辛普森公式比梯形公式更为准确。但是，辛普森法有个明显的缺点，它需要三个采样点，这进一步增大了辛普森法的相位滞后。因此，人们更感兴趣的是梯形公式，因为它相对简单、相对基本。图 8-7 给出了梯形积分的时域近似示意图和  $s$  域结构框图，与欧拉积分相比，它的近似准确度得到了提高，但代价是有近  $90^\circ$  的相位滞后。

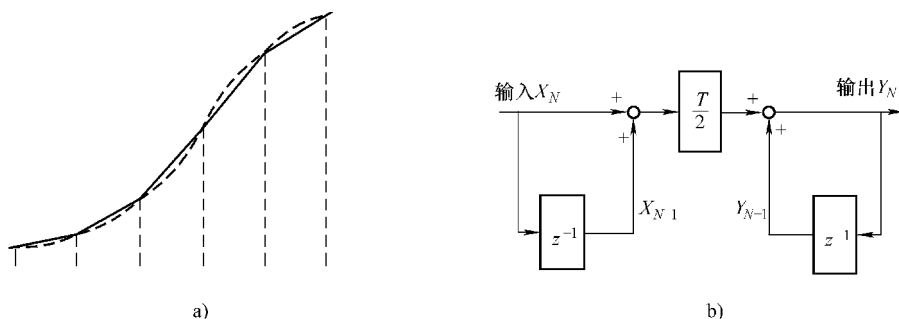


图 8-7 数字梯形积分法

a) 时域近似示意图 b) 结构框图

### (3) 简单差分法

同积分一样，数字微分只是一个近似，最常见的就是简单差分法。它是欧拉积分的逆运算：

$$\frac{y(z)}{x(z)} = \frac{1 - z^{-1}}{T} \quad (8-21)$$

把它转换到时间域，有

$$y(n) = \frac{x(n) - x(n-1)}{T} \quad (8-22)$$

从式中不难发现，简单差分（微分）法以速度估计的形式增大了相位滞后，从而降低了系统的稳定性。

### (4) 逆梯形微分法

虽然梯形积分法更为准确，但是它在控制系统中很少使用，因为它有  $90^\circ$  的相位滞后，一般来说，这是不希望出现的。但是，如果采用逆梯形微分法，即用颠倒梯形积分来近似求导，将会产生理想求导所具有的  $90^\circ$  的相位超前，实际上这是一个优点：

$$\frac{y(z)}{x(z)} = \frac{2z - 1}{Tz + 1} \quad (8-23)$$

再把该函数变换到时间域，其结果为

$$y(n) = -y(n-1) + 2 \times \frac{x(n) - x(n-1)}{T} \quad (8-24)$$

很遗憾，这个式子是不稳定的，因为如果输入  $x(n)$  和  $x(n-1)$  为零，那么  $y(n)$  就会在每一个连续采样点改变符号。学者研究表明，这个问题可以通过一种改进的方法来消除，如

图 8-8 所示。图中, 增加参数  $a$ , 使得它介于简单差分 ( $a=0$ ) 和不现实的逆梯形微分 ( $a=1$ ) 之间。于是, 把  $a$  设置为接近但小于 1 的值, 就可以利用逆梯形微分法的主要优点, 并保持算法的稳定性。改进算法如下:

$$y(n) = -a \times y(n-1) + (1+a) \times \frac{x(n) - x(n-1)}{T} \quad (8-25)$$

上式在  $z$  域的传递函数为

$$\frac{y(z)}{x(z)} = \frac{1+a}{T} \frac{z-1}{z+a} \quad (8-26)$$

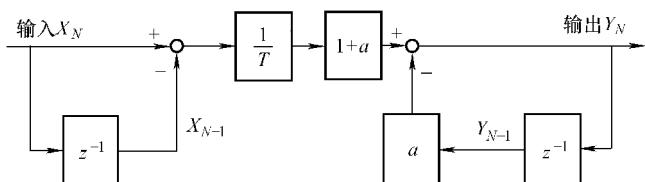


图 8-8 改进的逆梯形微分法

采用改进的逆梯形微分法 [即式 (8-25)], 虽然  $a$  增大引起求导后的相位超前也增大, 从而导致传递函数对噪声也更灵敏, 但是, 这种噪声的敏感性可以用更高分辨率的反馈或者系统中其他消噪源来抵消。

### 8.2.2 数字 PID 表达式

基于图 8-1, PID 控制律传递函数为

$$\frac{U(s)}{E(s)} = G_{\text{PID}}(s) = K_P \left( 1 + \frac{K_I}{s} + K_D s \right) \quad (8-27)$$

式中  $K_P$ ——比例系数;

$K_I$ ——积分系数;

$K_D$ ——微分系数。

按照欧拉积分法和简单差分法, 由式 (8-27) 得到

$$\frac{U(z)}{E(z)} = G_{\text{PID}}(z) = K_P \left( 1 + \frac{K_I}{\frac{1-z^{-1}}{T}} + K_D \frac{1-z^{-1}}{T} \right) \quad (8-28)$$

整理式 (8-28), 则数字 PID 表达式为

$$u(n) = u(n-1) + K_P \{ e(n) - e(n-1) + TK_I e(n) + \frac{K_D}{T} [e(n) - 2e(n-1) + e(n-2)] \} \quad (8-29)$$

如果按照梯形积分和简单差分的方法, 即分别把积分式 (8-17) 和微分式 (8-21) 代入式 (8-27), 得到

$$\frac{U(z)}{E(z)} = G_{\text{PID}}(z) = K_P \left( 1 + \frac{K_I}{\frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} + K_D \frac{1-z^{-1}}{T} \right) \quad (8-30)$$

整理式 (8-30), 则数字 PID 表达式为

$$u(n) = u(n-1) + K_p \{ e(n) - e(n-1) + TK_I [e(n) + e(n-1)] + \frac{K_D}{T} [e(n) - 2e(n-1) + e(n-2)] \} \quad (8-31)$$

比较式(8-29)和式(8-31)发现,由于梯形积分比欧拉积分近似准确度高,表达式中多出了  $K_p TK_I e(n-1)$  项。

在实际工程应用中,式(8-29)是被采用得最多的数字 PID 表达式,它又称为增量式数字 PID 表达式。如果采用迭代法,消去  $u(n)$  之前输出,就会得到位置式 PID 表达式:

$$u(n) = K_p \{ e(n) + TK_I \sum_{j=0}^n e(j) + \frac{K_D}{T} [e(n) - e(n-1)] \} \quad (8-32)$$

在位置式 PID 表达式中,  $K_p e(n)$  称为比例项;  $K_p TK_I \sum e(j)$  称为积分项;  $(K_p K_D / T) \times [e(n) - e(n-1)]$  称为微分项。

增量式和位置式两种 PID 表达式对整个控制系统来说并无本质的区别,只是增量式偏差值不需要累加,控制量的确定仅与最近几次偏差采样值有关,运算量相对较小。实际应用中,数字 PID 表达式的选择视执行机构形式和被控对象的特性而定。若执行机构和计算输出的数字量一一对应,如电液伺服阀,就采用位置式;若执行机构带积分部分,如步进电动机或者步进电机带动阀门,就可选用增量式。

### 8.2.3 积分饱和与抗饱和设计

在实际系统中, PID 的控制量一定会因受执行机构的物理和力学性能的约束而限制在一个有限的范围里。当在这个范围内时,控制可以正常进行;一旦超出这个范围,输出就不再是计算值,而是系统执行机构的饱和临界值,从而引起不希望出现的效应。图 8-9 给出了带钳位(限幅)环节的 PI 控制器结构框图,限幅环节的输入和输出分别为  $u$  和  $u_s$ , 则有

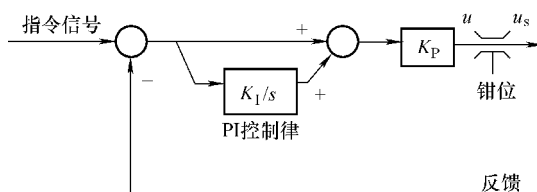


图 8-9 带钳位环节的 PI 控制器结构框图

$$u_s = \begin{cases} -u_{\max} & (u < -u_{\max}) \\ u & (-u_{\max} < u < u_{\max}) \\ u_{\max} & (u > u_{\max}) \end{cases} \quad (8-33)$$

当  $u_s = u_{\max}$  或者  $u_s = -u_{\max}$  时,控制器饱和输出,系统处于开环运行状态。在饱和过程中,如果 PI 控制器的积分作用仍然有效,则误差继续累积,使得积分项持续增大,由于此时输出为非线性,使得这一过程动态时间变长,致使积分项达到很大值,而后需要持续的反符号误差来促使积分项恢复到正常状态,最终导致系统阶跃响应出现大幅振荡(又称为 Windup 饱和现象)。

由于主要是积分项的存在引起的饱和,因此这种饱和称为积分饱和,引起的效应称为饱和效应。积分饱和是一种非线性效应,因为系统完全被锁定,它既不说明系统的稳定性,也不表明系统响应快慢的能力,它为系统带来了非稳定性方面的超调。目前,针对饱和效应,学者进行了大量的研究,提出许多 Anti-Windup 抗饱和设计方法,下面给出几种典型的抗饱和设计方法。

1. 遇限消弱积分法

防止积分饱和的一种方法是遇限削弱积分法。它的基本思想是，当控制量进入饱和区后，只执行削弱积分项的累加，而不进行增大积分项的累加，如图 8-10 所示。图中，计算  $u(k)$  时，先判断  $u(k-1)$  是否超过限制范围  $u_{\max}$ ，如果已超过  $u_{\max}$ ，则只累计负偏差；若小于  $u_{\min}$ （即  $-u_{\max}$ ）就只累计正偏差。最后比例、积分、微分项相加，给出控制变量。

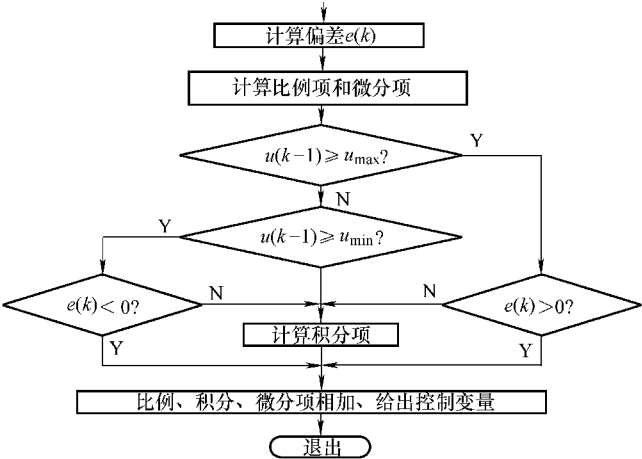


图 8-10 采用遇限消弱积分法的位置式 PID 算法流程

遇限消弱积分法实质上是把积分钳位在某一个固定值，以防止积分器的无控制增长。虽然该方法很有效，可避免控制量长时间停留在饱和区，但是它仍允许实质上的超调。这一问题出现在：当遇限发生后，消弱的程度由积分项当前的饱和深度决定，当由于某种原因发生深饱和时，系统从饱和中退出往往还是需要较长的时间。

2. 遇限保留积分法

下面介绍防止积分饱和的另一种方法，即遇限保留积分法。它的基本思想是，当控制量进入饱和区后，使得系统总是处于临界饱和，如图 8-11 所示。

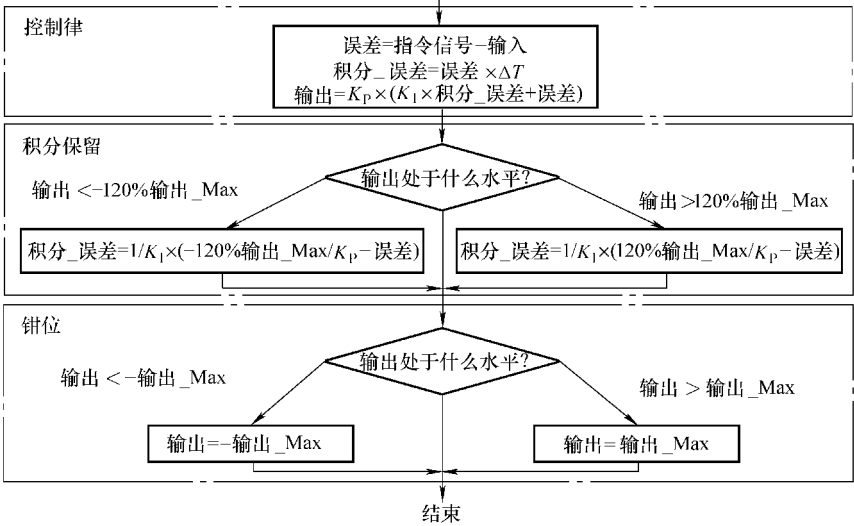


图 8-11 采用遇限保留积分法的位置式 PI 算法流程



图中, 先判断  $u(k)$  处于什么水平, 如果  $u(k)$  的绝对值超出了 1.2 倍的  $u_{\max}$ , 则进行积分限制, 并按图中函数关系保留积分。这种方法意味着积分深度是偏差的函数, 其结果使得系统总是处于刚好饱和状态, 即系统一旦进入饱和, 会很快退出饱和。最后环节, 算法对控制律的输出实现钳位, 如果  $u(k)$  的绝对值超过了  $u_{\max}$ , 则输出被钳位, 钳位值即为  $u_{\max}$ ; 若绝对值小于  $u_{\max}$ , 就正常输出。

### 3. 反计算 Anti - Windup 法

前面两种方法由于都使用了开关 (有条件积分), 当 PI 控制器产生饱和和限幅时, 切换开关状态来完成消弱或保留积分作用, 它们的结构是非线性的。而下面介绍的反计算 Anti - Windup 法 (简称 AW 法) 是将限幅环节的输入  $u$  减去输出  $u_s$  得到的误差值作为反馈信号引入至积分环节, 达到抑制 Windup 现象的目的, 它不需要使用开关, 其结构是线性的。图 8-12 给出了反计算 AW 法的结构框图, 由于  $|u| > u_{\max}$ , 负反馈量可以对积分项进行抑制, 防止控制器产生积分饱和。

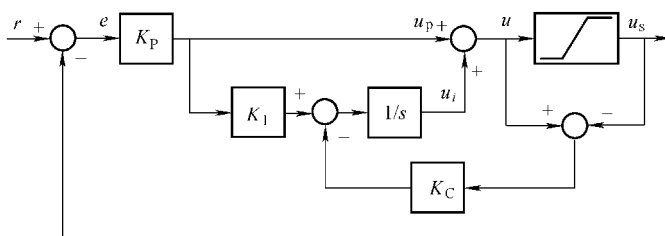


图 8-12 反计算 AW 法的结构框图

由图 8-12 可推导得到线性 PI 控制器的输出为

$$u(s) = \frac{K_p K_I \frac{1}{K_C} s + 1}{\frac{1}{K_C} s + 1} E(s) + \frac{1}{\frac{1}{K_C} s + 1} u_s(s) \quad (8-34)$$

式 (8-34) 表明, 在 PI 控制器参数固定不变的条件下, 当控制器产生饱和时, 其积分项  $u_i$  的增大或者减小取决于反馈积分增益  $K_C$  相对于积分增益  $K_I$  的大小。如果  $K_C$  非常大, 即反馈补偿作用为零; 随着  $K_C$  的减小, 反馈补偿的抗积分饱和作用逐渐增强; 当  $K_C$  减小到小于  $K_I$  时, 系统出现明显的提前退饱和现象。当  $K_C = K_I$  时, 则根据式 (8-34) 可以简化为

$$u(s) = K_p E(s) + \frac{1}{\frac{1}{K_C} s + 1} u_s(s) \quad (8-35)$$

由式 (8-35) 得到反计算 AW 法的另一种结构框图如图 8-13 所示。

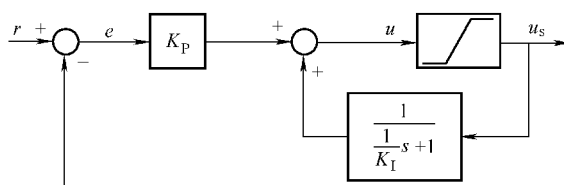


图 8-13 另一种反计算 AW 法的结构框图

图中, 在控制器处于非饱和状态下, 即  $u = u_s$ , 可得

$$U(s) = K_p \left(1 + \frac{K_I}{s}\right) E(s) \quad (8-36)$$

此时的控制器即为线性 PI 控制器结构, 即式 (8-27) 中  $K_D = 0$  的情况。

### 8.2.4 PI + 控制

顾名思义, PI + 控制就是 PI 控制的一种改进。由于超调的缘故, PI 控制器中的积分增益在量值上受到限制。PI + 控制用一个低通滤波器对指令信号进行滤波, 以消除超调。用这种方式, 积分增益可以提升到的更高的值。在抗稳态扰动极为重要的应用场合下, 如驱动一个高摩擦阻力机构时, PI + 控制非常有用。

PI + 控制结构如图 8-14 所示。它是由 PI 控制器外加一个指令信号滤波器组成。PI + 控制器对指令信号的滤波程度决定于增益  $K_{FR}$ , 从图可以看出, 当  $K_{FR}$  为 1 时, 所有的滤波作用都消除了, 控制器等同于 PI 控制器; 当  $K_{FR}$  为零时, 滤波作用最强烈, 这种情况下获得的积分增益最高, 但是也严重限制了指令的响应性能, 这也是 PI + 控制器的主要缺点, 因此,  $K_{FR}$  不能过于接近零。

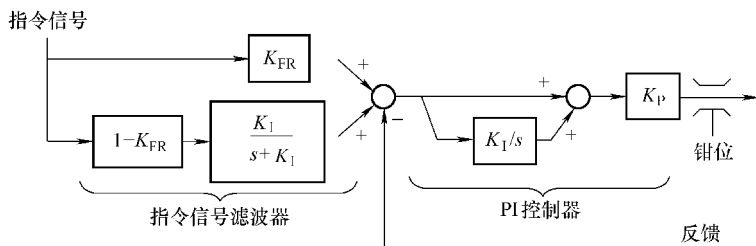


图 8-14 PI + 控制框图

$K_{FR}$  最优值的确定取决于具体的应用场合, 但是在许多应用中,  $K_{FR}$  取值为 0.65, 这个值具有代表性。此外, 把  $K_I$  作为指令信号低通滤波器的转折频率, 在削减由 PI 产生凸峰方面是最优的, 同时也方便控制算法的实现。

由图 8-14, PI + 控制律表达式为

$$\text{控制量} = K_p \left\{ \text{指令} \left[ K_{FR} + (1 - K_{FR}) \frac{K_I}{s + K_I} \right] - \text{反馈} \right\} \left( 1 + \frac{K_I}{s} \right) \quad (8-37)$$

经过简化后, 式 (8-37) 能够得到:

$$\text{控制量} = K_p \left\{ (\text{指令} - \text{反馈}) \frac{K_I}{s} + K_{FR} \text{指令} - \text{反馈} \right\} \quad (8-38)$$

式 (8-38) 是 PDFF 的表达式。PDFF 通常又被称为具有前馈的伪微分反馈, 它是由 Phelan 研究的称为伪微分反馈 (Pseudo Derivative Feedback, 简称 PDF) 控制法的扩展, 如图 8-15 所示。式 (8-38) 把图 8-14 和图 8-15 等价起来, 实际上, PDFF 是实现 PI + 的一种非常有用的备用方法, 因为由图 8-15 中可以明显看到, PDFF 在积分前没有乘法。如果不仔细构建, 乘法会导致数字噪声, 这种噪声在积分之前可以导致控制回路的漂移, 就像舍入误差积累在积分器上一样。PDFF 在积分前只有一个减法, 减法操作通常是无噪声的, 因此很容易避免噪声。

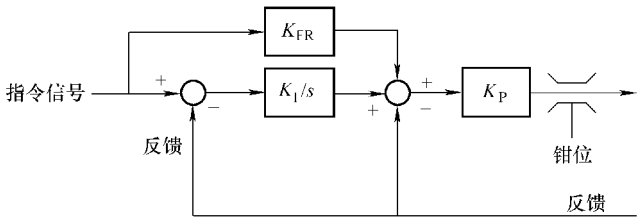


图 8-15 PDF 控制框图

8.3 PID 控制器的人工调试

为了适应电动机的电气特性和机械系统特性的要求，必须对控制装置进行适当的调试。这种细致的调试工作一般由熟练的技术人员在机械和电动机设置时或者更换时进行。目前，这种繁杂的调试工作正在逐步由数字控制系统的自动调试功能所取代。

无论人工还是自动（或者是智能），控制器调试的基本工作都是 PID 参数的整定。关于参数整定，本节内容只涉及与人工调试相关的传统测试方法。通常，这样得出的参数在实际中未必可以直接使用，需要依据经验进行手动调整和修改。

8.3.1 Ziegler – Nichols 法

调试 PID 控制器的流行方法是 Ziegler – Nichols 法。这种方法从把积分增益和微分增益置为零开始，然后增大比例增益，直到系统不稳定。这时候处于不稳定点的  $K_p$  值即为  $K_{MAX}$ ，振荡频率为  $f_0$ 。然后该法将比例增益缩小一个预定量，再按  $f_0$  的函数关系设置积分增益、微分增益。Ziegler – Nichols 法流程如图 8-16 所示，图中控制器参数的具体设置参照表 8-1。

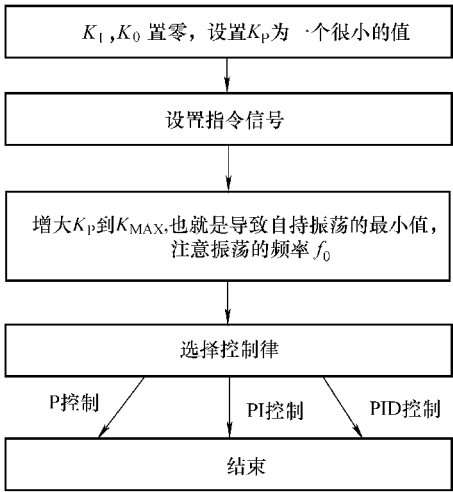


图 8-16 Ziegler – Nichols 法流程

表 8-1 设置 P、I、D 增益的 Ziegler – Nichols 法

类型	$K_p$	$K_i$	$K_d$
P 控制器	$0.5K_{MAX}$	0	0
PI 控制器	$0.45K_{MAX}$	$1.2f_0$	0
PID 控制器	$0.6K_{MAX}$	$2.0f_0$	$1.25/f_0$

需要注意到，这些公式并没有对  $K_p$  的单位做任何假设，但是  $K_i$  和  $K_d$  必须采用国际单位（分别为 rad/s 和 s/rad）。这种情况是针对于实验模型的，在工业控制器中并非经常是这样的情况。

8.3.2 按“典型 I 型和 II 型系统的工程设计”法

基于要确定系统的类型进行 PID 参数整定是国内学者创造出来的一种工程设计方法。该

方法是在“调节器最佳整定”（由西门子公司提出，国内习惯上称作“二阶最佳”或者“模最佳”和“三阶最佳”或者“对称最佳”）、“振荡指标法”和“模型系统法”的基础上提出的，在电动机控制的双闭环系统工程设计中获得了良好的效果，受到工程技术人员的欢迎，因而得到了普遍的应用。

应用“工程设计”法，具体地为第7章“三闭环控制系统”7.3“电流/速度环控制策略”中的电流/转速环控制器设定参数值。设计一般原则是先从电流环入手，首先设计好电流环控制器参数值，然后把整个电流环看做是转速环的一个环节，再设计转速控制器参数值。

电流控制器结构是PI控制器，其传递函数可以写成

$$W_{ACR}(s) = K_i \frac{\tau_i s + 1}{\tau_i s} \quad (8-39)$$

式中  $K_i$ ——电流控制器的比例系数；

$\tau_i$ ——电流控制器的超前时间常数。

为了让控制器零点对消掉控制对象的大时间常数极点，校正成典型I型系统，如图8-17a所示，图中，控制器参数  $K_i$  和  $\tau_i$  与典型I型系统的关系有

$$\begin{aligned} \tau_i &= T_l \\ K_i &= \frac{K_i K_s \beta}{\tau_i R} \end{aligned} \quad (8-40)$$

式中  $T_l$ ——电气时间常数；

$R$ ——电枢电阻；

$K_s$ ——功率逆变器增益；

$\beta$ ——电流反馈增益。

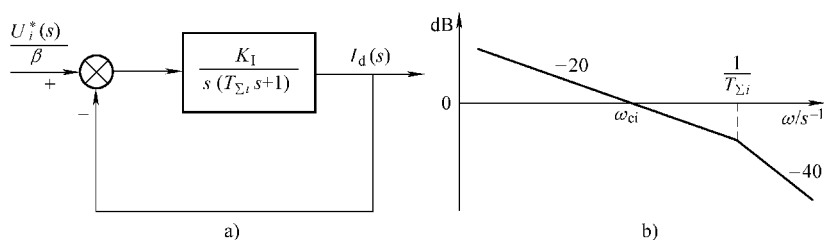


图 8-17 校正成典型I型系统的电流环

如图8-17b所示，I型系统的开环传递函数中有两个参数：开环增益  $K$  和时间常数  $T$ 。实际上，时间常数  $T$  往往是控制对象本身固有的，能够由控制器改变的只有开环增益  $K$ ，系统开环对数幅频特性会随着  $K$  值变化而上下平移。换句话说， $K$  是惟一的待定参数，需要找出性能指标与  $K$  值的关系。在  $\omega = 1$  处，典型I型系统对数幅频特性的幅值是

$$L(\omega) |_{\omega=1} = 20 \lg K = 20(\lg \omega_c - \lg 1) = 20 \lg \omega_c \quad (8-41)$$

所以有

$$K = \omega_c, \quad (\omega_c < \frac{1}{T}) \quad (8-42)$$

显然，有  $KT < 1$ ，否则图8-17b将以  $-40 \text{ dB/dec}$  过零，对稳定性不利。

式 (8-42) 也表明, 开环增益  $K$  越大, 则截止频率  $\omega_c$  也越大, 系统响应就越快。前面已导出, 典型 I 系统的相位稳定裕度是:  $\gamma = 90^\circ - \arctan \omega_c T$ , 由此可见, 当  $\omega_c$  增大时,  $\gamma$  将降低, 这也说明快速性和稳定性之间的矛盾。在具体选择参数时, 需在两者之间折中。

参照表 8-2, 确定出  $KT$  值。如果要求动态响应快, 可取  $\xi = 0.5 \sim 0.6$ , 则  $KT$  值较大; 如果要求超调小, 可取  $\xi = 0.8 \sim 1.0$ , 则  $KT$  值较小。一般情况下, 用折中值, 希望超调量  $\sigma\% \leq 5\%$ , 可取阻尼比  $\xi = 0.707$ ,  $KT = 0.5$ , 因此有

$$K_1 = \omega_{ci} = \frac{1}{2T_{\Sigma i}} \tag{8-43}$$

最后, 电流控制器参数可以确定为

$$K_i = \frac{T_1 R}{2K_s \beta T_{\Sigma i}} = 0.5 \frac{R}{K_s \beta} \left( \frac{T_1}{T_{\Sigma i}} \right) \tag{8-44}$$
$$\tau_i = T_1$$

表 8-2 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	0.5	0.69	1.0
阻尼比 $\xi$	1.0	0.8	0.707	0.6	0.5
超调量 $\sigma\%$	0	1.5%	4.3%	9.5%	16.3%
上升时间 $t_r$	$\infty$	$6.67T$	$4.72T$	$3.34T$	$2.41T$
相位稳定裕度 $\gamma$	$76.3^\circ$	$69.9^\circ$	$65.5^\circ$	$59.2^\circ$	$51.8^\circ$
截止频率 $\omega_c$	$0.243/T$	$0.367/T$	$0.455/T$	$0.596/T$	$0.786/T$

最后, 需要指出的是, 如果实际系统中要求不同的跟随性能指标, 对式 (8-44) 当然应做相应的改变。

下面确定转速环控制器的参数值。因为转速控制器结构也是 PI 控制器, 其传递函数可写成

$$W_{ASR}(s) = K_N \frac{\tau_n s + 1}{\tau_n s} \tag{8-45}$$

式中  $K_N$ ——转速控制器的比例系数;

$\tau_n$ ——转速控制器的超前时间常数。

校正转速环成典型 II 型系统, 如图 8-18a 所示。控制器参数  $K_N$  和  $\tau_n$  与典型 II 系统的关系有

$$\tau_n = hT_{\Sigma n}$$
$$K_N = \frac{K_n R \alpha}{\tau_n \beta C_e T_m} \tag{8-46}$$

式中  $R$ ——电枢电阻;

$\alpha$ ——转速反馈增益;

$\beta$ ——电流反馈增益;

$T_m$ ——机械时间常数;

$C_e$ ——反电动势常数。

如图 8-18b 所示, 为了方便分析动态性能, 引入中频宽的变量  $h$  为

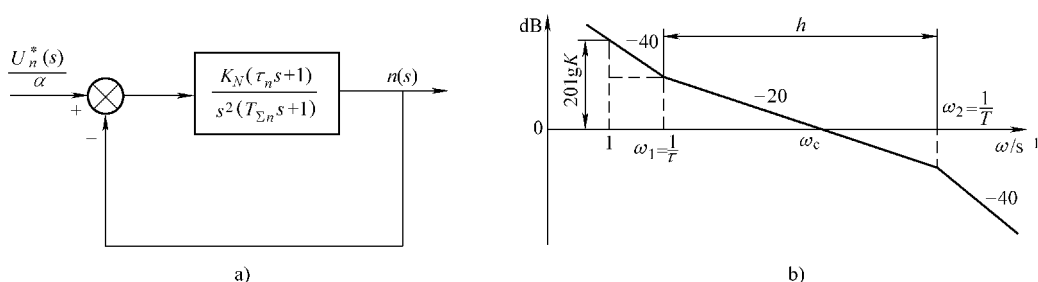


图 8-18 校正成典型 II 型系统的转速环

$$h = \frac{\tau}{T} = \frac{\omega_2}{\omega_1} \quad (8-47)$$

$h$  是斜率为  $-20\text{dB/dec}$  的中频段的宽度，也称“中频宽”。由于中频段的状况对控制系统的动态品质起着决定性的作用，因此  $h$  值是一个很关键的参数。当然，它也不失一般性，设  $\omega = 1$  点处在  $-40\text{dB/dec}$  特性段，由图 8-18b 能够推导出

$$20\lg K = 40\lg \omega_1 + 20\lg \frac{\omega_c}{\omega_1} = 20\lg \omega_1 \omega_c \quad (8-48)$$

所以有

$$K = \omega_1 \omega_c \quad (8-49)$$

采用“振荡指标法”中所用的闭环幅值特性峰值  $M_r$  最小准则，来找出  $h$  和  $\omega_c$  两个参数之间较好的配合关系。可以证明，对于一定的  $h$  值，只有一个确定的  $\omega_c$ ，可以得到最小的闭环幅频特性峰值  $M_{r\_min}$ ，这时  $\omega_c$  和  $\omega_1$ 、 $\omega_2$  之间关系有

$$\frac{\omega_2}{\omega_c} = \frac{2h}{h+1} \quad (8-50)$$

$$\frac{\omega_c}{\omega_1} = \frac{h+1}{2}$$

$$M_{r\_min} = \frac{h+1}{h-1} \quad (8-51)$$

由式 (8-47)、式 (8-49)、式 (8-50) 得到

$$K = \omega_1 \omega_c = \omega_1^2 \frac{h+1}{2} = \left(\frac{1}{hT}\right)^2 \frac{h+1}{2} = \frac{h+1}{2h^2 T^2} \quad (8-52)$$

$$\tau = hT$$

该式是工程设计方法中计算典型 II 型系统参数的公式，因而式 (8-46) 又可以表达为

$$\begin{aligned} \tau_n &= hT_{\Sigma n} \\ K_N &= \frac{h+1}{2h^2 T_{\Sigma n}^2} \end{aligned} \quad (8-53)$$

只要按动态性能指标的要求确定  $h$  值，就可以将其代入式中来计算控制器的参数。经验表明， $M_{r\_min}$  在 1.2 ~ 1.5 之间，系统的动态性能较好，有时也允许达到 1.8 ~ 2.0，所以  $h$  可在 3 ~ 10 之间选择。 $h$  更大时，对降低  $M_{r\_min}$  的效果就不明显了。表 8-3 给出了典型 II 型系统阶跃输入跟随性能指标，由表能够得出，当  $h = 5$  时，调节时间最短，如果要使超调低

于 25%， $h$  要大于 8 才行。表 8-4 给出了典型 II 型系统动态抗扰性能指标，由表能够得出，当  $h$  越小时，抗扰性能越好，但是  $h < 5$  时，恢复时间反而拖长了。

表 8-3 典型 II 型系统阶跃输入跟随性能指标

$h$	3	4	5	6	7	8	9	10
$\sigma\%$	52.6%	43.6%	37.6%	33.2%	29.8%	27.2%	25.0%	23.3%
$t_t/T$	2.4	2.65	2.85	3.0	3.1	3.2	3.3	3.35
$t_s T$	12.15	11.65	9.55	10.45	11.30	12.25	13.25	14.20
$k$	3	2	2	1	1	1	1	1

表 8-4 典型 II 型系统动态抗扰性能指标

$h$	3	4	5	6	7	8	9	10
$\Delta C_{\max}/C_b$	72.3%	77.5%	81.2%	84.0%	86.3%	88.1%	89.6%	90.8%
$t_m/T$	2.45	2.70	2.85	3.00	3.15	3.25	3.30	3.40
$t_v/T$	13.60	10.45	8.80	12.95	16.85	19.80	22.80	25.85

把典型 II 型系统跟随性能和抗扰性能综合考虑， $h = 5$  是一个较好的选择。最后，转速控制器参数确定为

$$\begin{aligned} \tau_n &= hT_{\Sigma n} \\ K_n &= \frac{(h+1)\beta C_e T_m}{2h\alpha RT_{\Sigma n}} \end{aligned} \tag{8-54}$$
$$h = 5$$

需要指出的是，如果实际系统中要求不同的跟随性能指标和抗扰性能指标，式（8-54）当然应做相应的改变。

8.3.3 手动调整

有时整定出来的参数不能满足系统性能要求，通常都要根据具体情况对控制器参数进行手动调整。这里简单介绍一下手动调整的基本原则，如图 8-19a 所示。

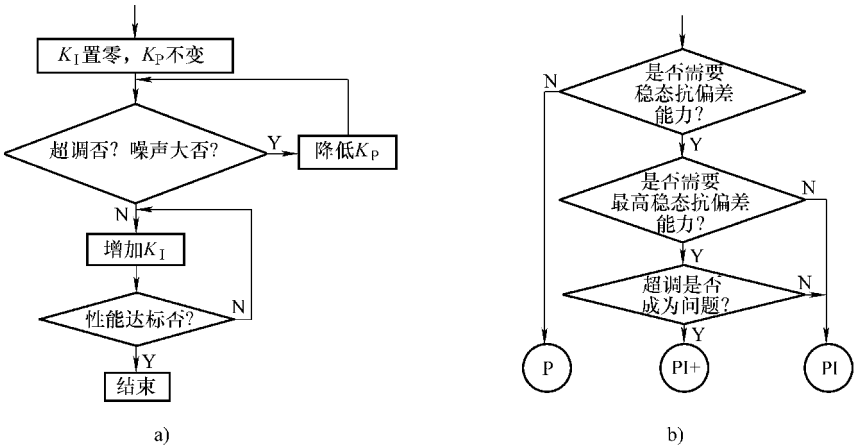


图 8-19 控制器手动调整



图 8-19a 中, 手动调整的第一步是把  $K_I$  置零, 如果仅在  $K_P$  下, 系统有较大超调或者噪声太大, 这时需要减小  $K_P$  直至无超调, 或者超调较小, 无振荡, 并且噪声可以接受。接着逐渐缓慢增大  $K_I$  到初始整定值, 在这个过程中, 当系统得到满足的控制结果时, 停止增加  $K_I$ 。

如果超调成为问题, 可以试着改 PI 控制为 PI + 控制结构, 如图 8-19b 所示。图 8-19b 中, 检查系统所需要的稳态抗偏差能力, 如果没有抗偏差能力要求, 则可以撤除积分增益; 如果有某种抗偏差能力的要求, 则使用标准积分形式, 即 PI 结构; 如果要求有最大稳态抗偏差能力, 则需要通过采用 PI + 控制来增加输入滤波器。

通常, 伺服控制系统都会工作在速度控制模式或者位置控制模式, 结合具体的实际控制模式, 会有如下调整经验可供参考:

#### (1) 速度控制模式下

在机械系统不产生振动的范围内, 速度控制器比例增益越大, 响应性越好。在负载惯性动量较大, 机械系统内含有振动因素时, 需要增大控制器的积分增益, 否则机械侧会出现振动; 同时, 过大的积分增益会引起定位调整时间变长, 需要在机械系统振动和调整时间之间做衡量。当使用滚珠丝杠等时, 会发生扭转振动, 需要在电流环控制器前增大电流指令滤波器时间, 消除振动, 如果振动声音不大, 则尽量减小滤波时间。

#### (2) 位置控制模式下

位置环控制器比例增益越高, 则响应越高, 定位时间越短。单一的提高位置环增益, 容易产生振动, 主要体现在位置环输出的某些速度指令产生振动, 需要同时考虑提高速度环增益。在位置环增益尽可能高的情况下, 适当增加前馈量, 使其获得更快的响应, 但注意不要出现定位点反复振动、速度超程等情况。

## 8.4 PID 控制器的自动调试

在负载环境发生较大变化的条件下, 参数单一不变的 PID 控制器控制效果会明显变差, 这时需要经验丰富的工程人员重新设定 PID 参数, 以适应变化, 这种调试模式已经不能再满足现代化工业生产的需求, 必将逐步被自动调试模式所取代。

自动调试的核心问题是参数自整定技术。随着计算机技术和现代控制技术的进步, PID 参数自整定技术受到越来越多的关注, 特别是在专用 DSP 出现之后, 使得 PID 参数自整定技术日益成熟。许多智能 PID 参数整定方法也随之涌现出来, 如模糊逻辑算法、神经网络算法、遗传算法等都是智能 PID 控制中所应用到的典型方法。这类方法摆脱了对被控系统模型的依赖, 成为当前研究与开发的热点。

伺服控制系统 PID 参数的自整定一般分为两类: 参数离线自整定 (Auto - tuning) 和参数在线自校正 (Self - tuning)。参数离线自整定主要应用于被控对象相对稳定且系统运行条件变化不大的场合, 仅需在伺服系统正式投入运行之前通过参数自整定来获得系统的最佳控制参数, 进而得到期望的系统响应性能。对于系统参数在运行过程中变化较大的应用场合, 例如工业机器人上采用的伺服系统, 其负载转矩和转动惯量会随工业机器人运动姿态的不同而发生很大的变化, 此时要求伺服系统能对控制参数进行在线调整, 以提高系统的鲁棒性。

8.4.1 离线自整定

离线自整定是指系统试运行，对控制装置所进行的调试。离线调试系统的构成如图 8-20 所示。图中，控制参数计算是在调试指令下，依据受控对象产生的数据进行的一种自整定方法。由此可见，伺服控制系统 PID 参数整定是一个与受控对象参数辨识密不可分的过

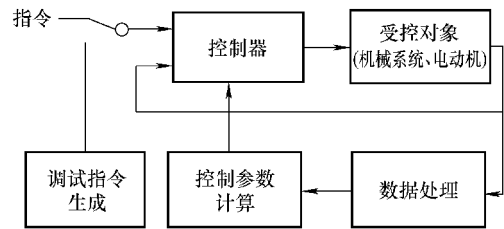


图 8-20 离线调试

程，它们都属于参数自整定的内容。  
在伺服系统的各项参数中，负载转动惯量是影响伺服系统控制性能的一个关键参数，通过对转动惯量进行辨识来合理配置初始控制参数，例如转动惯量

$$J = \frac{T_m C_e}{R} \tag{8-55}$$

转动惯量的调试原理是很容易理解的，它建立在速度控制器的设计基础上，如图 8-21a 所示。单惯性机械系统在时间  $T$  内以一定的转矩  $\tau$  驱动，具有如图 8-21b 所示的直线加速特性。这时转动惯量  $J_M$  可用下式计算：

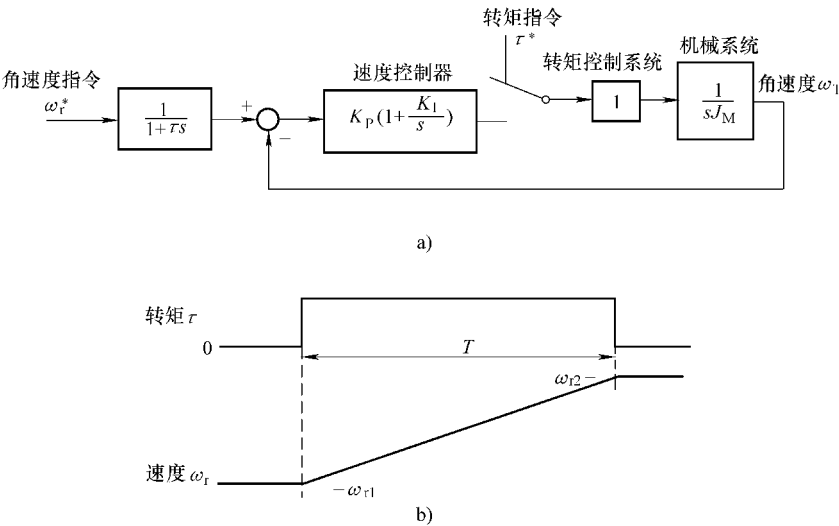


图 8-21 转动惯量参数离线自整定的传统方法  
a) 速度控制系统的构成 b) 恒转矩加速时的速度波形

$$J_M = \frac{\omega_{r2} - \omega_{r1}}{\tau T} \tag{8-56}$$

系统自动调试时，只要测定了加速开始与加速结束时的角速度差及转矩，就可以利用式 (8-56) 计算出转动惯量  $J_M$ ，并把  $J_M$  代入式 (8-55) 用来计算出式 (8-54) 中的  $K_n$ 。式 (8-56) 和式 (8-54) 的计算可以在伺服控制系统的 DSP 上进行，也可使用其他上位机，例如个人计算机。最后，计算得到速度控制器的 PI 参数，自动调试结束。

虽然上例中转动惯量参数自整定使用的是与人工调试相似的传统测试方法，但是有的参

数会需要采用神经网络算法、模糊逻辑算法等现代测试方法。总之，离线自整定可以整定包括非线性因素在内的大部分参数，这是它的一个特点。

目前，国外许多伺服系统生产厂商均已推出带控制参数自整定功能的伺服产品。FANUC 公司为其伺服产品提供自整定软件包——Servo guide，能离线实现系统参数的辨识和控制参数的整定；松下公司也推出了能对转动惯量进行离线辨识并进而对控制参数进行整定的产品；安川公司的  $\Sigma - V$  系列伺服驱动器还推出了高级自动调谐功能，它是  $\Sigma - V$  伺服驱动器的配套上位机软件中的功能，图 8-22 给出了高级自动调谐功能的操作界面，通过该功能即可对伺服系统的负载转动惯量进行辨识，进而对伺服系统的各项控制参数进行自整定。

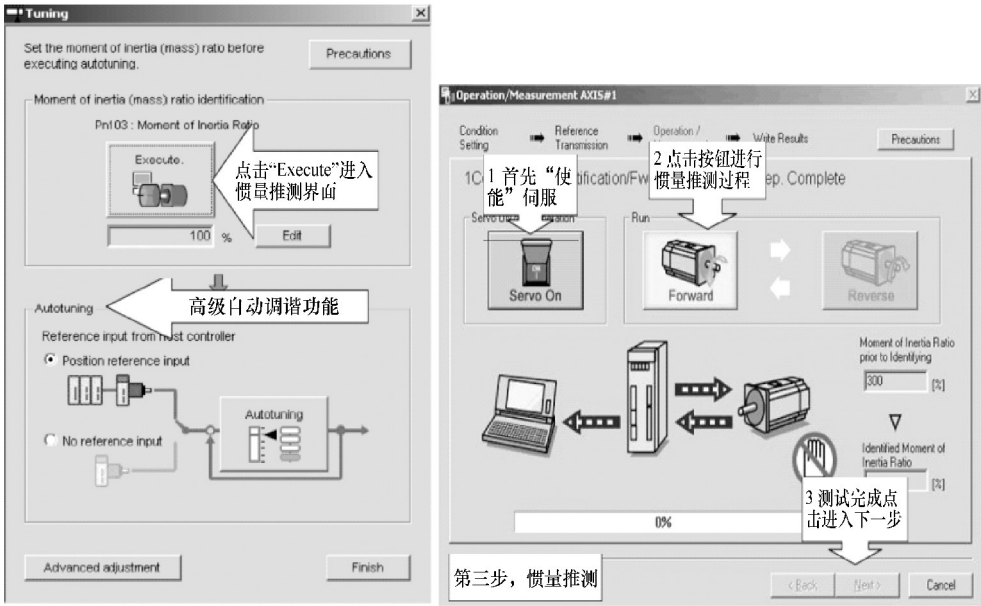


图 8-22 安川  $\Sigma - V$  伺服驱动器高级自动调谐操作界面

8.4.2 在线自校正

在线自校正是指系统运行时，对变化的机械系统参数和电气系统参数所进行的跟踪调试，是一种与控制系统不可分割的机内调试，如图 8-23 所示。图中在线调试过程是基于模型的参数自校正方法。对于电气系统参数的变化，例如定子电阻，由于内部温升，它会发生百分之几十的变化，这种变化最终导致电动机的特性发生改变。因此，系统在线调试时，需要对模型进行自校正，它属于自适应整定技术范畴。在自适应整定时，整定机构使受控对象与模型的偏差收敛于零，并且为控制参数计算提供测定数据。最常用的计算方法之一是逐次最小二乘法，它是将大量的测定数据输入后，应用最小二乘计算出参数的一种

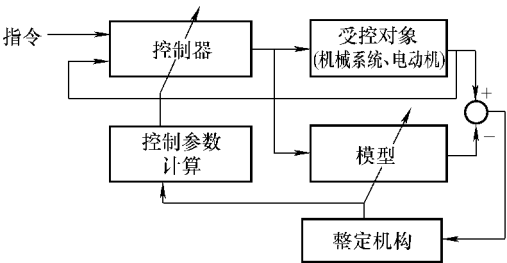


图 8-23 基于模型法的参数在线自校正

方法，考虑到整定过程的周期性，采用逐次计算的形式是不错的选择。

由图 8-23 可以看出，由基于模型法的参数自校正方法来确定控制参数的控制效果，取决于整定过程中系统建模的准确度和假设条件的客观性，应用起来有一定的限制。而基于规则法的参数自校正方法直接从系统的输入和输出相应入手，整定过程中类似于有经验的操作者手动整定，不需要考虑系统的数学模型，因此整定规则显得尤为重要。

基于规则法的参数自校正方法如图 8-24 所示，方法将特性曲线归纳为若干种基本响应特性曲线并存入控制知识库中，也将人的参数整定经验和测量获得的各种参数值存入控制知识库中。推理机将实际观测到的特性曲线与控制知识库中存入特性曲线进行对照，使之归入某一类型，而不是简单的答案搜索。

由图 8-24 可以看出，控制知识库是实现基于规则法的参数在线自校正的关键，它属于智能控制的范畴。智能控制设计的方法有：基于模糊推理和计算的模糊控制算法，基于反向传播（BP）神经网络的控制算法，和基于专家系统的智能专家控制算法等。基于上述方法的 PID 在线自校正原理依次如图 8-25、图 8-26 和图 8-27 所示。目前，在线辨识策略多处于理论研究阶段，实际产品应用相对较少。

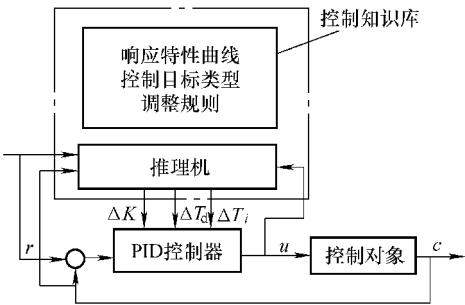


图 8-24 基于规则法的参数在线自校正

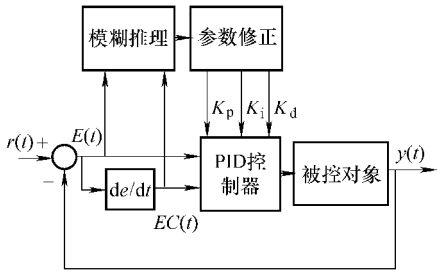


图 8-25 模糊 PID 参数自校正控制算法原理框图

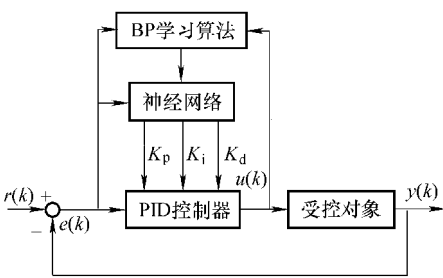


图 8-26 BP 神经网络 PID 参数自校正原理框图

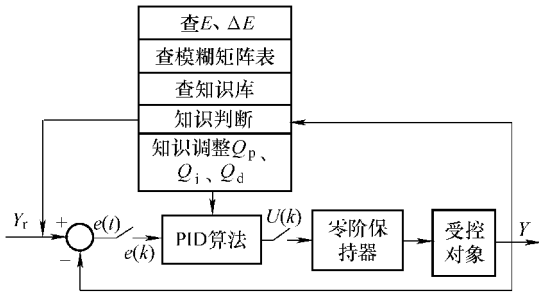


图 8-27 专家 PID 参数自校正原理框图

# 第 9 章 数字滤波器

滤波器被广泛地应用于伺服控制系统中，本章首先从讨论整个控制系统中滤波器的多种用法开始，随后介绍几种常见的控制滤波器，以及它们是如何工作的。因为数字滤波器具有许多模拟滤波器不具备的优点，因此，滤波器的设计更加倾向于基于数字方式实现。

## 9.1 伺服系统中的滤波器

滤波器被广泛应用于伺服控制系统中，如图 9-1 所示。

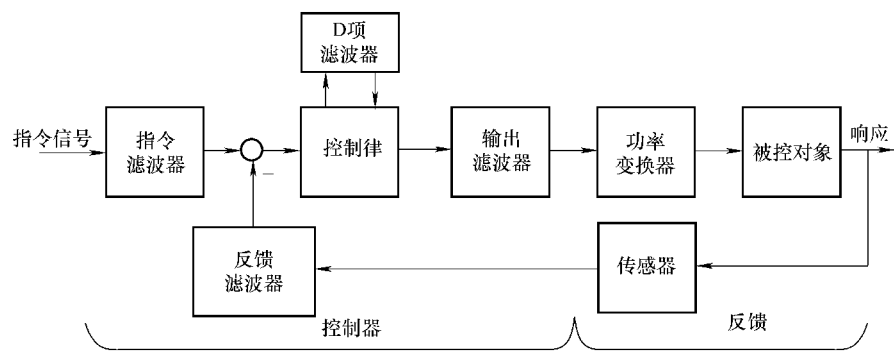


图 9-1 伺服控制系统中的滤波器

滤波器放在位置指令后，用来平滑位置指令波形；放在模拟转速指令后，用来减小混叠，降低分辨率噪声；放在转速反馈回路中，用来消除转速估计噪声；放在电流环路前，用来消除分辨率噪声和衰减谐振；放在位置前馈后，用来降低 D 增益对噪声的敏感。

通常，伺服工程师希望信号通过滤波器后，在增益穿越频率处产生最小相位滞后的同时，还能衰减其高频。这些滤波器中，最常见的结构是低通滤波器。它衰减所有高于特定频率的信号分量，被设计用来消除来自不同噪声源的噪声：电气互连（干扰），分辨率限制，电磁干扰（EMI）以及反馈装置中的固有噪声。但是事物都存在两面性，低通滤波器的主要缺点是它会给控制系统带来不稳定性，这种不稳定性是通过引起增益穿越频率处的相位滞后引入的。

对反馈信号进行滤波是通过平滑尖峰脉冲来消除反馈信号中的噪声的，这种滤波器通常是一个单极点或者双极点低通滤波器，其带宽有时根据应用的不同来设定。对于响应慢的应用，如果有可能，则将低通滤波器的带宽设定得很窄；而对于大多数响应快速的应用，带宽必须设定得比较宽，或者干脆把滤波器关闭。

陷波滤波器在伺服控制系统中也被采用。陷波滤波器只消除一个很窄的频带范围内的信号，让高于和低于陷波频率的信号通过，对滤除信号中固定频率噪声是非常有用的。陷波滤波器和低通滤波器都可以解决谐振问题，但陷波滤波器在控制回路中产生的相位滞后更小。

在滤波器结构固定且运行时谐振频率不发生变化, 以及当每台滤波器可以单独进行陷波调试时, 陷波滤波器的功效是最好的。

位置指令的不连续或突变可能会导致实际机械系统无法跟上所给的指令, 因此需要将其平滑滤波。平滑滤波结构通常有梯形和 S 形两种, S 形曲线的计算量相对较大, 一定程度上限制了使用。一种新的 S 形平滑滤波器设计方法将在本章最后一节介绍。

## 9.2 低通和陷波滤波器

### 9.2.1 滤波器特征

滤波器的 4 种常见通带是低通、带阻、高通和带通。其中, 低通滤波器和带阻 (陷波) 滤波器在伺服控制系统中最常用。

#### 1. 低通滤波器

低通滤波器是通过低频信号抑制或衰减高频信号的, 理想低通滤波器的特性可用图 9-2 来说明。低通滤波器的输出电压与输入电压之比, 叫做低通滤波器的增益或者电压传递函数, 增益的频率特性可表示为

$$K_F(j\omega) = \frac{U_o(j\omega)}{U_i(j\omega)} = K_F(\omega) e^{j\theta_F(\omega)} \quad (9-1)$$

式 (9-1) 的对数幅频特性如图 9-2 所示, 允许信号通过的频段为  $0 \sim \omega_0$ , 这个频段叫做低通滤波器的通带, 不允许信号通过的频段为  $\omega > \omega_0$ , 叫做低通滤波器的阻带或者禁带。 $\omega_0$  叫做截止角频率,  $f_0$  叫做截止频率  $f_0 = \omega_0 / (2\pi)$ 。低通滤波器的理想特性是让  $0 \sim \omega_0$  频段上的全部信号通过,  $\omega > \omega_0$  的信号则完全不让通过。

实际上, 很难获得理想特性, 实际特性将如图 9-2 中的曲线 2 或 3 所示, 两者的差别在于通带中的幅频特性是否具有凸峰。对于没有凸峰的特性 2, 一般规定增益下降到  $K_F/\sqrt{2}$  (即下降 3dB) 时的频率为截止频率, 如 a 点所示。对于有凸峰的特性 3, 截止频率规定为幅频特性从峰值  $K_{FM}$  回到起始值  $K_F$  时的频率, 如 b 点所示。

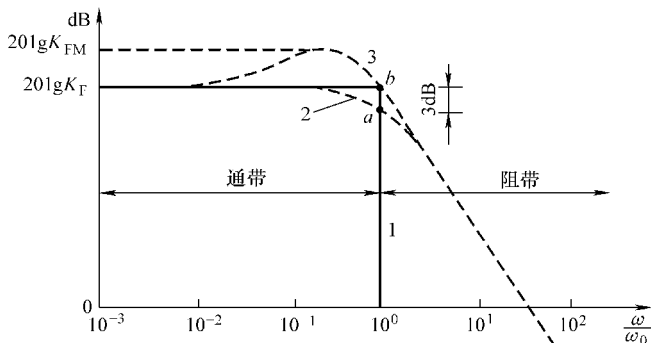


图 9-2 低通滤波器的特性

1—理想特性 2、3—实际特性

基于图 9-2, 多数低通滤波器的传递函数没有零点, 但有极点, 而且极点数等于滤波器的阶次, 即单极点为一阶, 双极点为二阶,  $N$  极点为  $N$  阶。为方便讨论, 本章以后讨论的



所有滤波器的直流增益  $K_F$  ( $\omega=0$ ) 都为 1, 因而图 9-2 中  $20\lg K_F$  以后要改写为零。

### (1) 一阶低通滤波器

为了获得图 9-2 中的低通特性, 方法很多, 最简单的是单极点低通滤波器, 其传递函数

$$T_{\text{单极点}}(s) = \frac{K}{s + K} \quad (9-2)$$

有时, 单极点滤波器会根据时间常数表达为

$$T_{\text{单极点}}(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (9-3)$$

式中,  $\tau$  为滤波器时间常数, 它等于  $1/K$ 。

按式 (9-3) 画出的幅频特性如图 9-3 所示, 极点  $K$  等于滤波器以  $\text{rad/s}$  为单位的带宽, 即等于图 9-2 中  $a$  点的  $\omega_0$ 。换句话说, 在  $f = K/(2\pi)$  处的增益为  $-3\text{dB}$ , 且转折斜率为  $-20\text{dB/dec}$  (十倍频程)。

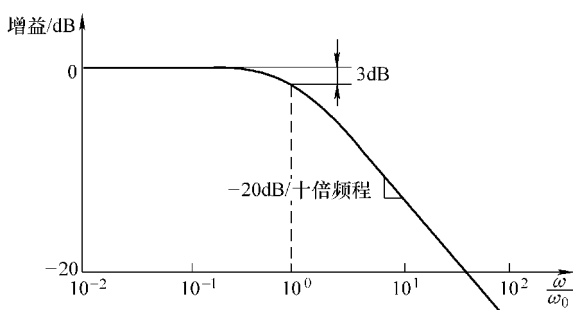


图 9-3 一阶低通滤波器幅频特性

### (2) 二阶低通滤波器

为了增加阻带区的衰减速度, 可在此使用二阶低通滤波器, 它能提供

$-40\text{dB/dec}$  的衰减, 如图 9-4 所示。两极点低通滤波器的传递函数为

$$T_{\text{两极点}}(s) = \frac{\omega_N^2}{s^2 + 2\xi\omega_N s + \omega_N^2} \quad (9-4)$$

式中  $\omega_N$ ——滤波器的固有频率;

$\xi$ ——阻尼比。

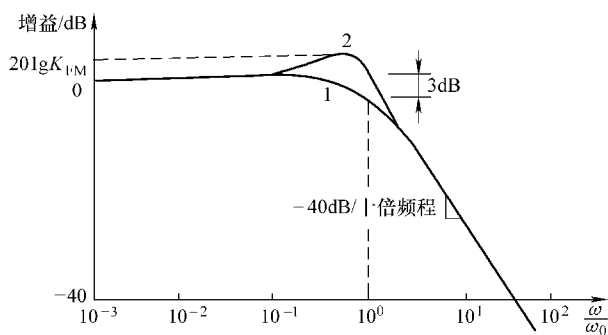


图 9-4 二阶低通滤波器幅频特性

1— $\xi = 0.707$  2— $\xi < 0.707$

二阶低通滤波器的各项性能主要由  $\xi$  和  $\omega_N$  决定。当  $\xi < 1$  时, 滤波器存在两极点, 且极点是复数。如果  $\xi = 1/\sqrt{2}$ , 即  $0.707$  时, 没有凸峰, 最大幅值等于 1, 此时若  $\omega = \omega_N$ , 则幅值等于  $1/\sqrt{2}$ , 即对应  $3\text{dB}$ 。可见, 按  $-3\text{dB}$  来定义截止频率时,  $\xi = 1/\sqrt{2}$  时的截止角频率  $\omega_c$  就是固有振荡角频率  $\omega_N$ , 即图 9-4 中曲线 1 与图 9-2 中曲线 2 等同。如果  $\xi < 0.707$  时, 滤波器将出现增益凸峰, 按规定, 截止角频率是幅频特性从峰值回到起始值时的角频率, 为



此, 图 9-4 中曲线 2 与图 9-2 中曲线 3 等同。当  $\xi < 0.707$  时,  $\xi$  越小, 凸峰越显著, 相位滞后相对较小。

在实际应用中, 两极点低通滤波器用于控制系统, 它的阻尼比通常设置为 0.707, 因为它是在两极点低通滤波器中不产生凸峰的最小值。有时会选择  $\xi < 0.707$  的两极点滤波器, 因为这样的滤波器在给定的高频处具有同样的衰减作用, 而在低频段引起的相位滞后小。滤波器的这个量度对于控制系统来说是合适的, 它折中考虑了高频段的衰减作用与低频段的相位滞后问题。按照这个准则, 用具有较小阻尼比的滤波器在控制系统中能获得更好的性能。

## 2. 陷波滤波器

陷波滤波器或者带阻滤波器专门抑制或衰减某一频段的信号, 而让该频段以外的所有信号通过。陷波滤波器的理想特性可用图 9-5 来说明。陷波滤波器抑制的频段宽度叫做阻带宽度, 简称带宽, 用  $B$  表示。抑制带宽中点所在角频率叫做中心角频率, 用  $\omega_0$  表示。这样, 陷波滤波器的品质因数  $Q$  由下式决定:

$$Q = \frac{\omega_0}{B} \quad (9-5)$$

由式 (9-5) 可以得出,  $B$  越窄, 则  $Q$  越高, 滤波器的抑制选择性就越好。

理想特性在转折处衰减是彻底的。实际上只能获得近似的抑制特性, 抑制频段的起始角频率  $\omega_1$  和终止角频率  $\omega_2$  按低于最大增益的 0.707 所对应的角频率来定义, 如图中的  $a$  和  $b$  两点所示, 所以带宽  $B$  和中心角频率  $\omega_0$  实际中有如下的关系:

$$\begin{aligned} B &= \omega_2 - \omega_1 \\ \omega_0 &= \frac{1}{2}(\omega_1 + \omega_2) \end{aligned} \quad (9-6)$$

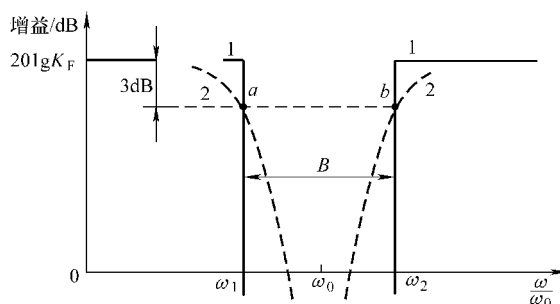


图 9-5 陷波器的特性

1—理想特性 2—实际特性

传统的陷波滤波器或者带阻滤波器是二阶的, 有两个极点和两个零点。其形式为

$$T(s) = \frac{s^2 + \omega_N^2}{s^2 + 2\xi\omega_N s + \omega_N^2} \quad (9-7)$$

由式 (9-7) 可以得出, 输入频率  $\omega$  等于  $\omega_N$  时, 衰减是彻底的, 增益为零。当  $\omega$  远高于  $\omega_N$  时,  $s^2$  项在分子与分母中处于主导地位, 传递函数  $s^2/s^2 = 1$ ; 同样,  $\omega$  非常低时,  $s$  项消失, 传递函数  $\omega_N^2/\omega_N^2 = 1$ 。因此, 只有  $\omega$  等于或接近  $\omega_N$  时, 陷波器才有作用; 越接近, 作用越明显。在接近  $\omega_N$  的这段频带内, 式 (9-7) 会让一些输入通过 (因为图 9-5 中 2 的缓慢衰减), 在频带内衰减信号不彻底的原因是存在阻尼比  $\xi$ 。阻尼比越小, 带宽  $B$  会越窄, 因而陷波品质因数  $Q$  越好, 这样不但可以获得越陡峭的陷波, 而且还可以减小陷波中心频率以下频率信号的相位滞后。一般而言,  $\xi$  设置为小于 1, 而且通常更小。

对于大多数控制系统来说, 虽然实际的两极点陷波滤波器所能提供的衰减还存在限制, 但是两极点陷波滤波器还是足够好地衰减了陷波频率信号。当需要在宽范围内对多个间断频率信号进行强衰减时, 可将多个陷波滤波器进行级联, 这样效果会更好。

### 9.2.2 基于模拟方式的实现

模拟滤波器可分为无源模拟滤波器和有源模拟滤波器。无源模拟滤波器是最容易实现的滤波器。最常见的是阻容 (RC) 滤波器, 如图 9-6 中 a 所示, 其传递函数为

$$T(s) = \frac{1}{RCs + 1} \quad (9-8)$$

对照式 (9-3),  $\tau = RC$ 。

RC 滤波器价格非常低, 固定在 PCB 上占用空间小, 同有源模拟滤波器和数字滤波器相比, 可以工作在更高的频率, 因此广泛应用于电路降噪和输入信号降噪。



图 9-6 无源模拟滤波器

a) RC 一阶低通无源模拟滤波器 b) LRC 二阶低通无源模拟滤波器

图中 b 是电感电阻电容滤波器, 或者称为 LRC 滤波器, 一个 RC 电路形成一个极点, 电感增加一阶, 其传递函数为

$$T(s) = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (9-9)$$

对照式 (9-4),  $\omega_N = 1/\sqrt{LC}$ ;  $\xi = R\sqrt{C/L}/2$ 。

LRC 滤波器通常用得比较少, 一定程度上是由于电感体积较大, 本身具有阻容性所致, 而且相对 R 和 C, L 价格较高。因此, 无源滤波器受到了阶数的限制, 对于多极点滤波器, 需要用到有源模拟滤波器或者数字滤波器。

对于有源模拟滤波器已经展开了广泛的研究, 开发了多种拓扑结构。很多文献提供了多个不同的双两阶滤波器电路, 在可采用的许多基于运算放大器的两极点低通滤波器中, 最常用的两极点低通滤波器可能是 Sallen-Key 滤波器, 如图 9-7 中 a 所示, 其传递函数为

$$T(s) = \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2 s^2 + (R_1 + R_2) C_2 s + 1} \quad (9-10)$$

式中

$$\begin{aligned} \omega_N^2 &= \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2} \\ 2\xi\omega_N &= \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_1} \end{aligned} \quad (9-11)$$

有源模拟陷波滤波器有很多, 图 9-7b 是一个实际的例子, 该滤波器允许通过微调电位器  $R_4$  来调整陷波频率,  $R_1 = R_2$ ,  $R_3 = R_4$ , 其传递函数为

$$T(s) = \frac{1}{x(1-x)R_4 C_1 C_2 s^2 + 2C_1 s + 1} \quad (9-12)$$

式中

$$\omega_N^2 = \frac{1}{x(1-x)R_4C_1C_2}$$

$$2\xi\omega_N = \frac{2}{x(1-x)R_4C_2} \quad (9-13)$$

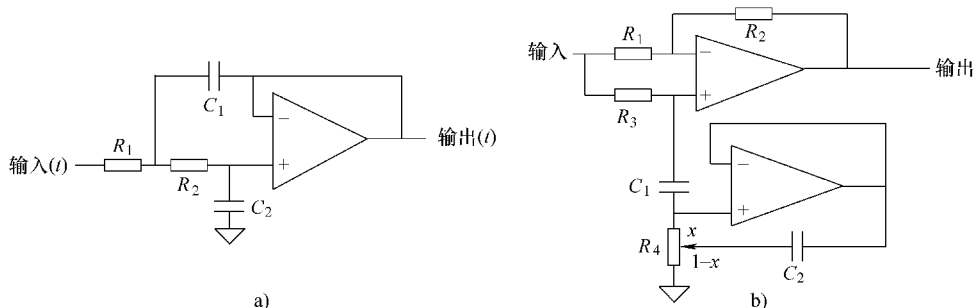


图 9-7 有源模拟滤波器

a) Sallen - Key 二阶低通有源模拟滤波器 b) 可调二阶陷波有源模拟滤波器

### 9.2.3 基于 IIR 方式的实现

与模拟滤波器相比,数字滤波器具有很多突出的优点,例如它可以满足滤波器对幅度和相位特性的严格要求,可以避免模拟滤波器所无法克服的电压漂移、温度漂移等问题。用 DSP 实现数字滤波除了具有稳定性好、准确度高和不受环境影响等优点外,还具有灵活性好的特点,可通过修改滤波器的参数十分方便地改变滤波器的特性。

对许多应用来说,数字滤波器一般具有如下差分方程:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k x(n-k) + \sum_{k=0}^{N-1} b_k y(n-k) \quad (9-14)$$

式中  $x(n)$ ——输入序列;

$y(n)$ ——输出序列;

$a_k$  和  $b_k$ ——滤波器系数;

$N$ ——滤波器的阶数。

式 (9-14) 具有无限长的单位脉冲响应,在结构上存在反馈回路,是递推型滤波器。也即是说,滤波器的输出不仅与输入有关,而且与过去的输出有关。当一个时刻的输入施加到这个滤波器,由于有分辨率的限制,它永远不会下降到零。因此,式 (9-14) 表示的数字滤波器称为无限冲击响应 (Infinite Impulse Response, IIR) 滤波器。

IIR 滤波器由于具有结构简单、运算量小的特点,因而得到了较广泛的应用。基于 IIR 滤波器的实现通常有以下三种:

① 以模拟滤波器函数为基础的变换法,即先设计一个满足指定条件的模拟滤波器  $H(s)$ ,再将  $H(s)$  转化为数字滤波器  $H(z)$ 。

② 直接设计法,即在  $z$  平面内,根据零、极点对系统特性的影响,调整零、极点位置,得到数字滤波器  $H(z)$ 。

③ 最优化设计法,即在某种最小化误差准则下,建立差分方程系数  $a_k$  和  $b_k$  对理想特性逼近方程,使用迭代方法解方程组得到最佳逼近系统。由于此方法计算量大,需要借助计算

机进行设计，又称计算机辅助设计法。

本节着重研究第一种方法，即由模拟滤波器设计数字滤波器的方法。为了从模拟滤波器设计 IIR 数字滤波器，必须先设计一个满足技术指标的模拟原型滤波器。前面分析的低通和陷波滤波器具有巴特沃斯（Butterworth）滤波器原型特征，利用这个原型，设计者只需把它由  $s$  域到  $z$  域进行变换，这个变换应遵循一定规则，具体可参考第 5 章“数字控制系统”5.1.5 “ $z$  变换及离散化方法”所述内容。表 9-1 是基于阶跃响应不变思想下低通和陷波滤波器传递函数由  $s$  域到  $z$  域的变换结果。按表得到  $H(z)$  后，再取  $z$  反变换，最后得到式 (9-14) 的结构。

表 9-1 阶跃响应不变思想下低通和陷波滤波器在  $s$  域与  $z$  域中的传递函数

运算	$s$ 域传递函数	$z$ 域传递函数
一阶低通滤波器	$\frac{\omega}{s + \omega}$	$\frac{z(1 - e^{-\omega T})}{z - e^{-\omega T}}$
二阶低通滤波器	$\frac{\omega_N^2}{s^2 + 2\xi\omega_N s + \omega_N^2}$	$\frac{Az^2}{z^2 + B_1z + B_2}$ $B_1 = -2e^{-\xi\omega_N T} \cos(\omega_N T \sqrt{1 - \xi^2})$ $B_2 = e^{-2\xi\omega_N T}$ $A = 1 + B_1 + B_2$
二阶陷波滤波器	$\frac{s^2 + \omega_N^2}{s^2 + 2\xi\omega_N s + \omega_N^2}$	$\frac{K(z^2 + A_1z + A_2)}{z^2 + B_1z + B_2}$ $B_1 = -2e^{-\xi\omega_N T} \cos(\omega_N T \sqrt{1 - \xi^2})$ $B_2 = e^{-2\xi\omega_N T}$ $A_1 = -2\cos(\omega_N T)$ $A_2 = 1$ $K = \frac{1 + B_1 + B_2}{1 + A_1 + A_2}$

设计模拟原型滤波器有多种方法，除了巴特沃斯（Butterworth）型以外，还有切比雪夫（Chebyshev）型或者椭圆（Elliptic）形等。每种原型特征在细节上各有不同，如图 9-8 所示。图中在相同阶数时，巴特沃斯滤波器通常最平坦，但阻带下降慢；切比雪夫 I 滤波器通带等纹波（即等幅波动），但阻带下降较快；椭圆滤波器在通带等纹波，阻带下降最快，但阻带等纹波。另外，其他滤波器原型，例如切比雪夫 II 阻带也下降较快，但其阻带等纹波；贝塞尔（Besell）通带等纹波，阻带下降慢，幅频特性最差，但是它具有最佳的线性相位。

设计者通常可以根据要设计的滤波器的特征，在确定模拟原型后，通过用软件在计算机上进行 IIR 数字滤波器的参数设计。LABVIEW 和 MATLAB 软件都可实现这种设计，例如 MATLAB 软件的信号处理工具箱就提供了巴特沃斯、切比雪夫 I、切比雪夫 II 和椭圆等多个函数，只要以正确的指标参数直接调用这些函数就可以很方便地对滤波器进行模拟滤波器归一化设计，并且通过双线性变换方法，正确快捷地得到设计结果。下面以设计一个切比雪夫 II 型 IIR 低通滤波器为例来说明用 MATLAB 软件设计 IIR 滤波器的方法。

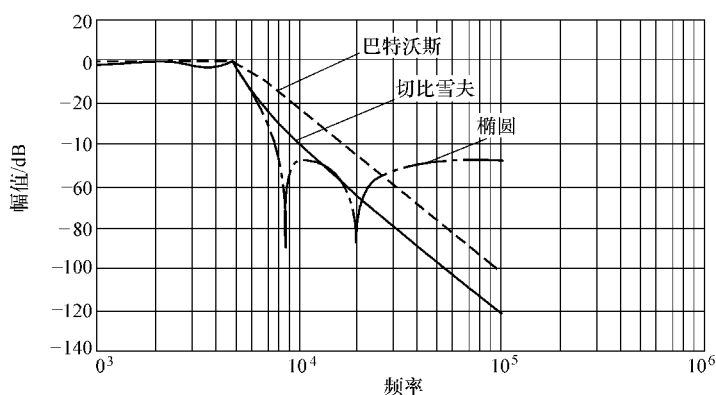


图 9-8 不同模拟滤波器原型特性比较

假设要设计的滤波器特性如图 9-9 所示，它符合切比雪夫 II 型滤波器特性，图中通带为  $0 \sim \lambda_p$ ，阻带为  $\lambda_s \sim 1.0$  ( $1.0$  对应于半取样频率)，要求通带内衰减大于  $R_p$ ，阻带内波动小于  $R_s$ ，则用 MATLAB 软件设计该滤波器的过程如下：

① 调用函数 `cheby2ord()`，确定滤波器的阶数和截止频率为

$$[N, \omega_n] = \text{cheby2ord}(\lambda_p, \lambda_s, R_p, R_s)$$

返回值  $N$  为满足要求的切比雪夫 II 型数字滤波器的最小阶数； $\omega_n$  为截止角频率。

② 调用函数 `cheby2()`，进行模拟低通滤波器设计，并且通过双线性变换后输出结果为

$$[B, A] = \text{cheby2}(N, R_s, \omega_n)$$

返回值  $B$  为一个  $(N+1)$  维矢量，可作为式 (9-14) 中  $b$  多项式系数； $A$  也是一个  $(N+1)$  维矢量，可作为式 (9-14) 中  $a$  多项式系数。

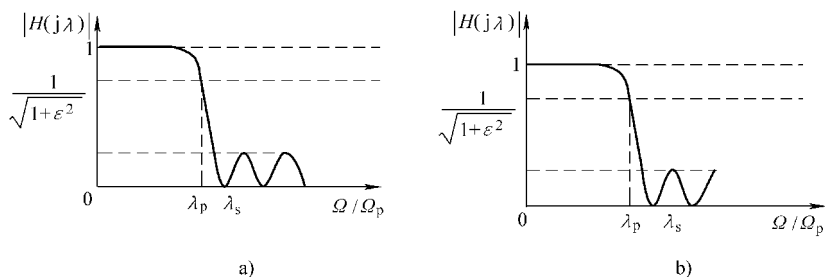


图 9-9 切比雪夫 II 型滤波器的振幅特性

a)  $N$  为奇数 b)  $N$  为偶数

除了低通外，陷波（带阻）滤波器设计，其切比雪夫 II 函数为

$$[B, A] = \text{cheby2}(N, R_s, \omega_n, 'stop')$$

$$\omega_n = [\omega_1, \omega_2]$$

更多的函数及使用说明请参考 MATLAB 软件书籍中信号处理工具箱部分的相关内容。

### 9.3 抗混叠滤波器

在数字采样系统中，模拟的采样信号在进入数字控制器之前总会混叠杂散信号，如果没

有适当的滤波处理, 这些信号会严重影响数据转换系统的性能指标, 因此必须加入滤波器。这个滤波器通常称为抗混叠滤波器 (Anti - alias Filter), 用来实现把混叠频率分量降低到微不足道的程度。

本节主要讨论混叠及抗混叠滤波器设计, 介绍一种使用开关电容实现抗混叠滤波器的方法, 开关电容滤波器与采用典型的一阶低通模拟结构的抗混叠滤波器相比, 性价比更高, 更适合应用于高性能的伺服控制系统。

### 9.3.1 混叠

混叠是一种不希望出现的结果, 它常见于数字采样中。当输入信号频率大于采样频率的一半时, 采样点不足以表示输入信号, 结果使得观测到的不是这些高频信号, 而是处于某个低频的信号, 也就是混叠频率的信号。

混叠问题可以用一个简单的试验来很好地解释。假设观测到的钟摆运动频率为 1Hz, 对钟摆的位置进行采样: 一个周期一次, 闭上眼睛然后睁开眼睛, 睁开时间刚能看到钟摆。如果以钟摆摆动的频率眨眼, 那么钟摆看上去是静止的。实际的输入频率约为 1Hz, 而观测到的频率却是直流信号 (0Hz)。

图 9-10 给出了观测频率 (混叠频率) 与实际输入频率的图形。

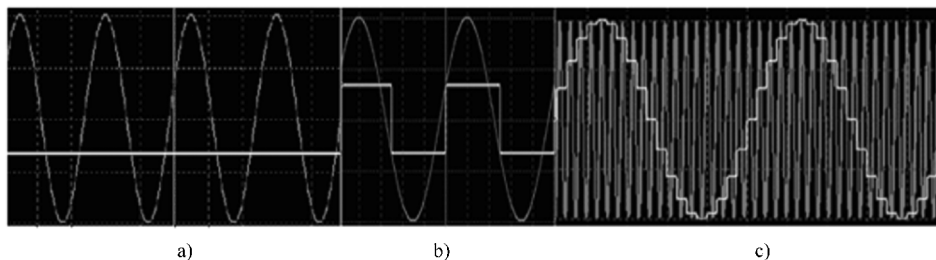


图 9-10 实际输入信号中的混叠频率

a) 输入信号每周采样一次 b) 输入信号每周采样两次 c) 以 200kHz 采样频率对 190kHz 输入信号进行采样

图 a 是输入信号每周期采样一次的情况, 它得到的观测频率是一个直流信号, 其幅度可能为任意值; 图 b 是每周期采样两次, 得到的观测频率是一个方波信号; 图 c 是以 200kHz 采样频率对 190kHz 输入信号进行采样的情况, 得到的观测频率是一个完整的、相对频率很低的正弦波。因此, 设计者必须了解信号的最高频率, 并且保证采样频率高于这个频率至少两倍 (奈奎斯特数字采样理论)。

在数字控制系统中, 高频分量常以电噪声或者耦合电磁干扰 (EMI) 的形式叠加到模拟指令信号上, 这些频率通常远高于采样频率, 因此会产生混叠, 导致低频问题。如果发生混叠, 将无法进行区分正常输入与混叠输入, 因而数字控制器在混叠发生后是无法对其进行校正的。混叠必须在数据输入数字控制器之前进行校正, 最简单的补救方法就是用模拟低通滤波器对输入信号加以限制。因此, 模拟指令信号通常在 A - D 转换器之前先经过抗混叠低通滤波器对其校正, 虑除掉其中的高频分量成分。

抗混叠也可以用数字滤波器、采用过采样技术来实现, 系统中用高于控制律算法频率的采样频率来进行采样。例如, 对于一个 1kHz 的控制律, 可采用 10kHz 的频率进行采样, 因而混叠进到输入信号的频率将从 5kHz 开始, 而不是非过采样系统的 500Hz。在进入控制律



之前,可以通过数字滤波器消除输入中高于 500Hz 的频率分量。为了防止对输入信号产生混叠,仍然可能需要一个模拟低通滤波器来消除高于 5kHz 的高频分量。

### 9.3.2 开关电容滤波器的实现

最常用的抗混叠滤波器是一个一阶巴特沃斯低通滤波器,其电路结构如图 9-11 所示。由于其电路结构简单,所以被广泛应用,它的传递函数为

$$A(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = A_{vp} \frac{1}{RCs + 1} \quad (9-15)$$

式中,通带增益  $A_{vp} = 1 + R_2/R_1$ 。

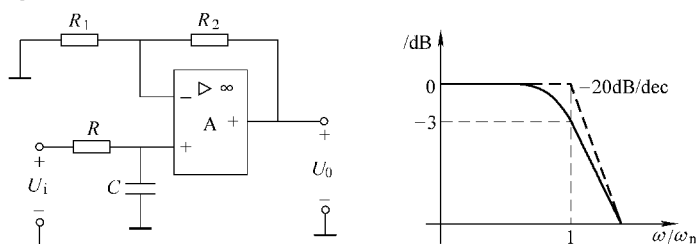


图 9-11 一阶有源巴特沃斯低通滤波器电路及幅频特性曲线

式 (9-15) 的结构与式 (9-3) 相同,由于滤波器阻带衰减太慢,输入信号在其截止频率附近的抗混叠效果极差。如果需要获得高品质的抗混叠效果,通常的做法是在巴特沃斯低通滤波原型上,设计高阶的滤波器,例如,五阶有源巴特沃斯低通滤波器。模拟滤波器阶数的增加在一定程度上增加了设计难度,而且由于模拟元件的非线性,对温度敏感,存在较大误差等缺点,许多工程师都不愿意使用这样高阶模拟滤波器,解决这一问题的最佳途径是选择集成滤波器方案。

集成滤波器有两种类型:连续时间滤波器和开关电容滤波器,前者通常需要外部元件调节角频率,从而限制了它的灵活性;后者可以根据其结构灵活使用,一般情况下,可以替代分离或集成连续时间滤波器。

开关电容滤波器 (Switched Capacitor Filter, SCF) 是基于开关电容技术来实现高阶滤波器,它是具有数字滤波器很多优点的模拟滤波器。

开关电容技术工作原理如图 9-12 所示。图中,在电容两端的开关控制下,电容被充放电。这种电荷转移过程产生脉冲电流,可以计算其平均电流,当开关频率足够快时,

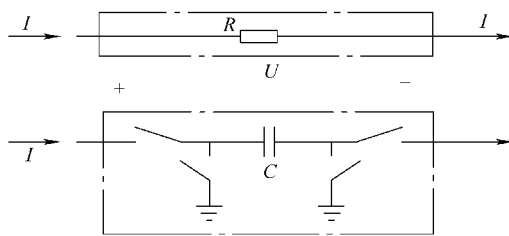


图 9-12 开关电容原理框图

该电流等效于流过电阻的电流,可看作是电阻被一个电容所取代。各参数之间的关系如下:

$$I = \frac{Q}{T} = \frac{CV}{T}$$

$$R = \frac{V}{I} = \frac{V}{(CV/T)} = \frac{T}{C} \quad (9-16)$$

式中  $I$ ——平均电流;



- $Q$ ——总电荷；
- $T$ ——开关周期；
- $C$ ——开关电容；
- $V$ ——电容端电压；
- $R$ ——开关电容工作时等效电阻。

由式 (9-16) 可知，电流和间接电阻值取决于两个因素，即电容大小和开关频率的高低。开关频率越高，电容值越大，则电流越大，或者说，电阻值越小。如果采用这种滤波器结构，频率特性将随着电容尺寸或者开关频率的变化而改变。

SCF 是一种很早就被认可的滤波器结构，如图 9-13 所示。如今，它利用硅工艺技术能够可靠集成，开关和运算放大器有效地以单片集成形式实现，集成电路可以保证很高的元件一致性 (0.1% 以内)，电容值是固定的，滤波特性受开关频率控制。

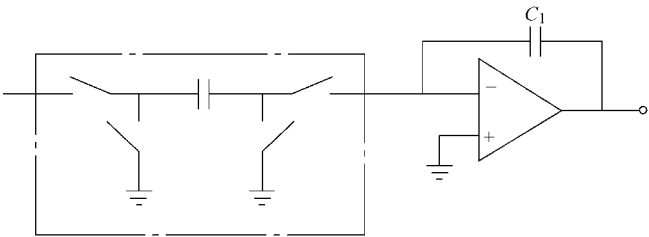


图 9-13 利用开关电容技术构成简单的滤波器

设计者可以从 Maxim 等公司获得这种芯片，例如 MAX7418 ~ 7425 系列产品，该系列滤波器提供各种五阶低通滤波器类型，如贝塞尔、巴特沃斯、椭圆滤波器等。截止角频率范围为 1Hz ~ 45kHz，准确度可以达到 0.2%，开关频率很好地控制了集成滤波器的频响特性，其阻带衰减可在 70dB 以上。采用分离元件是很难达到这样指标的。由于开关电容滤波器将连续信号转换成离散信号，这意味着还是要再次考虑混叠问题，由于采样频率非常高，外部只需一个简单的 RC 滤波器。基于开关电容滤波器的数据采集系统方案如图 9-14 所示。图中，利用 DS1085 产生时钟，时钟信号使得 SCF 与 MAX1067 A - D 转换器完全同步，时钟频率与 SCF 截止角频率的比率为 100 : 1。DSP 可以通过 2 线接口对 DS1085 编程，通过重新设置频率可以使得采样系统可以在不同的采样速率下工作，而不用更改 PCB。

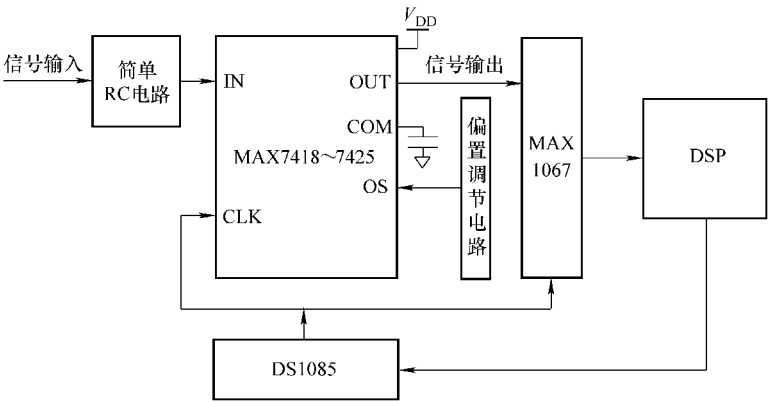


图 9-14 基于 MAX7418 ~ 7425 系列 SCF 的数据采样系统原理框图

有时，在系统中需要避免使用 SCF，因为它有很大的直流偏移，而直流偏移量对温度敏感。MAX7418 ~ 7425 系列产品采用外接偏置调节电路来解决直流偏移量的问题，即对图中 OS 引脚输入可调节的补偿电压值。接入偏置调节电路后，SCF 输出为

$$\begin{aligned} U_{\text{out}} &= (V_{\text{in}} - V_{\text{com}}) + V_{\text{os}} \\ V_{\text{com}} &= \frac{V_{\text{DD}}}{2} \end{aligned} \quad (9-17)$$

## 9.4 转速估计滤波器

由于受编码器分辨率的限制，简单差分转速估计存在分辨率误差，引起了估计噪声，噪声尤其在低速时更加明显。利用多个这样的历史数据进行差值或者拟合，能够获得较高的瞬时估计准确度，而准确度的提高会直接导致估计噪声的降低。这种影响意味着实现转速估计的差值或者拟合多项式与 FIR 数字滤波器之间会有一定的联系。因此，转速估计方法不仅是简单的转速值计算，而更像是一种数字滤波器的设计；换句话说，一种合适的转速估计方法即是一个有效的转速估计滤波器。

### 9.4.1 转速估计方法的介绍

下面介绍几种常见的转速估计方法。这里所说的转速估计方法都是通过离散的位置和时间进行差分来实现的。

#### 1. LPP 法

每个采样周期计算编码器差值，被称为 LPP 法 (Lines per period)。当在第  $k$  次采样时，编码器表示为  $x_k$ ，则采样间隔  $T$  内，位置增量可表示为  $\Delta x_k = x_k - x_{k-1}$ 。为方便叙述，令  $T = 1$  (本节如无特殊情况，将不再说明)，则 LPP 法可表示为

$$v_k = \Delta x_k \quad (9-18)$$

它仅由一个变量，即简单差分得到，是最简单的转速估计方法。

#### 2. AVE 法

对  $k$  次采样前  $m$  个 LPP 值平均计算，被称为 AVE 法 (Averaging)，公式如下：

$$v_k = \frac{1}{m} \sum_{i=k-m+1}^k \Delta x_i \quad (9-19)$$

由式 (9-19) 得到的滤波器被称为滑动平均滤波器，它是一种使用很广泛的滤波器。

#### 3. BDE 法

一般来说，增加差分阶数可以改善瞬态响应，得到更理想的估计值。对采样数据进行向后差分，被称为后向差分方程 (Backward Difference Equation, BDE) 法。基于 BDE 法的转速估计推导如下：

第  $k$  采样周期，位置  $x_k$  可以由泰勒级数表示：

$$\begin{aligned} x_k &= x_\beta + \frac{1}{1!} \frac{dx_\beta}{dt} (t_k - t_\beta) + \frac{1}{2!} \frac{d^2 x_\beta}{dt^2} (t_k - t_\beta)^2 + \frac{1}{3!} \frac{d^3 x_\beta}{dt^3} (t_k - t_\beta)^3 + \cdots \\ &= \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{j!} x_\beta^{(j)} (t_k - t_\beta)^j \end{aligned} \quad (9-20)$$

按式 (9-20),  $x_{k-1}$  在  $x_k$  点泰勒级数为

$$x_{k-1} = x_k + (-1) \frac{dx_k}{dt} + \frac{(-1)^2}{2!} \frac{d^2 x_k}{dt^2} + \frac{(-1)^3}{3!} \frac{d^3 x_k}{dt^3} + \dots \quad (9-21)$$

由上式可写成一阶 BDE 展开式:

$$x_{k-1} = x_k + (-1) \frac{dx_k}{dt} + \xi^{(1)}(\Delta) \quad (9-22)$$

式中, 余项式  $\xi^{(1)}(\Delta) \approx 0$ 。

因此, 得到  $k$  时刻瞬时转速估计值为

$$v_k = \frac{dx_k}{dt} = x_k - x_{k-1} = \Delta x_k \quad (9-23)$$

由于是由一阶 BDE 展开式得到转速估计, 该法又称 BDE<sub>1</sub> 法。可以看出, LPP 法即是 BDE<sub>1</sub> 法。

如果将式 (9-20) 写成二阶展开式, 可得到

$$\begin{aligned} x_{k-1} &= x_k + (-1) \frac{dx_k}{dt} + \frac{(-1)^2}{2!} \frac{d^2 x_k}{dt^2} + \xi^{(2)}(\Delta) \\ x_{k-2} &= x_k + (-2) \frac{dx_k}{dt} + \frac{(-2)^2}{2!} \frac{d^2 x_k}{dt^2} + \xi^{(2)}(\Delta) \end{aligned} \quad (9-24)$$

解方程组, 推导由二阶 BDE 展开式得到的转速估计为

$$v_k = \Delta x_k + \frac{1}{2}(\Delta x_k - \Delta x_{k-1}) \quad (9-25)$$

该法又称 BDE<sub>2</sub> 法。同理可得到 BDE<sub>3</sub> 法的转速估计:

$$v_k = \Delta x_k + \frac{1}{2}(\Delta x_k - \Delta x_{k-1}) + \frac{1}{3}(\Delta x_k - 2\Delta x_{k-1} + \Delta x_{k-2}) \quad (9-26)$$

#### 4. LSF 法

除了差值法以外, 还可以对数据进行多项式拟合。按照最小二乘的原则进行多项式拟合, 被称为最小二乘法拟合 (Least - Squares Fit, LSF) 法。基于 LSF 法的转速估计推导如下:

按照最小二乘法, 一个  $N$  阶多项式需要  $M$  个数据才能进行拟合,  $M > N + 1$ , 则  $x_k$  的  $N$  阶拟合多项式为

$$x_k = c_0 + c_1 t_k + c_2 t_k^2 + \dots + c_N t_k^N \quad (9-27)$$

由上式得到  $x_{k-M+1}$  到  $x_k$  的矢量表达式:

$$\begin{pmatrix} x_{k-M+1} \\ x_{k-M+2} \\ \vdots \\ x_k \end{pmatrix} = \mathbf{A} \begin{pmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_N \end{pmatrix} \quad (9-28)$$

式中  $\mathbf{A}$ —— $M \times (N+1)$  阶矩阵, 则  $\mathbf{A}$  矩阵可表示为

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1^2 & 1^3 & \dots & 1^N \\ 1 & 2 & 2^2 & 2^3 & \dots & 2^N \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & M & M^2 & M^3 & \dots & M^N \end{bmatrix} \quad (9-29)$$

按照所选采样值的总方差最小的原则, 则矢量  $\mathbf{c}$  可表示为

$$\mathbf{c} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{x} = \mathbf{A}^* \mathbf{x} \quad (9-30)$$

第  $k$  次瞬时转速估计  $v_k$  为

$$v_k = \frac{dx_M}{dt} = \mathbf{q}^T \mathbf{x} = \mathbf{q}^T \mathbf{A}^* \mathbf{x} = \mathbf{h}^T \mathbf{x} \quad (9-31)$$

式中,  $\mathbf{q}^T = [0, 1, 2M, 3M^2, \dots, (N-1)M^{N-2}, NM^{N-1}]$ ;  $\mathbf{h}^T = [h_0, h_1, h_2, \dots, h_{M-2}, h_{M-1}]$

由于采样数据是位置的增量, 式中矢量  $\mathbf{x}$  需要矩阵  $\mathbf{B}$ , 过渡到位置增量  $\Delta x$ :

$$\begin{pmatrix} x_{k-M+1} \\ x_{k-M+1} \\ x_{k-M+2} \\ \vdots \\ x_k \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} x_{k-M+1} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ x_{k-M+1} & \Delta x_1 & 0 & \cdots & 0 \\ \cdot & \cdot & \Delta x_2 & \cdots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ x_{k-M+1} & \Delta x_1 & \Delta x_2 & \cdots & \Delta x_{M-1} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 1 \end{pmatrix} = \mathbf{B} \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 1 \end{pmatrix} \quad (9-32)$$

将其代入式 (9-31) 得到

$$v_k = (h_0 + h_1 + \cdots + h_{M-1})x_{k-M+1} + (h_1 + h_2 + \cdots + h_{M-1})\Delta x_1 + \cdots + h_{M-1}\Delta x_{M-1} \quad (9-33)$$

令  $x_{k-M+1} = 0$ , 为了方便叙述, 可设

$$\begin{aligned} \mathbf{g}^T &= [g_1, g_2, g_3, \dots, g_{M-1}] \\ &= [h_{M-1}, (h_{M-2} + h_{M-1}), (h_{M-3} + h_{M-2} + h_{M-1}), \dots, (h_1 + \cdots + h_{M-1})] \end{aligned} \quad (9-34)$$

最后, 式 (9-32) 化简得到

$$v_k = g_{M-1}\Delta x_1 + g_{M-2}\Delta x_2 + \cdots + g_1\Delta x_{M-1} \quad (9-35)$$

从上述一系列推导可分析出, 用 LSF  $N/M$  ( $N$  阶、 $M$  个数据) 进行转速估计, 结果可表示为  $M-1$  个关于数据增量的求和多项式。多项式系数可由式 (9-28)、式 (9-29)、式 (9-30) 和式 (9-34) 计算得到。

本节介绍了 LPP 法、AVE 法、BDE 法和 LSF 法, 它们的推导各不相同。通过下一节的内容我们将会清楚, 并不是每一种方法都适合转速估计。

#### 9.4.2 基于 FIR 方式的实现

有限冲击响应 (Finite Impulse Response, FIR) 滤波器的差分方程为

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(n-k) \quad (9-36)$$

由式 (9-36) 可知, 它具有如下优点:

- ① 单位脉冲响应  $h(k)$  是有限长序列, 因此 FIR 滤波器没有不稳定的问题;
- ② 由于 FIR 为非递归结构, 因此在有限准确度运算下, 不会出现递归结构中的极限振荡等不稳定现象, 误差较小;
- ③ 因而可以在幅度特性随意设计的同时, 保证准确、严格的线性相位。

因此, FIR 滤波器得到了广泛的关注, 设计方法主要是通过加窗函数来计算出 FIR 滤波

器的系数。不同的窗函数和有限序列的长度（滤波器阶数）对滤波器的特性具有很大的灵活性，本节研究的重点不是如何选择窗函数、不是如何用窗函数来设计滤波器系数，而是要弄清楚由上一节提到的不同转速估计方法确定出的系数具有如何的 FIR 滤波器特性。

显而易见，上一节提到的 4 种转速估计方法，都能够由式（9-36）表示。有学者对 LPP、AVE<sub>3</sub>、LSF<sub>1/4</sub>、LSF<sub>1/8</sub>、LSF<sub>2/8</sub>、BDE<sub>2</sub> 和 BDE<sub>3</sub> 进行了 FIR 滤波特性研究，表 9-2 列出了这 7 种 FIR 滤波结构所对应的  $h(k)$  值。

表 9-2 不同转速估计方法的 FIR 数字滤波器系数

转速估计方法	$h_0$	$h_1$	$h_2$	$h_3$	$h_4$	$h_5$	$h_6$
LPP	1.0000						
AVE <sub>3</sub>	0.3333	0.3333	0.3333				
LSF <sub>1/4</sub>	0.3000	0.4000	0.3000				
LSF <sub>1/8</sub>	0.0833	0.1429	0.1786	0.1905	0.1786	0.1429	0.0833
LSF <sub>2/8</sub>	0.3750	0.4762	0.3869	0.1905	-0.0298	-0.1905	-0.2083
BDE <sub>2</sub>	1.5000	-0.5000					
BDE <sub>3</sub>	1.8333	-1.6667	0.3333				

首先对这 7 种转速估计值进行误差比较。实验内容包括低速、中速、高速、慢加速、中加速、快加速共 6 个方面，估计误差使用方均根差公式比较：

$$Relative\_RMSE\% = 100 \times \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \left( \frac{v_k - \tilde{v}_k}{v_k} \right)^2}$$

(9-37)

式中， $v_k$ ——测速发电机测量值；

$\tilde{v}_k$ ——转速瞬时估计值；

$M$ ——数据采样个数。

7 种方法中的 6 种情况按式（9-37）计算，得到结果如图 9-15 所示。由图 9-15 可得到一些重要结论：

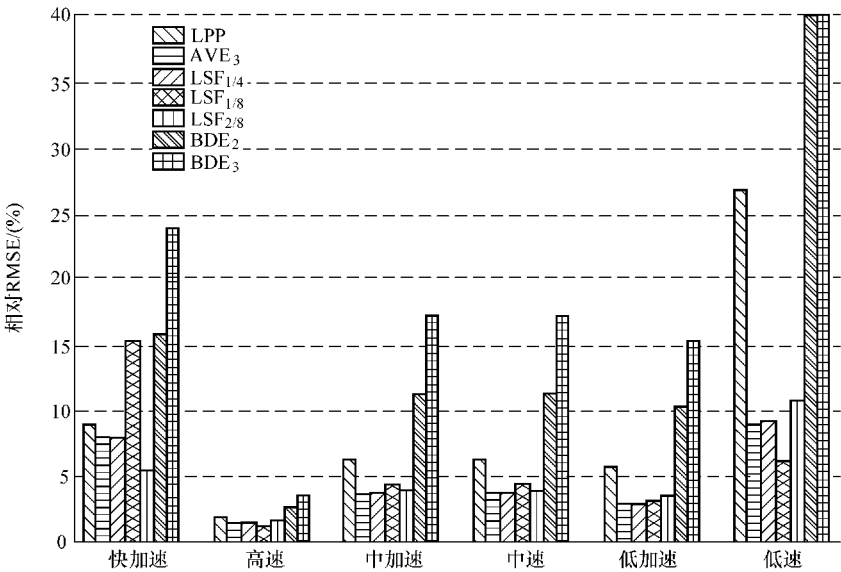


图 9-15 基于表 9-2 参数的 7 种 FIR 数字滤波器在 6 种条件下转速估计的 RMSE

- ① BDE 估计不应该被采用，因为它在各种情况下工作都不是很好；
- ②  $LSF_{1/8}$ 除了快加速方面，其他情况下效果不错；
- ③ 从实际角度考虑，AVE 和 LSF 的方法可行。

接着像 IIR 或  $s$  域滤波器那样，对它们进行频响特性分析，如图 9-16 所示。由图 9-16 又可得到一些重要结论：

- ① BDE 法有凸峰（除了 LPP），且衰减很差，低通滤波特性明显不好；
- ② LSF 法和 AVE 法在带阻处都有波动，似乎前者比后者明显， $LSF_{1/4}$  与  $AVE_3$  特性接近；
- ③ LSF 法的高阶（例如  $LSF_{2/8}$ ）可能会引起凸峰；
- ④ LSF 法同阶比较（ $LSF_{1/4}$  和  $LSF_{1/8}$ ）， $M$  值越小，带宽越宽，衰减越快；反之， $M$  值越大，带宽越窄，衰减越快，综合起来， $LSF_{1/8}$  较优于  $LSF_{1/4}$ 。

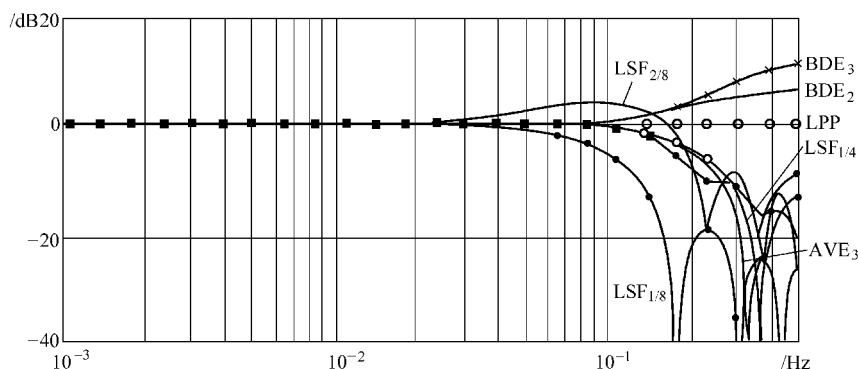


图 9-16 7 种 FIR 滤波结构频响特性分析

因此，综合以上两类分析结果，最后得出结论为：BDE 法估计不应该被采用；尽可能避免使用对称结构的 FIR，例如  $LSF_{2/8}$ ，因为在转速快速响应时，这种结构的滤波器带来的延时可能对系统稳定裕度要求较大；理想的转速估计滤波器是类似  $LSF_{1/8}$ ，并且滤波产生的延时最好为半个采样周期。

下面有必要再提及一下基于 AVE 法实现的 FIR 滤波器，因为许多设计者都使用过它们，尤其是在平滑数据时（因而也常常称它们为滑动平均滤波器），可是并不熟悉它们在  $z$  域的特点，于是对阶数的选择总存在想当然。实际上，一个简单的 FIR 滤波器就是滑动平均滤波器，因为它的系数都相同，所以它也是最直观的滤波器之一，不同阶数的滑动平均滤波器在频域的特性如图 9-17 所示。图中显示了 7 种不同阶数的滑动平均滤波器，分别是 3 阶，5 阶，10 阶，20 阶，50 阶，100 阶和 200 阶。

由图 9-17 可知，滑动平均滤波器是拥有次优带阻特点的低通滤波器。低阶数时，第一旁瓣与主瓣相比衰减小，但主瓣宽度较大；相反，高阶数时，旁瓣得到进一步抑制，可惜的是，主瓣宽度变得很小。表 9-3 列出了图中各阶数主瓣的归一化带宽和带阻衰减值。

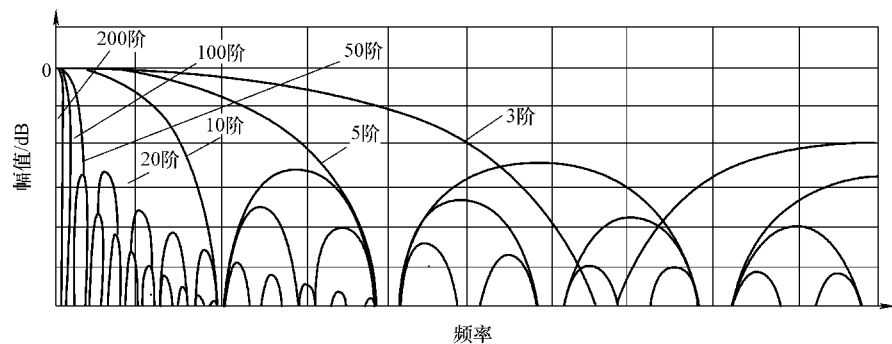


图 9-17 滑动平均滤波器频响特性

表 9-3 滑动平均滤波器归一化带宽和带阻衰减

阶数	归一化带宽	带阻衰减/dB
3	0.1558	-9.4
5	0.0903	-12.0
10	0.0446	-12.9
20	0.0224	-13.2
50	0.0089	-13.2
100	0.0045	-13.2
200	0.0022	-13.2

因此，在使用时要注意合理选择阶数，保证滤波信号的通带要很好地落在它的通带范围内，这样可以保证只去掉噪声。

有时由于 FIR 滤波器需要的阶数较多，带来了很大的计算量，增加了过多的计算延时，这是它的主要缺点。例如要表示一个高阶滤波器特性，FIR 滤波器需要几十个系数，然而 IIR 滤波器可能只有几个系数。为了尽可能地减少计算量，滑动平均滤波器的结构可改写为

$$y(k) = \frac{x(k) - x(k - m)}{m} + y(k - 1)$$

(9-38)

9.5 位置指令滤波器

9.5.1 S 形曲线加减速

位置指令以脉冲串的形式进入伺服系统中，有时为了避免脉冲频率的变化给伺服系统带来的冲击，常采用平滑数据的方法对一定频率的位置指令脉冲串进行滤波，滤波后系统会得到较为光滑的加、减速度，换句话说，位置指令滤波器实现并改善了位置指令的加减速。常用的加减速方法有直线加减速（梯形加减速），指数加减速和 S 形曲线加减速等方法，如图 9-18 所示。图中给出了位置指令通过不同方法滤波后的波形，直线加减速方法和指数加减速方法能够减缓指令的加减速；S 形曲线加减速方法不仅减缓指令的加减速，而且还能够减缓指令速度的变化。



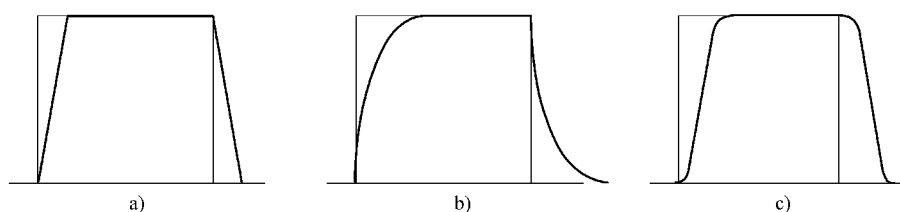


图 9-18 三种加减速曲线

a) 梯形加减速数 b) 指数加减速数 c) S 形加减速数

由此可以看出,虽然三种方法都可以减缓指令的加减速,但是在加减速阶段存在的突变现象是不一样的。图 9-19 给出了位置指令分别经过梯形加减速和 S 形加减速后,加速度和加速度变化的波形。由图可看出,指令在  $0$ 、 $T_a$ 、 $T$ 、 $T + T_a$  四个时刻存在突变情况。梯形加减速加减速突变现象明显,由加减速的变化可知,在这些位置处受到的加振力幅值很大,很可能会导致产生剧烈的振动,这尤其不适合用于数控机床的高速加工应用;而 S 形加减速由于减缓了指令速度变化,限制了其加速度突变的现象,使这些位置处受到的加振力幅值很小,因此 S 形加减速的效果明显优于梯形加减速的效果。

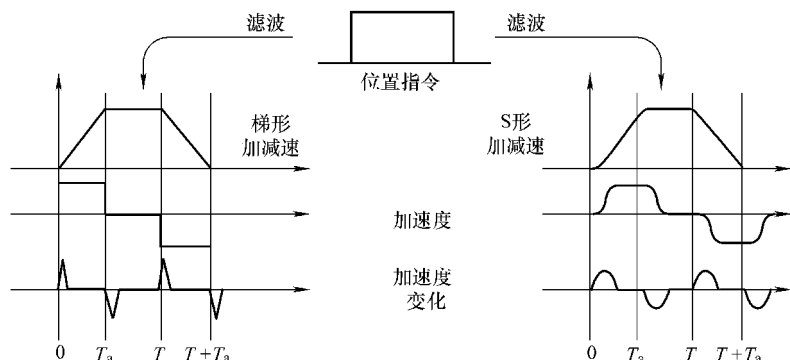


图 9-19 位置指令的滤波效果

传统上, S 形速度曲线规划是依据以下 4 项参数来决定的: 移动总长  $S_{\max}$ 、最大速度  $v_{\max}$ 、最大加速度  $a_{\max}$  和加速度平均值  $a_{\text{avg}}$ 。另外有两个约束条件:  $a_{\text{avg}}$  和  $S_{\max}$  必须满足

$$0.5a_{\max} \leq a_{\text{avg}} < a_{\max}$$

$$\frac{v_{\max}^2}{a_{\max}} \leq S_{\max} \quad (9-39)$$

而一般 S 形速度曲线的加速度与时间的关系如图 9-20 所示。图中,  $T_a$ 、 $T_b$ 、 $T_c$  和  $T_s$  定义为

$$T_a = \frac{v_{\max}}{a_{\text{avg}}}$$

$$T_b = \frac{2v_{\max}}{a_{\max}} - T_a$$

$$T_c = \frac{T_a - T_b}{2}$$

$$T_s = \frac{S_{\max} - v_{\max}T_a}{v_{\max}} \quad (9-40)$$

按式 (9-40)，利用多项式表示将整个速度规划为 7 个阶段，每个阶段都有一个描述加速度的函数，则 S 形曲线由各加减速函数段积分得到。

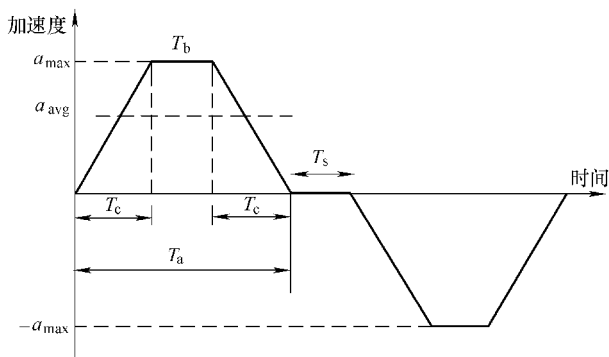


图 9-20 加速度与时间关系

由此可知，用传统的方法规划 S 形曲线，增加了计算量，并且使编程变得异常复杂。

### 9.5.2 基于 2 次卷积法的实现

传统的 S 形曲线加减速方法的实现是比较困难的，它需要大量的计算，并且编程复杂。因此，本节将采用卷积的方法规划 S 形曲线加减速。在信号处理中，任何一个线性系统的输出都可以通过将输入信号与系统函数（系统的冲激响应）做卷积获得，其算法如下：

$$y(n) = \sum_{m=0}^{\infty} x(n-m)h(m) \quad (9-41)$$

由式 (9-41) 可知，卷积可以起到滤波的作用，即卷积的流程需要保留滤波器冲激响应的时间次序，把它逐点乘以指定  $n$  开始的相应点  $x$ 。把每次的乘积结果加在一起，获得滤波器的一个输出点  $y$ 。然后把  $n$  的值加 1，重复乘法和加法程序，获得  $y$  中下一个滤波的数据样点。卷积公式只需用到加法、乘法和迭代运算，因此大大降低了编程的难度。

基于 FIR 数字滤波原理，假定我们已经设计了两个滑动平均滤波器，阶数分别为  $n_1$  和  $n_2$ ，那么我们将通过卷积运算对输入数据应用滤波器，如图 9-21 所示。图中矩形输入通过一次卷积后，再经过一次卷积，得到 S 形曲线。

位置指令需要  $n$  个采样周期接收脉冲串，脉冲串总数为  $V_{\max} T_s$ ， $T_s$  为系统采样时间。为方便叙述，令  $T_s = 1$ ，则矩形输入可表示为

$$V(k) = V_{\max} \text{ 且 } 0 \leq k \leq n \quad (9-42)$$

经过  $n_1$  阶滑动平均滤波器

$$H_1(k) = \frac{1}{n_1} \text{ 且 } 0 \leq k \leq n_1 \quad (9-43)$$

由式 (9-41) 得到一次卷积：

$$v_1(m) = \sum_{k=0}^{n_1} v(m-k)h_1(k) \quad (m = 0, 1, 2, \dots, n + n_1) \quad (9-44)$$

式中， $m < k$  时， $v = 0$ 。

然后将卷积后的结果作为输入，再经过  $n_2$  阶滑动平均滤波器

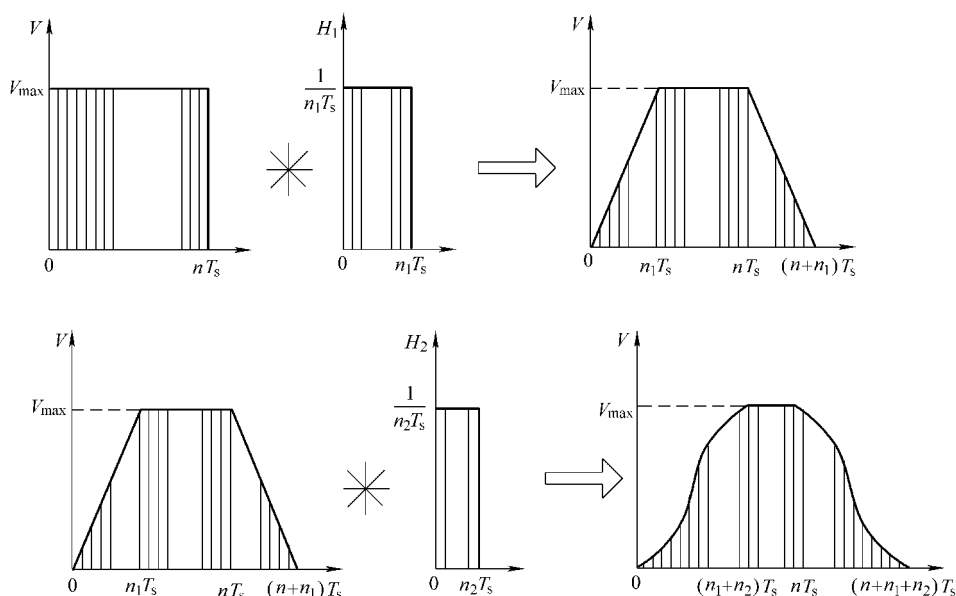


图 9-21 2 次卷积

$$H_2(k) = \frac{1}{n_2} \text{ 且 } 0 \leq k \leq n_2 \quad (9-45)$$

由式 (9-44) 得到二次卷积

$$v_2(m) = \sum_{k=0}^{n_2} v_1(m-k)h_2(k) \quad (m = 0, 1, 2, \dots, n + n_1 + n_2) \quad (9-46)$$

式中,  $m < k$  时,  $v_1 = 0$ 。

因此, 2 次卷积后的结果即是 S 形曲线,  $(n_1 + n_2)$  称为加减速时间。该方法实际上是位置指令依次通过了两个滑动平均滤波器。这种方法需要注意到  $n_1$  和  $n_2$  的约束关系:  $n_1 > n_2$ , 而且  $n_1$  也不能太大, 不要超过  $n$  的一半。否则曲线不会达到最大速度  $V_{\max}$ , 而出现如图 9-22 的现象。

通过 2 次卷积方法与传统方法比较, 可推导出两者之间的关系。图 9-23 是 2 次卷积后的 S 形曲线, 图中  $T_1 = n_1 T_s$ ,  $T_2 = n_2 T_s$ ,  $T_1 + T_2$  速度达到最大  $v_{\max}$ 。与图 9-20 进行对照, 可发现 2 次卷积与式 (9-40) 各段时间的关系为

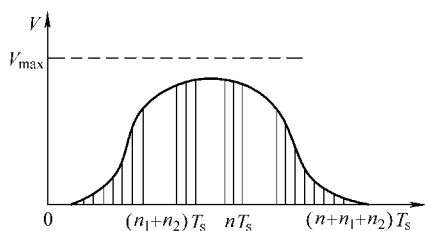
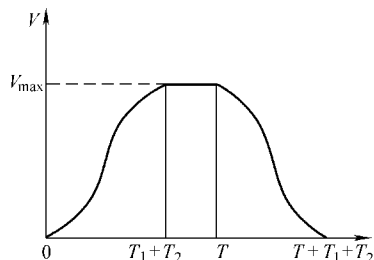
图 9-22  $n > 2n_1$  的情况

图 9-23 2 次卷积后的 S 形曲线

$$\begin{aligned}
 T &= \frac{S_{\max}}{v_{\max}} \\
 T_1 &= \frac{T_a + T_b}{2} = \frac{v_{\max}}{a_{\max}} \\
 T_2 &= \frac{T_a - T_b}{2} = v_{\max} \left( \frac{1}{a_{\text{avg}}} - \frac{1}{a_{\max}} \right)
 \end{aligned} \tag{9-47}$$

所以，基于2次卷积的S形加减速方法和传统的S形加减速方法是等效的。 $T_1$ 和 $T_2$ 的时间可以由 $S_{\max}$ 、 $v_{\max}$ 、 $a_{\max}$ 和 $a_{\text{avg}}$ 设定，且 $T_1 > T_2$ ，为确保其速度命令必会达到最大速度值， $T \geq 2T_1$ 。

# 第 10 章 观 测 器

控制系统大多数都是基于传感器来测量被控量的。实际应用中，传感器的存在总会有不足之处。例如，传感器价格昂贵，在许多情况下，传感器和与其相连的电缆是系统中最昂贵的部件之一；传感器因为环境苛刻等原因而无法安装或者因为被测量特殊性而无法进行测量；传感器本身存在确定性误差、有限的响应能力；传感器通常会引入明显的噪声，降低了控制系统的可靠性等。

观测器可以用来增扩或者取代控制系统中的传感器。它将传感器信号和控制系统其他知识相综合，以产生观测信号。在有些情况下，观测器的准确度可以比传感器高，或者说可以降低传感器固有的相位滞后。观测器也可以提供观测得出的扰动信号，用来改善扰动响应。在其他情况下，观测器可以通过增扩廉价传感器性能来降低系统成本。因此，它可以提供与高价传感器等效的性能。在极端情况下，观测器可以完全撤除传感器，这样就降低了传感器和与其相连线的成本，例如加速度反馈中，加速度可以用位置传感器来观测，以取消加速度传感器。

观测器技术也不是万能的。观测器增加了系统的复杂性，并且需要计算资源。同传感器相比，特别是在运行过程中被控对象参数变化大时，它们的鲁棒性较差。但是，观测器的合理运用仍然可以提高性能，在许多情况下，它们还能同时降低成本或者提高稳定性。

## 10.1 系统中的观测器

在伺服控制系统中，观测器原理是通过综合测得的反馈信号和控制系统对象的知识，使得其能更准确地认知被控对象的特征。如图 10-1 所示。观测器增扩了传感器的输出，并给控制律提供了反馈信号。

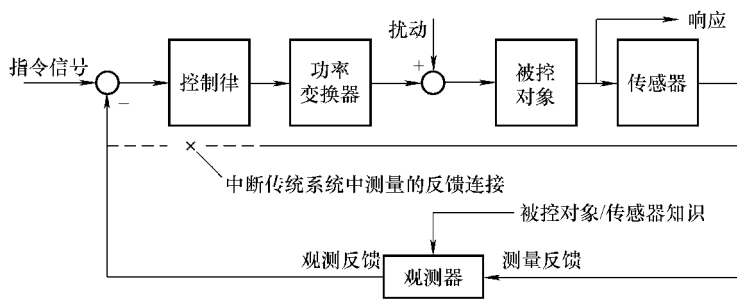


图 10-1 观测器在控制系统中的作用

由图 10-1 能够看出，观测器代替了传统系统中的测量反馈。观测器依靠被控对象和传感器知识建立自己的模型，因而测量反馈和相关被控对象/传感器状态量是其输入，由观测器观测得到观测信号，观测信号中相关信息可作为反馈信号与系统连接。在极端情况下，观测器可以完全撤除传感器，只由被控对象的状态提供输入。

观测器内部形式有多种，Luenberger 观测器是观测器最为实用的形式之一。如图 10-2 所示，它由以下 5 个单元组成：传感器输出  $Y(s)$ ；功率变流器输出  $P_c(s)$ ；估计被控对象模型  $\hat{G}_p(s)$ ；估计传感器模型  $\hat{G}_s(s)$ ；PI 或者 PID 结构的观测补偿器  $\hat{G}_{co}(s)$ 。

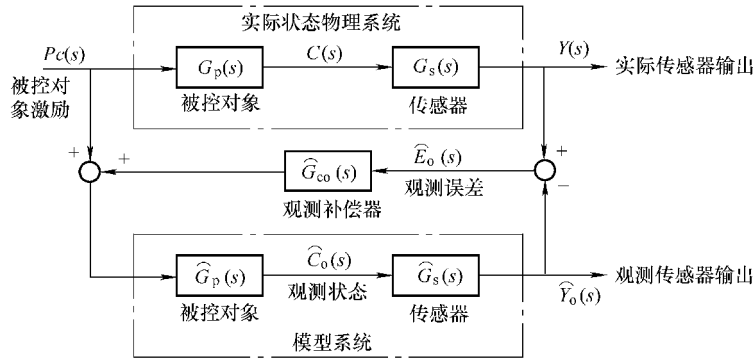


图 10-2 Luenberger 观测器一般形式

Luenberger 观测器形式中，观测模型及其参数都称为估计，估计用于描述系统模型中的部件，它与实际系统状态是不同的，为了表示区别，在符号头顶用“^”做标记。例如被控对象的传递函数为  $G_p(s)$ ，转动惯量  $J$  是其中一个参数；估计被控对象的传递函数为  $\hat{G}_p(s)$ 。转动惯量  $\hat{J}$  是其中一个估计参数。观测用于由观测器导出的信号，因此状态  $\hat{C}_o(s)$ 、误差  $\hat{E}_o(s)$  和传感器输出  $\hat{Y}_o(s)$  是观测的。观测信号  $\hat{C}_o(s)$  或  $\hat{Y}_o(s)$  都可以作为反馈信号与系统连接。

由图 10-2 可以看出，Luenberger 观测器内部形式是较为复杂的，能够采用它带来系统性能的提升或许需要一些因素的存在。当系统存在以下因素时，能从 Luenberger 观测器中获益，这些因素存在得越多，观测器对系统性能的改善就越显著。

第一个因素是有高性能的要求。系统要求对指令信号的改变能做出快速响应，以及具有抗扰动响应能力。两者受益于观测器；对于响应能力不存在问题的系统，则没有理由采用观测器。

第二个因素是计算资源的可利用性。观测器几乎都依赖于数字控制器。如果控制系统是在高速处理器（如 DSP）上执行的，其计算资源足以实现观测器，则认为具有可利用的资源；添加一个观测器，不会明显增加费用负担。但是，若系统采用的是简单的模拟控制器，那么设计支持观测器的硬件结构将需要付出更大的努力。

第三个因素是有采用高分辨率位置反馈信号的可能。当采用高分辨率位置传感器时，观测器才会最有效。位置传感器分辨率噪声通常是伺服控制系统中的一个问题，很难处理，观测器的加入往往加剧了这个问题的不良影响。

另外一个因素是反馈信号中存在相位滞后。旋转变压器信号通常用跟踪回路来处理，在位置信号中产生相当大的相位滞后，它的存在使观测器更可能改善系统的性能。再有，在由位置获得速度的情况下，回路中会产生相位滞后，这种滞后是与反馈传感器无关的。但是，众所周知，这种滞后是由位置通过简单差分获得的，该相位滞后也为观测器改善系统性能提供了机会。

## 10.2 Luenberger 观测器

本节首先从最基本的传统控制系统开始，通过逐步增加元件的方法来构建控制系统中的 Luenberger 观测器形式。观测器的构建是基于经典控制的，即框图和  $s$  域传递函数。通常，人们所熟知的观测器一般表示为基于矩阵的状态空间形式。虽然，状态空间法是表示基于观测器系统的一种有用方式，特别是在系统比较复杂时。但它的缺点也很明显，就是不直观。这种抽象的形式简化了数学处理，但会让许多设计者迷惑，在什么条件下可以看到它的优点，优点有多大。因而这里以经典的形式描述观测器，尽管只限于低阶系统，但它在以应用为导向的有关观测器的专著中使用效果良好，在一般的控制系统中应用获益颇多。

### 10.2.1 观测器的模型构建

图 10-3 所示是传统的控制系统，在理想情况下，控制回路采用实际状态  $C(S)$  作为反馈。但是，经传感器获取状态，传感器产生反馈变量  $Y(S)$ 。理想的传感器定义为  $G_{S理想}(S) = 1$ ，输出  $Y(S)$  取代了实际状态  $C(S)$ 。值得注意的是，传统控制系统把  $Y(S)$  取代  $C(S)$ ，忽略了  $G_S(S) \neq 1$  所带来的影响。传感器产生的典型问题是相位滞后、衰减和噪声。由传感器或者传感器的物理结构产生的相位滞后通常是回路不稳定的主要因素，传感器所带来的噪声通常需要在控制回路中增加滤波器来进行校正，从而又进一步增大了相位滞后，最终降低了稳定性裕度，这些不期望的因素都包含在  $G_S(S)$  中。

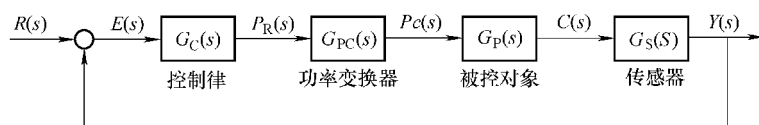


图 10-3 传统控制系统

同用观测器相比，选择一种更快或者更准确的传感器，更加有预测性且更加容易实现，但是诸如价格、尺寸以及可靠性等因素限制了最好传感器的使用。因此，观测器的作用是充分用好传感器。使用 Luenberger 观测器可以将  $G_S(S) \neq 1$  所带来的影响最小化。

消除  $G_S(S) \neq 1$  所带来的影响，一般有两种方法。一种备选方法是在传感器信号之后紧跟一个逆向传感器传递函数  $\hat{G}_S^{-1}(S)$ ，如图 10-4 所示。从理论上来说，这种方案是可行的，遗憾的是  $G_S(S)$  的性质使得求逆并不现实。 $G_S(S)$  通常是一个低通滤波器：

$$\hat{G}_S(S) = \frac{\hat{K}}{S + \hat{K}} \quad (10-1)$$

它的逆为

$$\hat{G}_S^{-1}(S) = 1 + \frac{S}{\hat{K}} \quad (10-2)$$

式 (10-2) 里面含有一个一阶微分，在大多数情况下，微分会产生过大的输出噪声而并不实用。

另一种避免  $G_S(S) \neq 1$  带来影响的备选方法是被控对象的仿真模型作为正在执行的控制



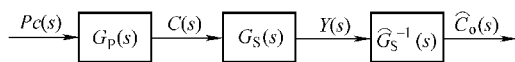


图 10-4 增加逆向传感器传递函数

回路，电力变流器的输出信号  $Pc(S)$  作用于与实际被控对象  $G_p(S)$  并行的被控对象估计模型  $\hat{G}_p(s)$ ，如图 10-5 所示。由图能够看出，这样的解决方案容易受漂移的影响，大多数控制系统的被控对象至少包含一个积分器，实际被控对象和模型之间的偏差会导致估计状态  $\hat{C}_o(s)$  发生漂移，这种方案也是不实用的。

图 10-4 所示的方案完全取决于传感器，它在低频段运行良好，但在高频段会产生很大的噪声。图 10-5 中的方案完全取决于模型与电力变流器的输出信号，在高频段运行良好，但是低频段会发生漂移。结合这两种方案最佳部分，继续构建 Lu-

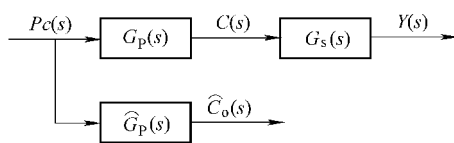


图 10-5 从被控对象模型中获得被控状态

enberger 观测器，增扩图 10-5 的结构，运行并联系的实际被控对象和传感器与估计被控对象及传感器，产生实际输出  $Y(S)$  和观测输出  $\hat{Y}_o(S)$ ，如图 10-6 所示。

图 10-6 中，如果估计模型是实际对象的准确模型，这时  $\hat{Y}_o(S) = Y(S)$  或者  $\hat{E}_o(S) = 0$ 。这种情况下，观测状态  $\hat{C}_o(S)$  是实际状态的准确表示，因此  $\hat{C}_o(S)$  可以用来对控制回路构成闭环， $G_s(S)$  的相位滞后对系统不再起作用，也就是消除了  $G_s(S)$  的影响。在任何实际系统中，很多因素使得  $\hat{E}_o(S) \neq 0$ 。观测器补偿器  $\hat{G}_{co}(S)$  将误差返回到模型，使误差趋于零。 $\hat{G}_{co}(S)$  通常是高增益的 PI 控制律或者 PID 控制律，高的增益会使  $\hat{E}_o(S)$  最小化，观测状态  $\hat{C}_o(S)$  就成了实际状态  $C(S)$  合理的表示。当然，它比传感器输出  $Y(S)$  准确得多。

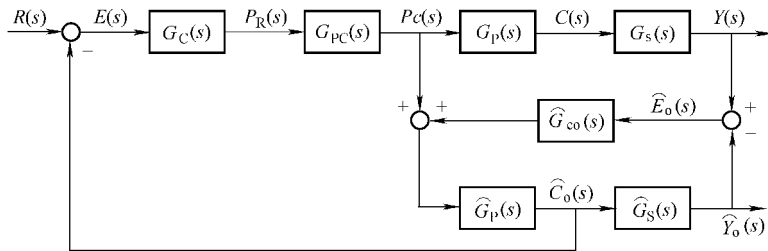


图 10-6 基于 Luenberger 观测器的控制回路

Luenberger 观测器的观测状态  $\hat{C}_o(S)$  用来使控制回路形成闭环，它与图 10-3 所示的传统控制系统相比，传感器输出不再用来构成闭环，而是驱使观测器形成一个观测状态。用观测状态  $\hat{C}_o(S)$  构成的闭环回路，在一定频率范围内使得传感器的相位滞后与衰减得到消除。

### 10.2.2 观测器的运行分析

Luenberger 观测器可以通过把它的结构表示成传递函数来分析，传递函数结构能够表征

观测器的详细运行情况，有利于观测器的调试。

从图 10-6 可以看出，观测器传递函数有两个输入  $P_c(S)$  和  $Y(S)$ ，以及一个输出  $\hat{C}_o(S)$ 。在分析中，把实际模型和传感器看作一个黑箱子，重点在于对观测器的输入与输出之间关系的理解，忽略观测器内部  $\hat{E}_o(S)$  和  $\hat{Y}_o(S)$ 。事实上，由于框图缩减为一个简单函数，这些信号是接触不到的。用 Mason 信号流图法建立观测器的传递函数，得到

$$\hat{C}_o(S) = \frac{Y(S)\hat{G}_{co}(S)\hat{G}_p(S) + P_c(S)\hat{G}_p(S)}{1 + \hat{G}_p(S)\hat{G}_{co}(S)\hat{G}_s(S)} \quad (10-3)$$

式 (10-3) 是两个因式之和，把这两个因式完全分离开，有

$$\begin{aligned} \hat{C}_o(S) = Y(S) \frac{\hat{G}_{co}(S) \times \hat{G}_p(S)}{1 + \hat{G}_p(S) \times \hat{G}_{co}(S) \times \hat{G}_s(S)} + \\ P_c(S) \frac{\hat{G}_p(S)}{1 + \hat{G}_p(S) \times \hat{G}_{co}(S) \times \hat{G}_s(S)} \end{aligned} \quad (10-4)$$

式 (10-4) 中第一个因式取决于传感器输出  $Y(s)$ ，改写后，得

$$Y(S)\hat{G}_s^{-1}(S) \frac{\hat{G}_s(S)\hat{G}_{co}(S)\hat{G}_p(S)}{1 + \hat{G}_p(S)\hat{G}_{co}(S)\hat{G}_s(S)} \quad (10-5)$$

式 (10-5) 可以看做是系统输出乘以估计传感器逆的传递函数，然后由右边的一项滤波。由后面分析可知，右边的这一项是一个低通滤波器。因此，式 (10-5) 是图 10-4 中给出的形式后接了一个低通滤波器。

式 (10-4) 中，第二个因式取决于功率变换器输出  $P_c(S)$ ，改写后，得

$$P_c(S)\hat{G}_p(S) \frac{1}{1 + \hat{G}_p(S)\hat{G}_{co}(S)\hat{G}_s(S)} \quad (10-6)$$

在式 (10-6) 里面，估计的被控对象传递函数  $\hat{G}_p(S)$  被抽出来成为滤波器项的比例系数，比例系数项等效于图 10-5 中用来计算  $\hat{C}_o(S)$  的形式。由后面分析可知，右边的这一项是一个高通滤波器。因此，式 (10-6) 是图 10-5 中给出的形式后接了一个高通滤波器。

下面来分析上面提到的这个低通滤波器和这个高通滤波器。式 (10-5) 中右边一项可以看作一个低通滤波器：

$$\frac{\hat{G}_s(S)\hat{G}_{co}(S)\hat{G}_p(S)}{1 + \hat{G}_p(S)\hat{G}_{co}(S)\hat{G}_s(S)} \quad (10-7)$$

下面对式 (10-7) 中每一项进行分析： $\hat{G}_p(S)$  是被控对象模型，控制系统的被控对象通常至少会有个积分器，在高频段，这一项的幅值会衰减到接近零。 $\hat{G}_s(S)$  是传感器模型，通常大多数传感器都包含低通滤波器，因此在高频段，这一项总是衰减的。 $\hat{G}_{co}(S)$  是构建的，会满足  $\hat{G}_p(S)\hat{G}_s(S)\hat{G}_{co}(S)$  的开环增益在观测器穿越频率处将有足够大的相位裕度。同实际控制回路一样，补偿器  $\hat{G}_{co}(S)$  具有足够高的微分阶次，以避免开环增益较高时出现的

180°相位偏移,但是微分阶次又必须足够低,以满足增益在高频段衰减到零。因此,计算所得三项乘积在高频段数值小。在高频段幅值下降到很小,式中1在分母中占主导地位,于是,式(10-7)就被简化为它的分子,即幅值很小,接近为零。在低频段, $\hat{C}_s(S)$ 有一阶积分,这一项具有大的幅值。 $\hat{C}_s(S)$ 是一个在低频段幅值为1的低通滤波器。 $\hat{G}_{co}(S)$ 将增加一阶积分,或至少会有一个比例项。计算所得三项乘积在低频段幅值大。在低频段幅值大,式中1在分母中可忽略,于是,式(10-7)就被简化为1。低频段的增益为1,高频段的增益接近零,这两个特征是低通滤波器的表征。

式(10-6)中右边一项可以看做一个高通滤波器,即

$$\frac{1}{1 + \hat{G}_p(S) \hat{G}_{co}(S) \hat{G}_s(S)} \quad (10-8)$$

用类似推理得到,式(10-8)在高频段,分母衰减到接近1,使得式子简化为1。在低频段,分母非常大,使得这一项非常小。这种特性是高通滤波器的表征。

最后,把式(10-5)和式(10-6)合并起来,以框图的形式给出 Luenberger 观测器的滤波器形式,如图10-7所示。图中展示了观测器如何将输入  $Y(S)$ 、 $Pc(S)$  相结合,产生观测状态  $\hat{C}_o(S)$  的。 $Y(S)$  提供了良好的低频信息,但对噪声敏感,因此,在这一项后面接一个低通滤波器。 $Pc(S)$  项提供的低频信息很差,因为积分增益即便只有轻微的偏差也会受影响而产生漂移。另一方面,这一项不像  $Y(S)$  项那样容易产生高频噪声,因为被控对象正常情况下至少含有一个积分项,其作用如同滤波器,消除了通常存在于功率变换器输出中的噪声成分。因此,这样的一项后面因该跟随一个高通滤波器。

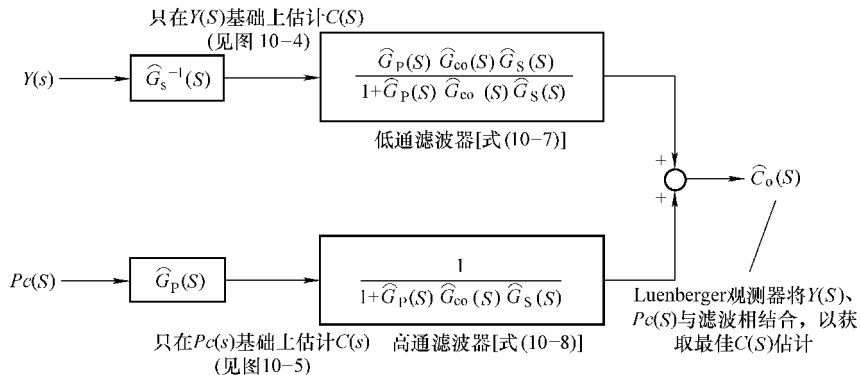


图 10-7 Luenberger 观测器的滤波器形式

Luenberger 观测器用两种不同的方式从不同的两个信号源形成观测状态,并采用滤波将各自滤波器的最佳频率范围组合成一个输出。因此,观测器对  $\hat{G}_{co}(S)$ 、 $\hat{C}_p(S)$ 、 $\hat{C}_s(S)$  调试的过程就变成了构造滤波器的过程,对于设计者来说,这样的过程会是比较熟悉的。

### 10.2.3 观测器的应用设计

观测器的设计主要有:被控对象建模、传感器建模和观测补偿器设计。本节结合伺服控制系统,具体地给出其中每一部分。

### 1. 被控对象建模

通常被控对象具有如下形式:

$$G_p(S) = K \frac{1}{S^N} G_{LPF}(S) \quad (10-9)$$

式中  $K$ ——比例增益;

$N$ ——积分阶次;

$G_{LPF}(S)$ ——被控对象滤波作用的传递函数。

在伺服系统中,被控对象增益  $K$  是  $K_T/J$ ,  $K_T$  是电动机转矩常数,  $J$  是电动机与负载的总转动惯量。负载转动惯量可能比电动机转动惯量大很多倍,在设计观测器时,总的被控对象增益实际上可能是未知的。标称增益通常必须通过实验来确定。对于增益变动的问题,属于另外一个内容,在正常情况下,如果变化大于 20%,观测器的优势就很难实现。

电流乘以增益  $K$ ,获得电动机的加速度,加速度积分一次,获得电动机速度,伺服系统具有一阶积分,即  $N=1$ 。

伺服电动机的滤波作用存在于黏性阻尼和绕组间的电容。黏性阻尼对低于几赫的信号具有轻微的镇定作用,由于它在系统中几乎不起什么作用,通常被忽略。与绕组相连接的寄生电容具有重要的作用,但对控制系统的直接作用通常几乎没有,因为这种作用的频率范围远高于伺服控制器的带宽,因此通常也被忽略。

### 2. 传感器建模

建模的任务是必须确定传感器的传递函数,其关键参数是滤波参数和比例参数。伺服系统用增量编码器作为传感器,其传递函数为一阶积分,因此传感器建模就变成了一件微不足道的事情,  $\hat{C}_S(s) = G_S(s)$ 。如果传感器是旋转变压器与正弦编码器,模型需要增加包括反馈信号变换引起的相位滞后,它通常取决于旋转变压器恢复位置信息所采用的方法。本节为方便说明,使用的估计传感器模型是以增量型传感器模型为基础建模的。

### 3. 观测补偿器设计

观测补偿器设计就是选择补偿器中的增益的过程,它可归结为是 P、I、D 增益的不同组合。采用补偿器的目的是以足够的稳定裕度使观测器误差趋于零。任何用于镇定传统控制回路的方法都适合于观测器回路。在通常的伺服控制系统中,PID 补偿器也许是可利用的最简单的一种补偿器。在设计补偿器时,PID 补偿器已经足够了。

在  $\hat{G}_{co}(s)$  的设计中,可以忽略饱和问题。控制器的 PID 设计要考虑到饱和问题,然而通常这个问题与观测器无关。由于它们跟随实际的被控对象,所以一般不受需要饱和和限制条件的支配。因此,PID 补偿器通常是不要求饱和和限制的。

### 4. 小结

图 10-8 是用于消除由简单差分引入的相位滞后的 Luenberger 观测器结构。在实体系统中,传感器使用增量型编码器,反馈电流  $I_F$  乘以  $K_T$  产生电磁转矩  $T_e$ ,而  $I_F$  乘以  $\hat{K}_T$  产生电磁转矩的估计值  $\hat{T}_e$ 。电磁转矩由电动机绕组产生,它同扰动转矩  $T_D$  相加,形成总转矩。总转矩除以转动惯量  $J$ ,获得电动机加速度,加速度积分获得速度  $v_M$ ,再一次积分,获得位置  $P_M$ 。后一个积分被看做传感器的一部分,对于一个增量型编码器,反馈没有相位滞后,这种形式是合理的。观测器以数字形式实现,在模型系统中,积分  $1/S$  用数字等效形式

$Tz/(z-1)$  取代，因而模型系统与实体系统是相似的。

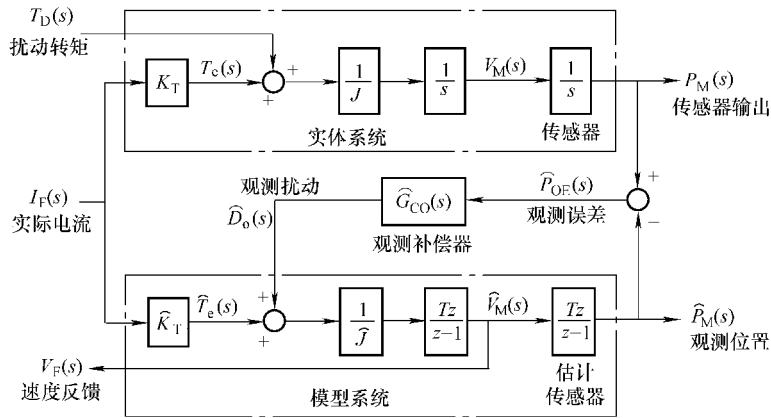


图 10-8 Luenberger 观测器结构

模型系统与实体系统的第二个积分都被看作传感器的一部分，而不是电动机的一部分。由于关心的是速度，因此观测器中观测速度  $\hat{V}_M$  是被控对象的输出反馈  $V_F$ ，在这种情况下，观测器的目的是消除简单差分所带来的相位滞后。

### 10.3 观测器在加速度反馈中的应用

加速度反馈可以用来提高伺服系统的抗扰动能力，它的理想结构框图如图 10-9 所示。加速度反馈通过减缓电动机对被测加速度的响应来实现，测得电动机的加速度  $A_M$  后乘以  $K_{AFB}$ ，反馈给电流指令，用来减小加速度（电流）指令。实际的加速度越大，电流指令被减小得越多， $K_{AFB}$  具有同增大转动惯量类似的作用。

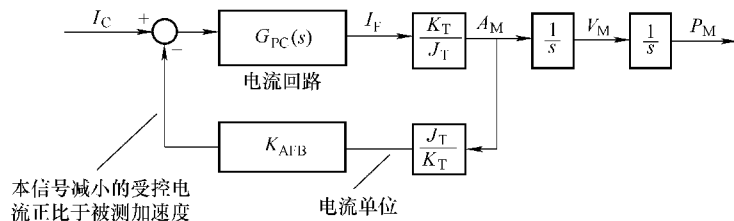


图 10-9 理想化加速度反馈

通过图 10-9 的传递函数，很容易看到加速度反馈的作用。假设电流回路的动态性能是理想的，即  $G_{pc}(s) = 1$ ，于是得到输入输出传递函数为

$$\frac{P_M(s)}{I_C(s)} = \frac{K_T/J_T}{1 + K_{AFB}} \cdot \frac{1}{s^2} \quad (10-10)$$

从式 (10-10) 中很容易看到，加速度反馈的作用，对于  $K_{AFB} > 0$  的任何值，系数  $(1 + K_{AFB})$  与增加总转动惯量  $J_T$  具有相同的作用。

因此，反馈加速度主要作用就是增大有效转动惯量。但是，有效转动惯量的增加实际上减小了回路增益，也就减小了系统的响应速度。图 10-10 给出了解决方法。图 10-10 中，在





图 10-10 是一致的。

基于图 10-11 搭建计算机仿真环境，由于扰动定义为正符号，故而使得系统在加入阶跃信号后，转速不是跌落而是超调。对  $T_D$  加入阶跃扰动后，得到仿真结果如图 10-12 所示。由图形分析得到，在没有加速度反馈时（见图 10-12a），通过对  $G_c(s)$  中的控制律设置尽可能高的增益，并且速度反馈由观测器观测速度信号获得，是能够改善抗扰动性能的。当加入加速度反馈后（见图 10-12b），对扰动的改善会是很明显的，可见加速度产生了巨大的作用，当  $K_{AFB}$  越大，抗扰能力越强。

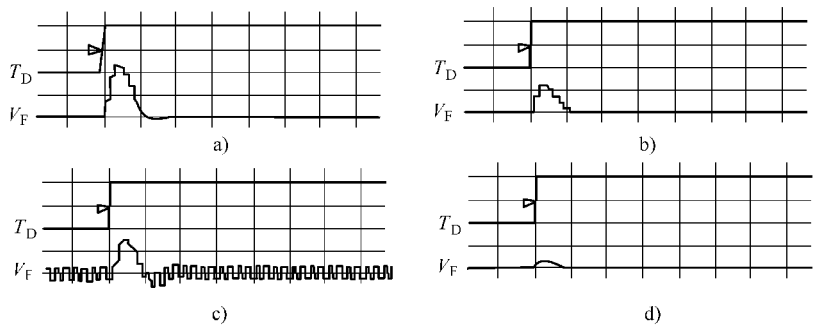


图 10-12 有无加速度反馈情况下对阶跃扰动的响应

a)  $K_{AFB} = 0$  b)  $K_{AFB} = 1$  c)  $K_{AFB} = 10$  d)  $K_{AFB} = 10$

但是出于观测器的稳定性限制，过大的  $K_{AFB}$  会引起系统的不稳定（见图 10-12c），通过减小观测器的采样时间解决了这个问题（见图 10-12d）。需要指出的是，采样时间的改变在模型中很容易实现，但是在实际系统中则可能很难。因此，实际系统中设置的  $K_{AFB}$  值要比仿真模型中得到的值小得多。



## 参考文献

- [1] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统 [M]. 2 版. 北京: 机械工业出版社, 1992.
- [2] 唐任远, 等. 现代永磁电机——理论与设计 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [3] 郑大钟. 线性系统理论 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2000.
- [4] 王键. 现代交流伺服系统技术和市场发展综述 [J]. 伺服控制, 2007 (1): 16 – 21.
- [5] Erwan Simon. Implementation of a Speed Field Oriented Control of 3 – phase PMSM Motor using TMS320F240, TI Digital Signal Processing Solutions, 1999: 24 – 32.
- [6] 刘祖润, 张志飞, 等. 反电动势作用时电流闭环的工程设计方法研究 [J]. 湘潭矿业学院学报, 1999, 14 (2): 40 – 44.
- [7] 陈坚. 交流电机数学模型及调速系统 [M]. 北京: 国防工业出版社, 1989.
- [8] 戴忠达. 自动控制理论基础 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2001.
- [9] 胡寿松. 自动控制原理 [M]. 北京: 国防工业出版社, 1997.
- [10] 成兰, 刘爱琴, 乔金富. 交流调速系统制动过程分析及泵升电压处理 [J]. 殷都学刊, 1998 (6): 36 – 39.
- [11] 电动机技术实用手册编辑委员会. 电动机技术实用手册 [M]. 北京: 科学出版社, 2007.
- [12] 顾绳谷. 电机及拖动基础 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1996.
- [13] Jean – Jacques E. Slotine, Weiping Li. 应用非线性控制 [M]. 程代展, 等译. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [14] 郭庆鼎, 王成元. 交流伺服系统 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1994.
- [15] 胡广书. 数字信号处理 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2003.
- [16] Kang B. J., Liaw C. M. Robust hysteresis current – controlled PWM scheme with fixed switching frequency [J]. IEE Proc – Electr. Power Appl., 2001, 148 (6): 503 – 512.
- [17] George Ellis. Control System Design Guide [M]. California: Elsevier Academic Press, 2004.
- [18] 李永东. 交流电机数字控制系统 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [19] 陈奇栓, 甄玉杰, 等. SPWM 与 SVPWM 在感应电动机变频调速系统中的比较研究 [J]. 微电机 2007 (5): 59 – 62.
- [20] 莫会成. 永磁同步伺服电动机的动态参数 [J]. 微电机, 2006, 39 (2): 3 – 5.
- [21] 陈伯时, 等. 交流传动系统的控制策略 [C]. 宜昌: 第六届中国交流电机调速传动学术会议文集, 1999.
- [22] 张俊华, 张伟, 蒲中奇. 过采样系统中数据抽取的设计及实现 [J]. 国外电子测量技术, 2005 (4): 34 – 36.
- [23] 孙廷玉, 蓝益鹏. 微型机控制技术 [M]. 沈阳: 东北大学出版社, 2000.
- [24] 谢宝昌, 任永德. 电机的 DSP 控制技术及其应用 [M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2005.
- [25] 丁丽娟. 数值计算方法 [M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2001.
- [26] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术 [M]. 4 版. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [27] 刘和平, 严利平, 等. TMS320LF240x DSP 结构 原理及应用 [M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2002.
- [28] 张雄伟, 曹铁男. DSP 芯片的原理与开发应用 [M]. 2 版. 北京: 电子工业出版社, 2000.
- [29] 礼冰冰, 杨明, 等. 基于 TMS320F2808 的高精度绝对式光电编码器串行接口设计 [J]. 微电机, 2008, 41 (8): 28 – 30.

- [30] 安川电机. SGMXH/SGDM 用户手册——设计维护篇 1997.
- [31] Oversampling Techniques using the TMS320C24X Family Texas Instruments Europe, 1998.
- [32] 杨明, 牛里, 等. 微小转动惯量永磁同步电机电流环动态特性的研究 [J]. 电机与控制学报, 2009, 13 (6): 844 – 849.
- [33] Hava A M, Sul S, Kerkman, R J, et al. Dynamic Overmodulation Characteristics of Triangle Intersection PWM Methods [J]. IEEE Trans. Ind. Appl., 1999, 35 (4): 896 – 907.
- [34] Ellis G., Lorenz R D. Resonant Load Control Methods for Industrial Servo Drives [M]. Proc. of IEEE IAS (Rome), 2000.
- [35] Walt Kester. Analog – Digital Conversion [M]. Analog Devices, Incorporated, 2004.
- [36] Corley M J, Lorenz R D. Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient – Pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds [J]. IEEE Trans: Ind. Appl., 1998, 34 (4): 784 – 789.
- [37] Kerkman R J, Leggate D, Seibel B J et al. Operation of PWM Voltage Source – Inverters in the Overmodulation Region [J]. IEEE Trans. Ind. Elec., 1996, 43 (1): 132 – 141.
- [38] Brown R H, Schneider S C, Mulligan M G.. Analysis of Algorithms for Velocity Estimation from Discrete Position Versus Time Data [J]. IEEE Trans. Ind. Elec., 1992, 39 (1): 11 – 19.
- [39] Haylock J A, Mecrow B C, Jack A G.. et al. Enhanced Current Control of High – Speed PM Machine Drivers through the Use of Flux Controllers [J]. IEEE Trans. Ind. Appl., 1999, 35 (5): 1030 – 1038.
- [40] 功率半导体事业部. DIP – IPM 应用技术资料 三菱电机株式会社应用文档 DPH – 2588 – B 2003: 19 – 24.
- [41] 张志涌, 等. 掌握和精通 MATLAB [M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 1997.
- [42] 薛定宇. 控制系统计算机辅助设计——MATLAB 语言及应用 [M]. 北京: 清华大学出版社, 1996.
- [43] Hong K, Nam K.. A Load Torque Compensation Scheme under the Speed Measurement Delay [J]. IEEE Trans. Ind. Elec., 1998, 45 (2): 283 – 290.
- [44] Kang, J K, Sul S K.. Vertical – Vibration Control of Elevator Using Estimated Car Acceleration Feedback Compensation [J]. IEEE Trans. On Ind. Elec., 2000, 47 (1): 91 – 99.
- [45] Lorenz R D, Van Pattern K.. High Resolution Velocity Estimation for All Digital, AC Servo Drives [J]. IEEE Trans. Ind. Appl., 1991, 27 (4): 701 – 705.
- [46] Ohm D Y.. Analysis of PID and PDF Compensators for Motion Control Systems [C]. IEEE IAS Annual Meeting, Denver, Oct. 2 – 7, 1994: 1923 ~ 1929.
- [47] Rahman M A, Radwan T S, Osheiba A M, et al. Analysis of Current Controllers for Voltage – Source Inverter [J]. IEEE Trans. Ind. Elec., 1997, 44 (4): 477 ~ 485.
- [48] Shin H.. New Antiwindup PI Controller for Variable – Speed Motor Drives [J]. IEEE Trans. Ind. Elec., 1998, 45 (3): 445 – 450.
- [49] Trzynadlowski A M, Bech M M, Blaabjerg F, et al. An Integral Space Vector PWM Technique for DSP – Controlled Voltage – Source Inverters [J]. IEEE Trans. Ind. Appl., 1999, 35 (5): 1091 – 1097.
- [50] 杨明, 胡浩, 徐殿国. 永磁交流伺服系统机械谐振成因及其抑制 [J]. 电机与控制学报, 2012, 16 (1): 79 – 84.
- [51] 周凯. 数控机床德数字化全闭环控制 [J]. 机械工业自动化, 1998, 20 (4): 38 – 40.
- [52] Trzynadlowski A M, Kirlin R L, Legowski S F.. Space Vector PWM Technique with Minimum Switching Losses and a Variable Pulse Rate [J]. IEEE. Trans. Ind. Elec., 1997, 44 (2): 173 – 181.
- [53] Younkin G W, McGlasson W D, Lorenz R D. Considerations for low Inertia AC Drivers in Machine Tool Axis Servo Applications [J]. IEEE Trans. Ind. Appl., 1991, 27 (2): 262 – 268.

- 
- [54] Van der Broeck H W, Skudelny, H C. . Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors [J]. IEEE. Trans. Ind. Appl. , 1988, 24 (1) , 142 – 150.
- [55] Holtz J, Lotzkat W, Khambadkone A M. . On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six step mode [J]. IEEE. Trans. Elec. , 1993, 8 (4): 546 – 553.
- [56] Lee Dong Choon, Lee G M. . A novel overmodulation technique for space – vector PWM inverters [J]. IEEE. Trans. Elec. , 1998, 13 (6): 1144 – 1151.
- [57] TMS320x281x Analog to Digital Converter (ADC) Moudule Reference Guide. Texas Instruments, 05 Nov 2004.
- [58] Software Development Systems Customer Support Guide (Rev. D). Texas Instruments, 21 Dec 2001.
- [59] 尹勇, 欧光军. DSP 集成开发环境 CCS 开发指南 [M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2004.
- [60] A Technical Overview of express Dsp Compilant Algorithms for DSP Software Producers. Texas Instruments, Nov 2002.

# JIAOLIU SIFU XITONG SHEJI ZHINAN

地址:北京市百万庄大街22号

邮政编码:100037

电话服务

社服务中心:010-88361066

销售一部:010-68326294

销售二部:010-88379649

读者购书热线:010-88379203

网络服务

教材网:<http://www.cmpedu.com>

机工官网:<http://www.cmpbook.com>

机工官博:<http://weibo.com/cmp1952>

封面无防伪标均为盗版

上架指导: 工业技术 / 电气工程 / 电气自动化

ISBN 978-7-111-43641-6

策划编辑◎罗 莉/封面设计◎赵颖喆

ISBN 978-7-111-43641-6



9 787111 436416

定价: 49.90元