

WUTP

普通高等学校  
自动化类专业新编系列教材

# Motion Control System

## 运 动 控 制 系 统

主 编 张崇巍 李汉强  
主 审 陈伯时



武汉理工大学出版社

普通高等学校自动化类专业新编系列教材

# Motion Control System

# 运动控制系统

主 编 张崇巍 李汉强  
主 审 陈伯时

武汉理工大学出版社  
· 武汉 ·

## 内 容 提 要

本书的内容是基于电气传动的运动控制系统的有关理论背景和技术基础。本书第一篇为直流调速系统,介绍了直流电动机的速度闭环系统、双闭环系统、可逆系统和脉宽调速系统等,其特色为自动控制理论与直流传动技术的结合。第二篇为以异步电动机的变频调速为中心,介绍交流调速系统中的关键理论和技术,如变频器、矢量控制、正弦脉宽调制和直接转矩控制等,同时也介绍了同步电动机矢量控制。在前两篇的基础上,第三篇以位置伺服系统为主要对象,介绍了一些特种执行电动机的原理和应用,以及位置和轨迹控制中的一些专题。该篇中还包括液压、气动和机器人运动控制系统的一个简介。

本书的学习需要电工与电子电路、电力电子学、电机与拖动、微机原理和自动控制理论的基础,可作为电气信息类专业本科生的教材和教学参考书,也可供有关研究生和工程技术人员参考。

## 图书在版编目(CIP)数据

运动控制系统/张崇巍、李汉强主编. —武汉:武汉理工大学出版社,2002.1  
ISBN 7-5629-1784-1

I. 运…

Ⅰ. ① 张… ② 李…

Ⅲ. 运动控制-控制系统-高等学校-教材

Ⅳ. TP24

出版发行:武汉理工大学出版社

武汉市武昌珞狮路122号 邮编:430070

HTTP://www.whut.edu.cn/chuban1

E-mail:wutp@public.wh.hb.cn

经 销 者:各地新华书店

印 刷 者:武汉理工大学出版社印刷厂

开 本:787×1092 1/16

印 张:20.5

字 数:508千字

版 次:2002年1月第1版

印 次:2002年1月第1次印刷

印 数:1~5000册

定 价:27.00元

凡购本书,如有缺页、倒页、脱页等印装质量问题,请向出版社发行部调换

本社购书热线电话:(027)87397097 87394412

## 前 言

本书是面向 21 世纪自动化类专业系列教材之一。其主要内容是基于电气传动的运动控制系统的有关理论和技术基础。

运动控制系统课程是电工技术与自动化技术的结合,是自动化专业的主要专业背景和典型应用领域之一。本课程的学习需要以电工与电子电路、电力电子技术、电机与拖动、自动控制理论和微机原理等课程为基础。

本书共分三篇。第一篇为直流调速系统,该篇首先以直流电动机为核心介绍其速度闭环系统的组成、控制规律、静态特性分析和系统的调节与补偿,然后进一步将理论分析推进到转速电流双闭环系统、可逆调速系统,以及具有优良性能并代表直流调速方向的 PWM 调速系统。本篇除了提供直流调速系统的知识外,还可让学生了解运动控制系统的一些基本概念和思想。第二篇为交流调速系统,本篇以性能最好的变频调速方式为主,介绍了不同形式的交流变频电路、SPWM 原理以及以 VVVF 系统为代表的交流变频调速系统,特别介绍了交流调速技术中特有的矢量控制技术和代表发展新动向的直接转矩控制技术。第三篇以位置伺服系统为主要研究对象,试图拓展学生对运动控制系统的认识,安排了诸如永磁伺服电动机、步进电动机等特种执行电动机及其驱动技术、运动控制系统中的测量反馈技术、位置控制和轨迹控制,乃至液压、气动和机器人控制策略等方面的内容。

为适应专业改造和教学改革的需要,本教材力求内容精炼,深入浅出,推陈出新,在过去经典教材的基础上,增添了一些代表最新进展的新理论、新技术和新产品方面的内容。

本书按授课 60 学时编写。直流调速系统相对交流调速系统而言,属于传统调速系统,主要以半控型晶闸管 SCR 为功率元件。随着科学技术的发展,SCR 及其调速系统已进入淘汰时期。根据我国的实际情况,目前仍有相当一部分调速系统还在用品闸管 SCR 直流调速系统,且目前的变流技术教材内容主要还是以 SCR 功率元件为主。鉴于上述情况,我们保留了第一篇直流调速系统,但建议授课学时为 16 学时。交流调速系统属于现代调速系统。近年来,电力电子技术、计算机控制技术以及现代控制理论迅速发展,以全控型 GTO、IGBT、MOSFET 功率元件和智能模块 IPM 为基础的交流调速系统开始取代 SCR 为基础的直流调速系统,交流调速系统已成为运动控制系统的主流,因此,第二篇交流调速系统建议授课 28~32 学时。

作为高新科技介绍的第三篇伺服系统与机器人控制初步,旨在拓展学生对运动控制系统的认识,建议授课 12~16 学时。各章内容可由授课教师根据各院校专业特点、教学安排适当选用。

本书由合肥工业大学张崇巍教授和武汉理工大学李汉强教授主编。参加第一、二篇编写的有席自强副教授(第 1 章),王直副教授(第 2 章),章穗副教授(第 3、4 章),李汉强教授(第 5、6、7、8、9、10 章),由李汉强教授定稿。参加第三篇编写的有张崇巍教授(第 11 章部分、12 章),王群京教授(第 11 章部分)和萧本贤教授(第 13、14 章),由张崇巍教授定稿。普通高等学校自动化类专业(本科)新编系列教材编审委员会对本书的编写提供了宝贵的意见,特别



是上海大学陈伯时教授对本书进行了具体指导并担任本书的主审。

由于编者的水平有限,书中的不足和错误在所难免,恳请读者不吝指正。

编 者

2001 年 11 月

## 普通高等学校自动化类专业新编系列教材

### 出版说明

世纪之交,我国高等学校的人才培养工作正处在一个关键的历史时期。为了适应我国改革开放和社会主义现代化建设特别是社会主义市场经济体制对高等教育人才培养工作的新要求,为了适应世界科学技术发展的新趋势和新特点,原国家教育委员会组织对普通高等学校本科专业目录进行了第四次全面修订,并于1998年7月由教育部正式颁布实施。修订后的专业目录中,自动化类专业的专业面大大拓宽,相应的专业培养目标、业务培养要求、主干学科、主要课程、主要实践性教学环节等都有了不同程度的变化。要适应新的专业培养目标和教学要求,组织一套新的自动化类专业系列教材就成了当务之急。为此,武汉理工大学出版社在广泛调研的基础上,组织国内近30所大学的近100位教授共同编写了这套系列教材。

本套教材定位于普通高等学校自动化类专业本科层次,遵照教育部颁发的《普通高等学校本科专业介绍》中所提出的培养目标和培养要求,依据2000年5月全国23所高等院校的70多位专家教授在武汉共同确定的指导思想和编写大纲进行编写,具有如下特点:

**观念新**——主动适应教学改革的需要和市场经济对人才培养的要求;

**内容新**——自动化技术在近20年来进展巨大,并与计算机技术、航空航天技术、建筑工程、生物工程、社会科学(社会系统与经济系统)联系越来越紧密,这套教材尽可能反映了这些内容,以适应21世纪自动化与控制工程人才的培养要求;

**体系新**——在以前的基础上重构和重组,而非重建。各门课程及内容的组成、顺序、比例更加优化,避免遗漏和不必要的重复;

**与国际接轨**——自动化类专业教育要面向世界,面向未来,面向区域经济。在借鉴发达国家高等教育的专业模式和课程设置的同时,适当兼顾当前各地区经济文化发展不平衡的现状;

**教学手段现代化**——本套教材力求具有网络化、电子化、数字化的特色,大力推进电子讲稿和多媒体课件的出版工作。

本系列教材是在21世纪初推出的目前系统优化、品种较全、作者阵容最强的一套普通高等学校自动化类(本科)系列教材。我们将高度重视,兢兢业业,保证质量,恳请选用本套教材的广大师生在使用过程中给我们多提意见和建议,以便我们不断修订、补充、完善全套教材。

21世纪已经到来,知识经济的曙光已经初现。面向新世纪的中国高等教育正在经历前所未有的变革和发展,人文与理工相通,科学与技术相融,教学与研究并重,知识与智慧同尊,以培养社会经济文化发展所需要的复合型人才,这是我国建立知识创新体系的重大挑战和空前机遇。我社愿与各位专家、读者真诚合作,共同努力,为新世纪的中国高等教育事业做出更大的贡献。

武汉理工大学出版社

2001年8月

## 普通高等学校自动化类专业新编系列教材

### 编审委员会

顾问：

郑大钟 熊有伦 戴冠中 萧德云 陈伯时 周祖德  
项国波 席裕庚 褚 健

主任委员：

萧蕴诗 张崇巍 陈大钦 吴 坚 陈福祥 高鸣涵

委员(按姓氏笔画顺序)：

马建国	王 辉	王孝武	王明阳	王建华	王俊杰
文 方	方康玲	卢京潮	龙 伟	申功璋	叶春生
全书海	吕 锋	刘 泉	刘涤尘	刘京南	李汉强
李磊民	宋靖雁	林 都	林 辉	林锦国	杨 波
杨天怡	杨家本	周泽义	胡 超	赵英凯	赵曾贻
侯朝桢	钟 珞	须文波	翁维勤	夏承铨	郭圣权
徐科军	黄席樾	章卫国	彭容修	程耕国	温阳东
曾庆军	谢克明	熊前兴	黎明森	戴文进	

编委会秘书：

黄 春

总责任编辑：

杨学忠 徐秋林



## 普通高等学校自动化类专业新编系列教材目录

- 自动化(专业)概论
- 工程电路分析
- 电路实验指导书
- 模拟电子技术基础
- 数字电子技术基础
- 电子技术实验
- 自动控制原理
- 自动控制原理实验
- 系统工程概论
- 过程控制系统
- 运动控制系统
- 微机原理及应用
- 计算机控制系统
- 软件技术基础
- 网络技术基础
- 检测技术与仪表
- 信号处理技术
- 电力电子技术
- 电气工程基础
- 自动化专业英语

责任编辑: 徐秋林  
封面设计: 杨 涛

ISBN 7-5629-1784-1



9 787562 917847 >

ISBN 7-5629-1784-1

TP · 59 定价: 27.00 元



## 目 录

0 绪论 .....	(1)
------------	-----

## 第一篇 直流调速系统

1 速度闭环控制的调速系统 .....	(6)
1.1 速度闭环调速系统的组成及其静特性 .....	(6)
1.1.1 反馈控制规律 .....	(7)
1.1.2 限流保护——电流截止负反馈 .....	(8)
1.1.3 速度闭环控制调速系统的动态数学模型及稳定性分析 .....	(10)
1.2 无静差调速系统和积分、比例控制规律 .....	(14)
1.2.1 积分调节器和积分控制规律 .....	(14)
1.2.2 比例积分控制规律 .....	(15)
1.3 电压负反馈电流补偿控制的调速系统 .....	(15)
1.3.1 电压负反馈调速系统 .....	(16)
1.3.2 电流正反馈和补偿控制规律 .....	(17)
1.3.3 电流补偿控制调速系统的数学模型和稳定性分析 .....	(19)
本章小结 .....	(20)
习题 .....	(20)
2 多环控制的直流调速系统 .....	(22)
2.1 双闭环系统的结构 .....	(22)
2.1.1 直流电动机的理想启动特性 .....	(22)
2.1.2 转速、电流双闭环调速系统的组成 .....	(23)
2.2 转速、电流双闭环调速系统及其静特性 .....	(24)
2.2.1 稳态结构图和静特性 .....	(24)
2.2.2 各变量的稳态工作点和稳态参数计算 .....	(25)
2.3 动态数学模型和动态分析 .....	(26)
2.3.1 动态数学模型 .....	(26)
2.3.2 启动过程分析 .....	(28)
2.3.3 双闭环调速系统的启动过程的特点 .....	(29)
2.3.4 动态性能和两个调节器的作用 .....	(30)
2.4 转速、电流双闭环的超调及其抑制 .....	(32)
2.4.1 问题的提出 .....	(32)
2.4.2 带转速微分负反馈双闭环调速系统的基本原理 .....	(32)
3 可逆调速系统 .....	(35)
3.1 可逆调速系统的基本结构和特点 .....	(35)

3.1.1	电枢反接可逆线路	(35)
3.1.2	励磁反接可逆线路	(37)
3.2	有环流可逆调速系统	(37)
3.2.1	环流及其种类	(37)
3.2.2	自然环流可逆调速系统	(40)
3.2.3	可控环流可逆调速系统	(44)
3.3	无环流可逆调速系统	(47)
3.3.1	逻辑控制无环流可逆调速系统	(47)
3.3.2	错位控制无环流可逆系统	(49)
	本章小结	(52)
	习题	(53)
4	直流脉宽调速系统	(54)
4.1	脉宽调制变换器	(54)
4.1.1	不可逆 PWM 变换器	(54)
4.1.2	可逆 PWM 变换器	(56)
4.2	脉宽调速系统的开环机械特征	(59)
4.3	脉宽调速系统的控制电路	(60)
4.3.1	一种双极式脉宽调速系统的控制电路	(60)
4.3.2	PWM 集成电路	(63)
4.4	PWM 直流调速系统的制动过程	(66)
4.5	两类直流调速系统的比较	(66)
	本章小结	(66)
	习题	(67)

## 第二篇 交流调速系统

5	电力变换电路	(68)
5.1	电力变换电路基础	(69)
5.1.1	电力电子器件	(69)
5.1.2	整流与逆变	(71)
5.1.3	电动状态与逆变状态	(72)
5.1.4	不可逆变流器与可逆变流器	(72)
5.1.5	变频器基本结构	(73)
5.2	交-交变频器	(73)
5.2.1	工作原理	(73)
5.2.2	整流与逆变状态	(74)
5.2.3	输出正弦波电压的调制方法	(74)
5.3	交-直-交变频器	(76)
5.3.1	电压型逆变器	(76)
5.3.2	电流型逆变器	(79)

5.3.3	PWM 电压型逆变器 .....	(81)
5.3.4	PWM 电压型变频器的主电路 .....	(83)
5.4	三电平 PWM 电压型逆变器 .....	(85)
5.4.1	三电平 PWM 电压型逆变器基本结构 .....	(85)
5.4.2	三相三电平变频器的输出状态与波形 .....	(86)
	本章小结 .....	(87)
	习题 .....	(87)
6	PWM 控制技术 .....	(89)
6.1	PWM 控制 .....	(89)
6.1.1	PWM 控制原理 .....	(89)
6.1.2	单极性与双极性 PWM 模式 .....	(90)
6.1.3	SPWM 控制 .....	(91)
6.1.4	PWM 的调制方式 .....	(93)
6.1.5	SPWM 波形的生成方法 .....	(95)
6.2	SPWM 集成电路芯片 .....	(97)
6.2.1	HEF4752 .....	(97)
6.2.2	SLE4520 .....	(99)
6.3	跟踪型 PWM 控制 .....	(102)
6.3.1	电流跟踪型 PWM 控制 .....	(102)
6.3.2	电压跟踪型 PWM 控制 .....	(104)
6.3.3	磁通跟踪型 PWM 控制 .....	(104)
	本章小结 .....	(105)
	习题 .....	(105)
7	VVVF 调速系统 .....	(106)
7.1	交流调速系统的基本控制结构 .....	(106)
7.1.1	转矩控制 .....	(107)
7.1.2	速度控制 .....	(107)
7.1.3	位置控制 .....	(107)
7.2	交流调速的基本类型 .....	(107)
7.3	异步电动机变频调速时机械特性 .....	(109)
7.3.1	$U_1/\omega_1$ 为恒值(VVVF 控制)的机械特性 .....	(109)
7.3.2	$E_1/\omega_1$ 为恒值的机械特性 .....	(110)
7.3.3	$E_r/\omega_1$ 为恒值的机械特性 .....	(111)
7.4	VVVF 控制 .....	(112)
7.4.1	VVVF 控制的电压模式 .....	(112)
7.4.2	VVVF 控制的基本结构 .....	(112)
7.5	转差频率控制 .....	(113)
7.5.1	转差频率控制概念 .....	(113)
7.5.2	转差频率控制规律 .....	(114)

7.5.3 转差频率控制的基本结构 .....	(114)
7.6 通用变频器 .....	(115)
7.6.1 通用变频器的基本结构功能 .....	(115)
7.6.2 通用变频器的控制方式 .....	(118)
7.6.3 通用变频器的容量选择 .....	(118)
7.6.4 通用变频器的功率因数 .....	(119)
7.6.5 通用变频器的保护 .....	(121)
7.6.6 通用变频器的外围设备 .....	(123)
本章小结 .....	(124)
习题 .....	(125)
<b>8 矢量控制技术 .....</b>	<b>(126)</b>
8.1 异步电动机等效电路变换 .....	(126)
8.1.1 电机学中的等效电路 .....	(126)
8.1.2 通用等效电路 .....	(127)
8.1.3 不对称 T 型等效电路 .....	(128)
8.2 坐标变换 .....	(129)
8.2.1 $3\phi/\alpha-\beta$ 变换 .....	(129)
8.2.2 $\alpha-\beta/d-q$ 变换 .....	(130)
8.2.3 $3\phi/d-q$ 变换 .....	(131)
8.2.4 $k/p$ 变换 .....	(132)
8.3 矢量控制异步电动机数学模型 .....	(133)
8.3.1 矢量控制的思路 .....	(133)
8.3.2 异步电机二轴理论 .....	(134)
8.4 矢量控制类型 .....	(139)
8.4.1 直接型矢量控制 .....	(139)
8.4.2 间接型矢量控制 .....	(140)
8.4.3 矢量控制原理 .....	(142)
8.5 矢量控制系统 .....	(142)
8.5.1 电流源驱动异步电动机矢量控制系统 .....	(142)
8.5.2 电压源驱动异步电动机矢量控制系统 .....	(143)
8.5.3 采用直流控制环的异步电动机矢量控制系统 .....	(144)
8.6 无速度传感器矢量控制系统 .....	(145)
8.6.1 速度推算与矢量控制各自独立进行 .....	(145)
8.6.2 速度推算与矢量控制同时进行 .....	(145)
8.7 无电压、速度传感器矢量控制系统 .....	(146)
8.8 基于磁通观测器的矢量控制系统 .....	(147)
8.8.1 异步电动机数学模型 .....	(147)
8.8.2 控制器数学模型 .....	(148)
8.9 矢量控制的参数计算 .....	(150)



8.9.1 异步电机参数计算 .....	(150)
8.9.2 矢量控制系统励磁电流指令值 $i_m^*$ 的计算 .....	(151)
8.10 数字控制系统算法 .....	(153)
8.10.1 基本算法 .....	(153)
8.10.2 PI 控制器算法 .....	(153)
8.10.3 矢量控制系统的控制器参数算法 .....	(154)
8.10.4 控制器输出指令值的计算 .....	(155)
本章小结 .....	(156)
习题 .....	(157)
<b>9 直接转矩控制(DTC)技术 .....</b>	<b>(159)</b>
9.1 直接转矩控制机理 .....	(159)
9.2 定子电压矢量与定子磁链 .....	(160)
9.2.1 逆变器的开关状态和空间电压矢量 .....	(160)
9.2.2 定子电压矢量对磁链和转矩的调节作用 .....	(162)
9.3 直接转矩控制(DTC)系统 .....	(164)
9.3.1 DTC 系统的组成 .....	(164)
9.3.2 电磁转矩模型 .....	(166)
9.3.3 定子磁链模型 .....	(166)
9.4 无速度传感器直接转矩控制 .....	(168)
9.5 直接转矩控制与矢量控制的比较 .....	(169)
本章小结 .....	(170)
习题 .....	(171)
<b>10 同步电动机矢量控制技术 .....</b>	<b>(173)</b>
10.1 永磁同步电动机矢量控制 .....	(173)
10.1.1 转子磁链与电磁转矩 .....	(174)
10.1.2 矢量控制 .....	(174)
10.1.3 矢量控制系统 .....	(176)
10.2 直流励磁凸极同步电动机矢量控制 .....	(178)
10.2.1 同步电动机变频调速分类 .....	(178)
10.2.2 可控励磁凸极同步电动机矢量控制 .....	(179)
本章小结 .....	(181)
习题 .....	(181)

### 第三篇 伺服系统与机器人控制初步

<b>11 执行电动机及其驱动装置 .....</b>	<b>(186)</b>
11.1 有刷永磁直流电动机 .....	(186)
11.1.1 永磁材料概述 .....	(187)
11.1.2 有刷永磁电动机及其特性 .....	(187)
11.1.3 有刷永磁直流电动机的驱动 .....	(190)

11.2 无刷电动机	(191)
11.2.1 无刷直流电动机	(192)
11.2.2 无刷同步电动机	(198)
11.3 步进电动机及其驱动装置	(201)
11.3.1 步进电动机的结构和工作原理	(202)
11.3.2 步进电动机的驱动和控制技术	(207)
11.4 其他特种电动机	(211)
11.4.1 力矩电动机	(212)
11.4.2 直线电动机	(214)
习题	(219)
<b>12 运动控制系统中的测量技术</b>	(220)
12.1 位置的测量	(220)
12.1.1 电位器	(221)
12.1.2 增量式光电旋转编码器	(221)
12.1.3 绝对旋转编码器	(223)
12.1.4 直线式光电编码器	(225)
12.1.5 旋转变压器和感应同步器	(230)
12.2 速度(转速)的测量	(236)
12.2.1 直流测速发电机	(236)
12.2.2 交流测速发电机	(239)
12.2.3 基于脉冲信号的数字测速方法	(239)
12.3 转矩的测量	(244)
12.3.1 基于应变片的转矩测量	(244)
12.3.2 基于磁性齿轮的转矩测量	(245)
12.3.3 基于变压器的测量方法	(246)
12.4 霍尔电压电流传感器	(246)
习题	(249)
<b>13 运动系统的控制技术</b>	(250)
13.1 连续运动轨迹插补原理	(251)
13.1.1 脉冲增量插补原理	(251)
13.1.2 数据采样插补原理	(258)
13.2 位置控制技术	(261)
13.2.1 步进电动机运动系统的有关控制技术	(261)
13.2.2 伺服电动机运动系统的位置闭环控制	(267)
13.2.3 多坐标轨迹控制技术	(276)
13.3 基于芯片和计算机的运动控制器设计	(280)
13.3.1 基于LM628的运动控制器	(280)
13.3.2 基于PC技术的运动控制器	(285)
本章小结	(291)

---

习题.....	(292)
<b>14 液压、气动与机器人控制初步 .....</b>	<b>(293)</b>
14.1 液压与气压传动系统.....	(293)
14.1.1 液压传动的基本原理.....	(293)
14.1.2 液压传动的基本元件.....	(294)
14.1.3 液压伺服系统.....	(297)
14.1.4 气压传动系统.....	(299)
14.2 机器人运动控制技术.....	(301)
14.2.1 机器人的运动学问题.....	(302)
14.2.2 机器人的运动控制.....	(304)
14.2.3 机器人的行走.....	(306)
14.2.4 机器人计算机控制系统.....	(307)
14.2.5 近代控制技术在机器人中的应用展望.....	(309)
<b>参考文献.....</b>	<b>(310)</b>

1  
2  
3

## 0 绪 论

按中国大百科全书的解释,运动是物质的固有性质和存在方式,是物质所固有的根本属性,没有不运动的物质,也没有离开物质的运动,这是基于哲学的解释。与中文“运动”对应的英文词汇有“movement”和“motion”,按照大英百科全书的解释,运动是一个物体相对于另一个物体或相对于一个坐标系统的位置的变化,这是基于运动学的定义。运动涉及宇宙万物,大到遥远的大体,小到物质内部的质子和电子,对这些运动的研究覆盖了整个科学技术领域。

本课程所指的运动(motion)和运动控制系统(motion control system)是近10多年来在国际上流行的一个技术术语,它源于一种狭义的、约定俗成的共识,即它的主要研究内容是机械运动过程中涉及的力学、机械学、动力驱动、运动参数检测和控制等方面的理论和技术问题。

电力电子技术的进步,微机技术的应用和新型控制策略出现,改变着运动控制的面貌。运动控制通常是指在复杂条件下,将预定的控制方案、规划指令转变成期望的机械运动。运动控制系统使被控机械运动实现精确的位置控制、速度控制、加速度控制、转矩或力的控制,以及这些被控机械量的综合控制。典型的运动控制系统有运输机械、数控机床、机器人等,这些系统是力学、机械、材料、电工、电子、计算机、信息和自动化等科学和技术领域的综合。

按照使用动力源的不同,运动控制可分气动、液压和电动三大类。电气运动控制由于其更容易实现与微型计算机(以下简称微机)的接口等明显的优点,因而在中小功率的运动控制系统中得到最广泛的应用。基于电气的运动控制综合了控制电机技术、传感器技术、电力电子技术、微电子技术、自动控制技术和微机应用技术的最新发展成就。运动控制作为一门多学科交叉的技术,每种技术出现的新进展都使它向前迈进一步,其技术进步是日新月异的。

本课程的主要内容是采用电力传动装置的运动控制系统中的一些特定理论和技术问题,对液压和气动系统只在最后作一简介。

运动控制系统处理机械系统中一般称之为轴(axis)的一个或多个坐标上的运动以及这些运动之间的协调(coordination),涉及各轴上运动速度的调节,以一定的加减速曲线来进行运动,以及形成准确的定位或遵循特定的轨迹等诸如此类的问题。这些精确的位置、速度、加减速乃至力矩的控制主要通过电动机、驱动器、反馈装置、运动控制器、主控制器(如计算机和可编程控制器)来实现。一个完整的以电力为动力,以位置控制为目的的运动控制系统如图0.1所示。

在图0.1的运动控制系统中,电能通过电动机提供原始的运动,是机械系统能产生运动的根源。

反馈装置利用传感器及其信号处理电路,从运动控制系统中提取运动参数信息,这些信息可提供给控制器,为控制器的控制策略提供依据。

控制器按照期望的机械运动向电动机的实际动作发出指令,运动控制系统一般通过它



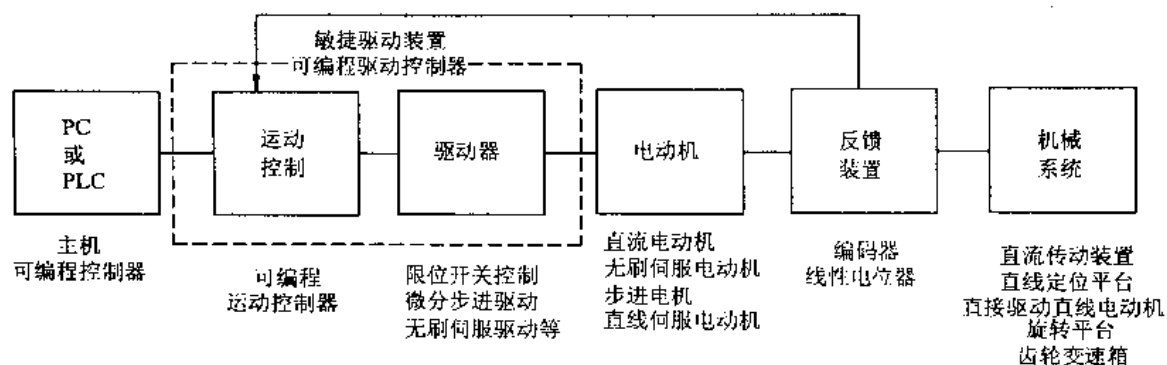


图 0.1 运动控制系统结构

形成闭环,在它的控制下整个系统按照一定的性能指标实现期望的运动。

不同的电动机为了实现复杂的运动规律,一般需要通过基于电力电子技术的驱动器,将控制器发出的命令信号转变为电动机的有效驱动电流。

机械装置和系统及其工作对象是电动机的负载,如一般工业系统中的风机、水泵及流体,轧机中的传送机构,轧辊和轧制中的钢材,机床中的主轴、刀架和工件,机械手和机器人的手臂、行走机构和施力对象等。作为电动机的负载,它们不仅包括机械系统的工作部分(如刀具和工件),也包括机械系统中的机械传动链(如齿轮箱、传动皮带和滚珠丝杠)。这些机械装置由于其力学特性对系统的影响,在对运动控制系统进行的完整的系统分析中是不可忽略的组成部分。

运动控制器的控制目标取决于处于上级地位的提供者提供的指令,这些指令在恒速系统中是速度给定,在伺服系统(又称随动系统)中可以是速度时间曲线,也可以是一条定位指令或一条运动轨迹。上级操作者可以是人,但更多的是某种可称之为主控制器的智能装置,如工业 PC 机或可编程控制器(PLC)等。

在电气工程与自动化的专业领域中,运动控制系统的主要研究内容可大致分为如下三个方面:

#### (1) 电力传动装置与系统

电力传动泛指电源、控制设备、电动机和与被拖动的机械对象的组合。

电动机是应用最广泛的电能到机械能的变换装置,世界上超过 60% 的发电量用于驱动各种各样的以电动机为原动机的电力传动装置与系统。电动机中出现最早的是直流电动机,使用量最大的是属于交流电动机的异步电动机。普通的直流电动机和交流电动机是电力传动中应用最广泛,也是研究最深入的电动机。对以这两类电动机为中心的电力传动系统的研究,是对整个控制系统进行研究的重要基础,这也正是本书的第一篇和第二篇分别是直流调速系统和交流调速系统的原因。

为了在形形色色的应用中适应不同的拖动对象,最优化地利用电力并提供最佳运动性能,电气工程师利用各种机电能量转换的原理,开发了形形色色的电动机。除了最常见的直流电动机、交流异步和同步电动机外,还有步进电动机、磁阻电动机、磁滞电动机等。即使在某种采用相同原理形成的电动机中,也因用途的不同而开发出不同的变种,例如为了直接产生直线运动而开发出直线电动机,为改善机械系统的定位精度开发出伺服电动机,为减少机

械传动链的空间占有和能量损耗而直接驱动最终对象而开发出转矩电动机等。

由于电力的交流传输,现代电力拖动装置中除了部分用于非调速场合的交流电动机,大多要用到电力电子变流装置作为其控制设备,这些控制设备又称为驱动器(drive),所谓驱动器就是向电动机提供功率并控制其转矩、转速或位置的装置。而决定驱动器性能和功能的关键是其采用的电力电子器件、电路拓扑结构和控制手段。

电力电子学(又称功率电子学)是现代电子学的重要分支,它与电子学中从功率和几何尺寸上分类的另一个极端——微电子学同样处于高速发展之中。目前在电力电子器件领域,半导体器件已占有绝对统治地位。自半导体整流二极管诞生以来,半导体电力电子器件已有近 50 年的历史。作为可控器件的晶闸管(SCR 或 Thyristor)于 20 世纪 50 年代末诞生后,新型的可控器件如双向晶闸管(TRIAC)、光控晶闸管(LASCR)、可关断晶闸管(GTO)、功率晶体管(GTR)、功率场效应管(MOSFET)、绝缘栅双极晶体管(IGBT)等随着科学技术的进步而不断涌现,朝着提高电压水平、电流容量和工作频率的方向不断攀升。如何以这些器件为核心形成功能齐全、性能完善的驱动装置,涉及电力电子电路拓扑理论和控制手段的研究和开发。相对于电动机本身的发展,电力电子驱动装置的开发研究具有更大的灵活性和更快的更新速度。

在现代电力拖动系统的技术实现中,电动机及其驱动器已成为难以分割的整体,运动控制系统优异性能的实现在很大程度上取决于电动机及其驱动器的研究。

## (2) 运动参数的测量和反馈

控制系统中的测量反馈装置相当于人体的感官,是任何控制系统中不可缺少的组成部分。在运动控制系统中通过传感器以获取系统中的几何量和物理量的信息,需要围绕特定的传感器,配置适当的外部硬件和软件,完成过程参数信息的获取、处理和传输的任务。

测量和反馈部分的核心是传感器。以传感器为核心的测量反馈部分向操作人员或主控制器反映系统的状况,同时也可以闭环控制系统中形成反馈回路,将指定的输出量反馈给运动控制器,而控制器则根据这些信息进行控制决策。运动控制系统中的传感器用于运动参数如位置、速度和加速度的测量,力学参数如力和转矩的测量,也用于电气参数如电压和电流等的测量。传感器利用各种各样的物理学原理,如电磁感应、光电变换、光栅效应、霍尔效应等实现各物理量的检测。运动控制系统中的传感器在采用新原理、新工艺、新材料并与先进的电子技术结合的基础上,朝着高精度、高可靠性和高性能的方向发展。

没有信息反馈的控制是盲目的,而错误的信息反馈也会导致控制的失误。测量反馈部分与电动机、驱动器以及控制器一样是运动控制系统的主要组成部分。不准确和不及时的信息有可能误导控制器的决策,从而影响整个运动控制系统的功能和性能,在很大程度上决定了整个运动控制系统性能的优劣。准确性和实时性是控制系统对测量反馈部分的基本性能要求,前者在一定程度上由传感器和以传感器为核心的测量反馈系统的静态特性所描述,而后者则取决于其动态特性。运动控制系统一般具有较小的时间常数,并且其工作对象(如机床和机器人)除了要求较高的测量精度外,还要求测量反馈装置具有良好的动态性能以适应其对复杂运动方式的控制能力。传感器的动态性能问题已日益显示其重要性,并因此得到人们的重视。

## (3) 运动系统的控制策略

开环控制指的是一种不需要测量系统输出,以及不需要根据输出作出反应的控制技术。

基于步进电动机的运动控制系统是最常见的开环系统,因为其脉冲频率是良好的速度指示,而脉冲计数则是良好的位置指示。但是在超越其负载能力和对加速度和速度的限制时则可能出现失步现象。步进电动机的定位能力和振动水平由于细分技术和阻尼技术的使用大大得到改善,所以目前仍是广泛应用的开环运动控制系统。

闭环控制指的是将测量系统输出与输入给定值相比较,并采取正确行动以获得期望的输出结果的技术。系统中不可缺少的是一个称为控制器的装置,这个装置履行闭环反馈控制的功能,系统的性能取决于控制器如何对反馈信息进行处理以得到正确的控制行为。

闭环的运动控制系统一般围绕某种控制目标进行,这些控制目标有位置控制、速度控制、加速度控制和转矩控制等。位置控制是将某负载从某一确定的空间位置按某种轨迹移动到另一确定的空间位置,数控机床和机器人就是典型的位置控制系统。速度和加速度控制是以确定的速度曲线使负载产生运动,如风机水泵通过调速来调节流量、电梯通过速度和加速度调节来实现平稳升降和平层。转矩控制则要通过转矩的反馈来维持转矩的恒定,或遵循某一变化规律,这样的系统如轧钢机械、造纸机械和传送带中的张力控制等。这些控制目标往往是互相配合工作的,例如直流位置控制系统一般是一个三闭环结构,其外环是位置环,中间是速度环,内环是个电流环,也可以说是个转矩环。

闭环控制器中用到的最著名的控制机制就是比例-积分-微分(PID)控制。PID 是对误差(控制对象实际输出值与期望输出值之间的差)进行处理以得到控制器的控制量的三种方式的统称。其中比例(P-Proportional)控制将误差乘以一个增益系数  $K_P$  从而得到控制量,其本质是将误差放大并立即用之去纠正误差。 $K_P$  越大则误差纠正越快,但是  $K_P$  太大则会产生大的超调,甚至导致系统不稳定。比例控制不能完全消除误差,因为当误差接近于 0 时比例控制的作用也接近于 0,其结果体现为一个稳态误差(静差)。积分(I-Integral)控制是获取误差的时间积分,将其乘以一个增益系数  $K_I$  后得到控制量,其本质是对曾经产生的误差作出反应,这样在误差接近于 0 的时候其作用并不接近于 0,这样就可以消除稳态误差。积分增益系数可能产生的副作用是导致系统的不稳定。微分(D-Differential)控制是将误差的变化率乘以增益系数  $K_D$  来作为控制量,其本质是對抗和稳定系统的暂态响应,因此可以认为其作为电子阻尼达到稳定系统的作用。这三种控制方式本质不同但可以联合使用,并通过系统的整定各取所长,得到优化的系统品质。由以上叙述可以看到 PID 控制是一种误差驱动的机制,换句话说,系统中总是存在一定的误差。

在运动控制系统中可以采用其他的控制策略,如前馈控制可通过对误差的预测来改善 PID 控制的性能。现代控制理论中发展的新技术如模型参考自适应控制技术,新兴的智能控制技术如模糊控制和神经网络控制等都可望在运动控制系统中找到用武之地。

在运动控制系统中还涉及一些为其所独具的控制策略,如为改善交流异步电动机转矩控制性能的矢量控制和直接转矩控制技术;为数控机床和机器人的精确轨迹控制所采用的插补技术等。

综上所述,本门课程的内容是围绕电动机组成不同控制目标的完整运动控制系统所涉及的理论和技术,其前期课程为电机与拖动基础、模拟与数字电路、电力电子变流技术、自动控制理论、微机原理、计算机控制技术等。

本教材的第一篇为直流调速系统。直流电动机是最古老的电动机也是控制性能最好的电动机。第二篇为交流调速系统,交流电动机是应用最广泛的电动机。其他所有特种电动机

可以说都是由这两种电动机派生而来。这两种电动机的调速系统中所应用的理论和技术是运动控制系统的基础,对这两种调速系统的学习有助于掌握运动控制系统的基本概念、基本理论和基本技能。

本书的第三篇为前两篇的提高和补充,其讨论对象是更为狭义的运动控制系统,尤其是位置控制系统。在这三篇中重点介绍了一些特种执行电动机及其驱动装置、运动参数的测量反馈装置,与数控和机器人结合较为紧密的位置控制和轨迹控制等方面的理论和技术。在最后一章中对液压和气压传动控制系统,以及集运动控制技术大成的工业机器人的控制技术作了入门性的介绍。



## 第一篇 直流调速系统

### 1 速度闭环控制的调速系统

#### 本章提要

速度闭环控制是直流电动机调速系统的基本控制方式。该系统以电动机转速信号或转子电压负反馈信号为基本的反馈控制量,加上一些其他的辅助信号,构成一个闭环的控制系统,来达到调节转速的目的。本章主要讨论速度闭环控制系统的组成原理与分析方法。本章第一节首先介绍速度闭环控制系统的组成及静特性,然后总结了反馈控制规律,对电流截止负反馈的作用及原理进行了分析,建立了速度闭环控制系统的数学模型,并进行了稳定性分析。第二节讲述无静差调速系统和积分比例控制规律。第三节在研究电压负反馈的基础上,讨论电流正反馈及补偿控制规律,对电流补偿控制调速系统的数学模型及稳定性作了分析。

#### 1.1 速度闭环调速系统的组成及其静特性

速度闭环调速系统是指用一个转速负反馈构成的闭环控制系统。其组成如图 1.1 所示。

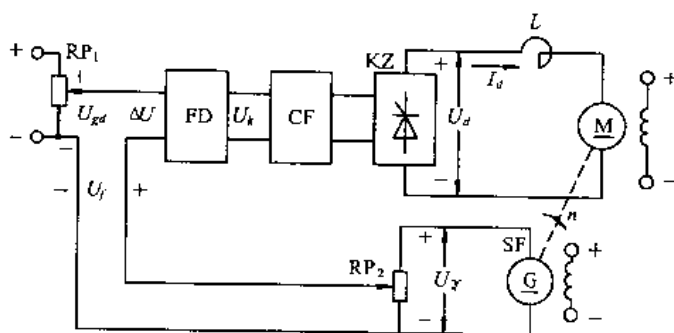


图 1.1 速度闭环调速系统的组成

在电动机轴上安装一台测速发电机 SF,在其两端得到与电动机 M 转速成正比的直流电压  $U_f$ ,该电压按比例分压后与给定电压  $U_{gd}$  进行比较,得偏差电压  $\Delta U$ ,经放大器 FD 放大后产生触发装置 CF 的控制电压  $U_t$ ,调节晶闸管的触发导通角,从而控制电动机的转速。这就组成了速度闭环调速系统。

在分析速度闭环调速系统的静特性时,为了简化分析,突出主要矛盾,先作如下的假设:

- (1) 忽略各种非线性因素,假定各环节的输入输出关系是线性的;
- (2) 假定系统开环机械特性是连续的;
- (3) 忽略直流电源和电位器的内阻。

这样,速度闭环调速系统可认为由一些典型环节所组成,各环节的输入输出稳态关系如下:

电压比较环节:  $\Delta U = U_{gd} - U_f$

放大器:  $U_k = K_p \Delta U$

触发器与晶闸管整流装置:  $U_{do} = K_s U_k$

测速发电机:  $U_f = \alpha n$

系统开环机械特性

$$n = \frac{U_{do} - I_a R}{C_e}$$

以上各式中  $K_p$ ——放大器电压放大倍数;

$K_s$ ——触发器和晶闸管整流装置的电压放大倍数;

$\alpha$ ——测速反馈系数;

$U_{do}$ ——理想空载整流电压的平均值;

$R$ ——主电路总的等效电阻,包括整流装置内阻、电机电枢电阻和平波电抗器内阻。

根据以上各环节的稳态关系式,经整理可得速度闭环调速系统的静特性方程如下

$$n = \frac{K_p K_s U_{gd} - K_p K_s \alpha n - I_a R}{C_e} = \frac{K_p K_s U_{gd}}{C_e (1 + K)} - \frac{I_a R}{C_e (1 + K)}$$

$$= n_{0b} - \Delta n_b \quad (1.1)$$

式中  $K = K_p K_s \alpha / C_e$ ——闭环系统的开环放大倍数,它是各环节放大系数的乘积,其中电动机环节的放大系数为  $1/C_e$ ;

$n_{0b}$ ——闭环系统理想空载转速;

$\Delta n_b$ ——闭环系统静态转速降落。

式(1.1)反映了闭环系统电动机转速与负载电流的稳态关系,称之为静特性。

### 1.1.1 反馈控制规律

速度闭环调速系统是一种最基本的反馈控制系统,具有反馈控制的基本规律,具体表现如下:

- (1) 应用比例调节器的闭环系统是有静差的控制系统

从静特性式(1.1)可以看出,开环放大系数  $K$  值对闭环系统稳定性能有很大影响。 $K$  值越大,静特性就越硬,稳态速降越小,在一定静差率要求下的调速范围越广。也就是说, $K$  值越大,稳态性能就越好。

因比例调节器的  $K_p = \text{常数}$ ,所以稳态速降  $\Delta n_b$  只能减小,而不能消除。事实上,只有当  $K = \infty$  时,才有  $\Delta n_b = 0$ ,但这是不可能的。因此,速度闭环调速系统是有静差的控制系统。实际上,这种调速系统正是依靠转速与理想空载转速的偏差来保证系统的正常工作的。

## (2) 闭环系统绝对服从于给定输入

给定电压  $U_{gd}$  是和反馈电压  $U_f$  相比较的参考输入量。对于给定电压的微小变化,都会直接引起相应的电动机转速的变化。在调速系统中,改变给定电压的大小就是在调节转速。

(3) 闭环系统对于被包围在负反馈环内的一切主通道上的扰动作用都能有效地加以抑制

在给定电压不变时,所有作用在控制系统上引起转速变化的因素都称为扰动作用。如负载的变化、交流电源电压的波动、电动机励磁变化、放大器放大系数的漂移、温度对回路电阻的影响等。所有这些扰动对转速的影响,都会被测速装置检测出来,再通过反馈控制作用,减小它们对稳态转速的影响。必须指出,只有被包围在反馈环内作用在控制系统主通道上的扰动对被调节量的影响才会受到反馈控制的抑制。

## (4) 对给定电源和反馈检测元件中的误差无力克服

如果给定电源发生波动,则电动机转速也要跟着变化,相应于调节了给定电压。反馈系统无法区别给定电源的波动与正常的给定电压调节。因此,高精度的调速系统需要有高精度的给定稳压电源。

反馈检测元件本身带来的误差是闭环系统无法克服的。这种误差和转速的偏差是很难区分开来的。当电动机转速并没有变化时,如果由于直流测速发电机的励磁发生了变化,或由于制造工艺的影响等,而引起反馈电压  $U_f$  发生变化,通过反馈系统的调节作用,就会使电动机转速偏离稳定运行速度,出现速度的波动。因此,反馈检测元件的精度对闭环系统的稳速精度来说常常起着决定性的作用。所以,高精度的调速系统还必须要有高精度的检测元件作为保证。

## 1.1.2 限流保护——电流截止负反馈

限流保护是为了解决反馈闭环调速系统的启动和堵转时电流过大的问题而采取的一种限流措施。当直流电动机全压启动时,如果没有限流措施,会产生很大的冲击电流;运行过程中,如电动机遇到堵转的情况,电流也会大大超过允许值。过大的电流不仅对电机换向不利,对过载能力低的晶闸管来说,更是不能允许的。如果仅仅是依靠过流继电器或熔断器保护,一过载就跳闸,也会给正常工作带来不便。根据反馈控制原理,要维持哪一个物理量基本不变,就应该引入那个物理量的负反馈。因此,引入电流负反馈应该能够保持电流基本不变,使它不超过允许值。但是,这种作用只应在启动和堵转时存在,在正常运行时又得取消,使静特性保持较好的硬度,让电流自由地随着负载增减。这样一来,一旦电流超过某一规定值时,电流负反馈即投入运行,使静特性急剧地“软化”。随着电流的增加,电动机转速不断下降,当电流增加到某一数值(即堵转电流)时,电动机停止转动(即堵转)。这种当电流大到一定程度时才出现的电流负反馈,称为电流截止负反馈,简称截流反馈。

图 1.2 为电流截止负反馈装置原理接线图。图中小阻值电阻  $R_c$  串入电动机电枢回路用于取出电流反馈信号。设  $I_{dj}$  为临界的截止电流,则当电流大于  $I_{dj}$  时,应将电流反馈信号加到放大器的输入端;而当电流小于  $I_{dj}$  时,应将电流反馈切断。为此,需引入一个比较电压  $U_{bj}$ 。图 1.2(a) 中,是利用独立的直流电源作比较电压,其大小可用电位器调节,相当于调节截止电流。二极管在此起比较的作用,当  $I_d R_c > U_{bj}$  时,二极管导通,电流负反馈信号即可加到放大器上去;当  $I_d R_c < U_{bj}$  时,二极管截止,  $U_{fi}$  即消失。显然,截止电流  $I_{dj} = U_{bj} / R_c$ 。在图 1.2

(b)中,是利用稳压管的击穿电压 $U_w$ 作为比较电压,线路相对要简单一些,但不能平滑调节截止电流。

电流截止负反馈环节的输入输出特性如图 1.3 所示。它表明当输入信号 $I_d R_c - U_{bj} > 0$ 时,输出等于输入;当输入信号 $I_d R_c - U_{bj} < 0$ 时,输出为零。因此,它是一个非线性环节(两段线性环节)。将它与系统其他部分联接起来,画成框图,即得带电流截止负反馈的速度闭环调速系统稳态结构图,如图 1.4 所示。图中, $U_{fi}$ 表示电流负反馈信号, $U_{fn}$ 表示转速负反馈信号电压。

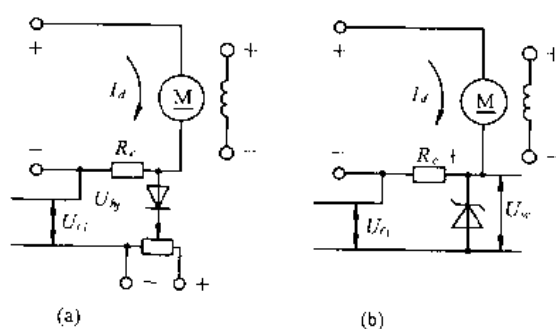


图 1.2 电流截止负反馈装置原理接线

(a) 用直流电源作比较电压;

(b) 用稳压管的击穿电压作比较电压

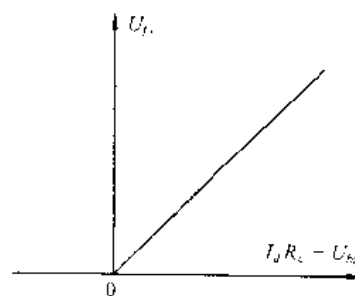


图 1.3 电流截止负反馈环节的输入输出特性

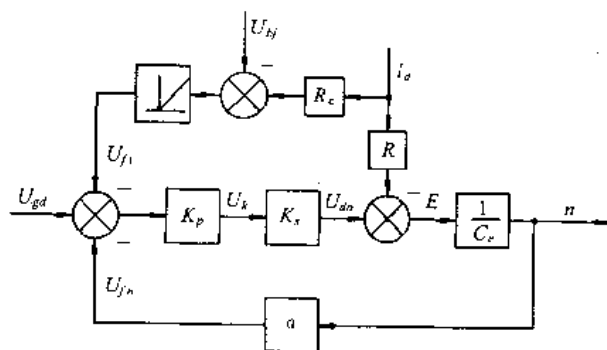


图 1.4 带电流截止负反馈环节的速度闭环调速系统稳态结构图

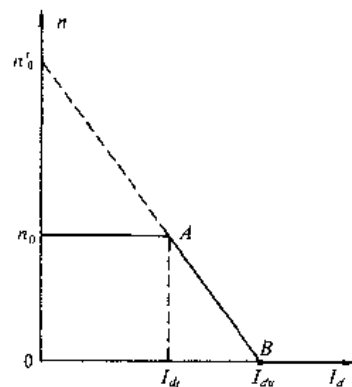


图 1.5 带电流截止负反馈速度闭环调速系统的静特性

下面推导系统的静特性方程式。

当 $I_d \leq I_{dj}$ 时,电流负反馈被截止,静特性方程式为

$$n = \frac{K_p K_s U_{gd}}{C_e (1 + K)} - \frac{I_d R}{C_e (1 + K)} = n_0 - \Delta n_b \quad (1.2)$$

当 $I_d > I_{dj}$ 时,电流负反馈起作用,这时,静特性方程式为

$$\begin{aligned} n &= \frac{K_p K_s U_{gd}}{C_e (1 + K)} - \frac{K_p K_s}{C_e (1 + K)} (I_d R_c - U_{bj}) - \frac{I_d R}{C_e (1 + K)} \\ &= \frac{K_p K_s (U_{gd} + U_{bj})}{C_e (1 + K)} - \frac{(R + K_p K_s R_c)}{C_e (1 + K)} I_d \end{aligned}$$

$$= n'_0 - \Delta n'_b \quad (1.3)$$

将式(1.2)、式(1.3)画成静特性,如图1.5所示。图中 $n_0 \sim A$ 段相应于电流负反馈截止时静特性方程式(1.2),它是速度反馈闭环调速系统本身的静特性,是比较硬的。图中 $A \sim B$ 段相应于电流负反馈作用时静特性方程式(1.3),它有两个特点:

(1) 电流负反馈的作用相当于在电路中串入一个大电阻 $K_p K_s R_c$ ,因而随着负载电流的增加,电动机转速下降很快,特性急剧下垂;

(2) 由于比较电压 $U_{bj}$ 与给定电压 $U_{gd}$ 极性相同,作用一致,因而提高了理想空载转速,使 $n'_0 > n_0$ 。图中虚线段 $n'_0 \sim A$ 实际上是不存在的,并不起作用。

这样的带电流截止负反馈速度闭环调速系统的静特性常被称为下垂特性或挖土机特性。当挖土机遇到坚硬的石块而超载时,最大电流等于堵转电流,堵转电流可由式(1.3)中令 $n=0$ 求得

$$I_{du} = \frac{K_p K_s (U_{gd} + U_{bj})}{R + K_p K_s R_c} \quad (1.4)$$

一般有 $K_p K_s R_c \gg R$ ,因此,

$$I_{du} \approx \frac{U_{gd} + U_{bj}}{R_c}$$

在设计实际系统时,对下垂特性的陡度有一定的要求,应使堵转电流小于电动机的最大允许电流的1.5~2倍。另一方面,从 $n_0 \sim A$ 这一段特性看,希望有足够宽的运行范围,截止电流应大于电动机的额定电流。例如取截止电流大于电动机额定电流的1.2倍。这些就是设计电流截止负反馈环节参数的依据。

### 1.1.3 速度闭环控制调速系统的动态数学模型及稳定性分析

在速度闭环控制调速系统中,引入了转速负反馈,只要放大倍数 $K$ 足够大,就可以满足系统稳定性能的要求。但是,系统的开环系数太大时,可能会引起闭环系统的不稳定,必须采取校正措施才能使系统正常工作。另外,系统还必须满足各种动态性能指标。下面分析系统的动态性能。

#### 1.1.3.1 动态数学模型

为了对调速系统进行稳定性和动态品质的分析,首先必须建立起系统的微分方程式,即描述系统动态物理规律的数学模型。建立线性系统动态数学模型的基本步骤如下:

- ① 根据系统中各环节的物理规律,写出描述该环节动态过程的微分方程式;
- ② 求出各环节的传递函数;
- ③ 组成系统的动态结构图并求出系统的传递函数。

下面分别建立速度闭环控制调速系统各环节的微分方程和传递函数。

#### (1) 晶闸管触发电路及整流装置

晶闸管触发电路及整流装置是一个整体,把它们作为一个环节来处理。该环节的输入量是触发电路的控制电压 $U_k$ ,输出量是晶闸管的理想空载整流电压 $U_{do}$ 。

晶闸管触发电路及整流装置的输入输出关系是非线性的。为分析方便,用特性曲线上某一点的切线代替特性曲线,则放大系数 $K$ ,就可以看作为一常数,即为线性的。这样,晶闸管触发电路及整流装置可看成是一个具有纯滞后的放大环节,其滞后作用是由晶闸管装置的

失控时间引起的。失控时间是指当某一相晶闸管被触发导通后至下一相晶闸管触发导通之前的一段时间,也称滞后时间,用  $T_i$  表示。在此期间内,如果改变控制电压  $U_k$  值,整流电压瞬时波形和控制角的对应关系不能立即跟随  $U_k$  值的变化,因此形成整流电压滞后于控制电压的状况。

下面以单相全波纯电阻负载整流电路为例,说明滞后作用及失控时间的大小,如图 1.6 所示。设在  $t_1$  时刻某相晶闸管触发导通,移相角为  $\alpha_1$ ,如果控制电压  $U_k$  在  $t_2$  时刻发生变化,由  $U_{k1}$  变为  $U_{k2}$ ,这时,由于晶闸管已触发导通, $U_d$  的改变不会引起整流电压  $U_{d01}$  的瞬时变化,必须等到  $t_3$  时刻该晶闸管关断后,触发脉冲才有可能控制下一相的晶闸管。设  $U_{k2}$  对应的移相角为  $\alpha_2$ ,则下一相晶闸管在  $t_4$  时刻才导通,整流电压则变为  $U_{d02}$ 。如果假设平均整流电压是在自然换相点变化的,则从  $U_k$  发生变化到  $U_{d0}$  发生变化之间的时间  $T_i$  便是失控时间。

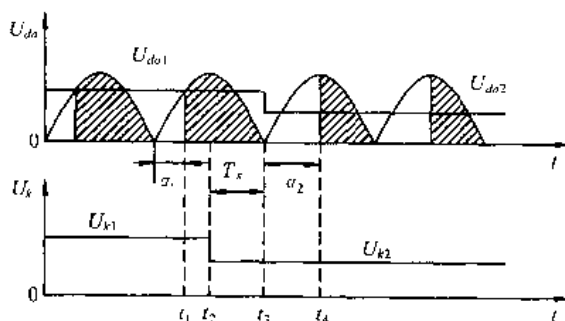


图 1.6 晶闸管触发和整流装置的失控时间

显然,失控时间  $T_i$  是随机的,它的大小随  $U_k$  发生变化的时间而改变,最大可能的失控时间就是两个自然换相点之间的时间  $T_{i,max}$ ,它与交流电源频率及整流电路形式有关,由下式确定

$$T_{i,max} = \frac{1}{mf} \quad (1.5)$$

式中  $f$ ——交流电源频率;

$m$ ——一周内整流电压的波头数。

一般情况下,相对于整个系统的响应时间来说, $T_i$  是不大的,并认为是常数,通常取其统计平均值,即

$$T_i = \frac{1}{2} T_{i,max} \quad (1.6)$$

表 1.1 列出了不同整流电路的失控时间。

表 1.1 各种整流电路的失控时间 ( $f=50\text{Hz}$ )

整流电路形式	平均失控时间 $T_i(\text{ms})$
单相半波	10
单相桥式 单相全波	5
三相半波	3.33
三相桥式 六相半波	1.67



由此可以得出晶闸管触发电路和整流装置的输入输出关系为

$$U_{do} = K_s U_k (t - T_s)$$

相应的传递函数为

$$W_s(S) = \frac{U_{do}(S)}{U_k(S)} = K_s e^{-T_s S} \quad (1.7)$$

式(1.7)中含有指数项,即传递函数中存在时滞环节,它使系统成为非最小相位系统,给分析和设计带来麻烦。为了简化,将指数项按台劳级数展开,并忽略其中的高次项,则得晶闸管触发电路和整流装置的传递函数为一近似的一阶惯性环节

$$W_s(S) = \frac{U_{do}(S)}{U_k(S)} \approx \frac{K_s}{1 + T_s S} \quad (1.8)$$

## (2) 直流电动机

假定电动机在额定励磁、电枢电流连续的情况下,主电路的微分方程式为

$$U_{do} - E = I_a R + L \frac{dI_a}{dt} = R \left( I_a + T_l \frac{dI_a}{dt} \right) \quad (1.9)$$

式中  $R$ ——电枢回路总电阻;

$L$ ——电枢回路总电感;

$T_l = L/R$ ——电枢回路电磁时间常数;

$E = C_e n$ ——额定励磁下的感应电势;

$I_a$ ——电枢电流。

与上式相应的电压与电流间的传递函数为

$$\frac{I_a(S)}{U_{do}(S) - E(S)} = \frac{1/R}{T_l S + 1} \quad (1.10)$$

电动机运动方程式为

$$T_e - T_l = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt} \quad (1.11)$$

由上式可得电流与感应电势间的传递函数为

$$\frac{E(S)}{I_a(S) - I_{fz}(S)} = \frac{R}{T_m S} \quad (1.12)$$

式中  $I_{fz}$ ——负载电流;

$T_m$ ——机电时间常数,  $T_m = \frac{GD^2 R}{375 C_e C_m}$ ;

$T_e = C_m I_a$ ;

$GD^2$ ——系统飞轮矩;

$R$ ——电枢回路总电阻。

由式(1.10)、式(1.12)可得直流电动机的传递函数为

$$W_D(S) = \frac{n(S)}{U_{do}(S) - I_{fz}(S) \cdot R(T_l S + 1)} = \frac{1/C_e}{T_m T_l S^2 + T_m S + 1} \quad (1.13)$$

## (3) 放大器

放大器的传递函数为

$$K_p = \frac{U_k(S)}{\Delta U(S)} \quad (1.14)$$

## (4) 转速反馈环节

转速反馈环节的传递函数为

$$\frac{U_f(S)}{n(S)} = \alpha \quad (1.15)$$

式中  $n$ ——转速；

$\alpha$ ——转速反馈环节的放大系数。

## (5) 速度闭环调速系统的数学模型和传递函数

得出了系统各个环节的传递函数后,按照它们在系统中的相互关系组合起来,即可画出速度闭环调速系统的动态结构图,如图 1.7 所示。

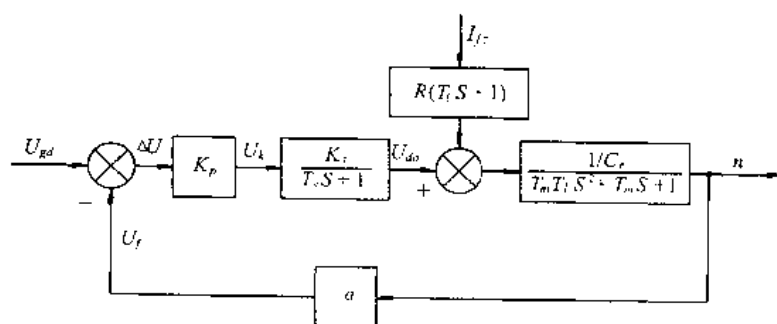


图 1.7 速度闭环调速系统的动态结构图

由图可见,将晶闸管触发整流装置按一阶惯性环节近似处理后,速度闭环调速系统就是一个三阶线性系统。其开环传递函数为

$$W(S) = \frac{K}{(T_s S + 1)(T_m T_i S^2 + T_m S + 1)} \quad (1.16)$$

当  $I_{fz}=0$  时,系统的闭环传递函数为

$$W_B(S) = \frac{n(S)}{U_{gd}(S)} = \frac{\frac{K_p K_i \alpha}{1 + K}}{\frac{T_m T_i T_s}{1 + K} S^3 + \frac{T_m(T_i + T_s)}{1 + K} S^2 + \frac{T_m + T_s}{1 + K} S + 1} \quad (1.17)$$

式中,  $K = K_p K_i \alpha / C_r$ 。

## 1.1.3.2 稳定性分析

由式(1.17)得速度闭环调速系统的特征方程为

$$\frac{T_m T_i T_s}{1 + K} S^3 + \frac{T_m(T_i + T_s)}{1 + K} S^2 + \frac{T_m + T_s}{1 + K} S + 1 = 0 \quad (1.18)$$

根据劳斯稳定判据,系统稳定的充分必要条件为

$$\frac{T_m(T_i - T_s)}{1 + K} \frac{T_m + T_s}{1 + K} - \frac{T_m T_i T_s}{1 + K} > 0$$

整理后即得

$$K < \frac{T_m(T_i + T_s) + T_s^2}{T_i T_s} \quad (1.19)$$

式(1.19)的右边是系统开环放大系数的临界值,  $K$  大于此值,系统将不稳定。也就是

说,当系统参数确定的情况下,其开环放大系数必须满足式(1.19)的稳定条件。因此,由稳态误差要求所计算的  $K$  值还必须按系统稳定性条件进行校验,如果  $K$  值过大而不能满足稳定条件时,必须在系统中增设校正装置,兼顾两种特性,重新计算  $K$  值。

实际设计系统时,动态稳定性不仅必须保证,而且还要有一定裕度,以备参数变化和一些未计入因素的影响,也就是说, $K$  值应该比它的临界值要更小些。

## 1.2 无静差调速系统和积分、比例控制规律

从反馈控制规律中知道,采用比例控制调速系统是有静差的,电动机的稳态转速只能接近给定值,不可能等于给定值。提高系统的开环放大系数或引入电流正反馈只能减小静差而不能完全消除静差。为达到消除静差的目的,实现转速无静差调节,在调速系统中引入积分环节,使之成为比例积分调速系统,在理论上完全能够消除稳态速差,实现系统的无静差调节。

### 1.2.1 积分调节器和积分控制规律

图 1.8 为采用线性集成运算放大器构成的积分调节器(简称 I 调节器)的原理图。其输入输出关系为

$$U_v = \frac{1}{C} \int i_f dt = \frac{1}{R_u C} \int U_v dt = \frac{1}{\tau} \int U_v dt \quad (1.20)$$

式中,  $\tau = R_u C$  为积分时间常数。

当  $U_v$  的初值为零,  $U_v$  为阶跃输入时,经积分运算,得积分调节器的输入输出关系为

$$U_v = \frac{1}{\tau} \int U_v dt = \frac{U_v}{\tau} t \quad (1.21)$$

相应的特性曲线如图 1.9 所示。

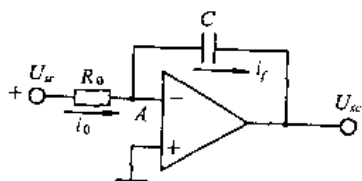


图 1.8 积分调节器原理接线图  
积分调节器的传递函数为

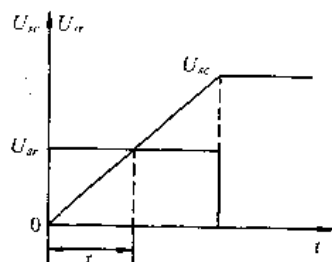


图 1.9 积分调节器输出特性

$$W_i(S) = \frac{U_v(S)}{U_v(S)} = \frac{1}{\tau S} \quad (1.22)$$

在积分调节器中,输出电压是输入电压的积分,当输入信号为零时,积分器的输出电压  $U_v$  保持不变,这就是积分器的记忆作用或保持作用。比例调节器的输出只取决于输入偏差量的现状,而积分调节器的输出则包含了输入偏差量的全部历史,虽然某时偏差量为零,只要历史上有过偏差,其积分有一定数值,就能产生足够的控制电压,保证系统的稳定运行。这就是积分控制规律与比例控制规律的根本区别。

### 1.2.2 比例积分控制规律

积分控制虽然优于比例控制,但在控制的快速性上又不如比例控制。如果既要稳态精度高,又要动态响应快,则只要把两种控制规律结合起来就行了,这就是比例积分控制。比例积分调节器(简称PI调节器)是在集成运算放大器的反馈回路中串入一个电阻和电容构成的,其原理接线图如图1.10所示。

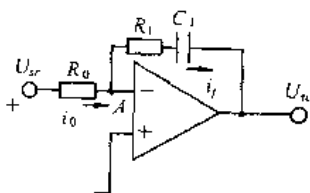


图 1.10 PI 调节器原理接线图

比例积分调节器的输入输出关系为

$$U_n = i_f R_1 + \frac{1}{C_1} \int i_f dt = U_r \frac{R_1}{R_0} + \frac{1}{R_0 C_1} \int U_r dt = K_p U_r + \frac{1}{\tau} \int U_r dt \quad (1.23)$$

式中  $K_p = R_1/R_0$ ——比例放大系数;

$\tau = R_0 C_1$ ——积分时间常数。

上式表明,PI调节器的输出由输入信号的比例和积分两部分叠加而成。当输入信号为常数时,输出为

$$U_n = K_p U_r + \frac{1}{\tau} U_r t \quad (1.24)$$

当初始条件为零,在阶跃输入作用下,PI调节器的输出响应如图1.11所示。图1.11表明,在输入信号加入的初始瞬间,由于电容的作用,输出电压跳变到  $K_p U_r$ ,使系统立即产生控制作用,随着电容的充电,输出电压  $U_n$  开始按积分规律增大到稳态值,这时,电容两端电压等于输出电压  $U_n$ ,电阻  $R_1$  已不起作用,PI调节器相当于一个I调节器。因此,PI调节器综合了比例和积分控制规律的优点,同时又克服了各自的缺点,使比例部分能快速响应输入信号,积分部分最终消除稳态误差,实现无静差调节。

将式(1.23)取拉氏变换,得PI调节器的传递函数为

$$W_{PI}(S) = \frac{U_n(S)}{U_r(S)} = \frac{K_p \tau S + 1}{\tau S} \quad (1.25)$$

## 1.3 电压负反馈电流补偿控制的调速系统

直流调速系统中最基本的形式是目前广泛应用的晶闸管直流调速系统,采用直流测速发电机作为转速检测元件,实现转速的闭环控制,再加上一些积分与校正方法,可以获得比较满意的静、动态性能。然而,在实际应用中,安装测速发电机时,必须使它的轴与主电动机的轴严格同心,使它们能平稳地同轴运转,这比较麻烦,对于维修工作也增添不少负担。此外,测速反馈信号中含有各种交流纹波,还会给调试和运行带来麻烦。另外,有时还会遇到电

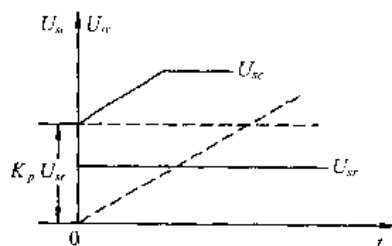


图 1.11 PI 调节器输出响应

动机只有一端出轴或不便安装测速发电机的情况。此时,可用电动机端电压负反馈取代转速负反馈,构成电压负反馈调速系统。但这种系统只能维持电动机端电压恒定,而对电动机电枢电阻压降引起的静态速降不能予以抑制,因此,系统静特性较差,只适用于对精度要求不高的调速系统。

为弥补电压负反馈调速系统的不足之处,可以在系统中引入电流正反馈,以补偿电枢电阻压降引起的转速降。这就是电压负反馈电流补偿控制调速系统。

一般来说,电流正反馈在调速系统中不能单独使用,它容易引起系统静特性的不稳定,因此,它总是与电压负反馈一起使用,作为进一步减小静态速降的补充措施。

### 1.3.1 电压负反馈调速系统

如果忽略电枢电压降,则直流电动机的转速近似与电枢两端电压成正比,所以,电压负反馈基本上能够代替转速负反馈的作用。图 1.12 中去掉电阻  $R_2$  支路及电阻  $R_1$ ,即得采用电压负反馈调速系统的原理接线图。图中,作为反馈检测元件的只是一个起分压作用的分压器,显然比用测速发电机要简单得多。电压反馈信号  $U_{fn} = \gamma U_d$ ,  $\gamma$  称为电压反馈系数。

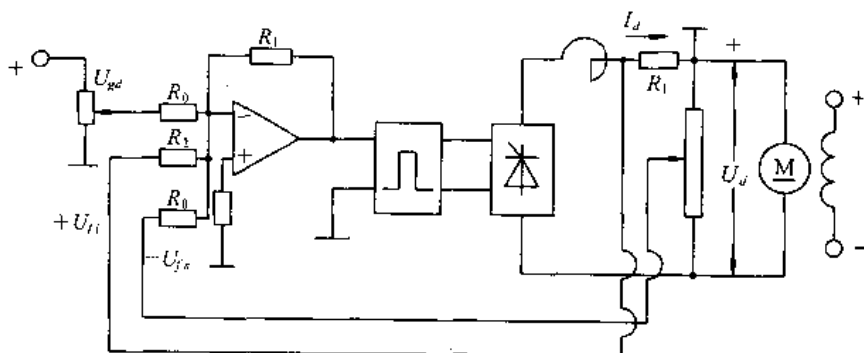


图 1.12 带电压负反馈和电流正反馈的调速系统原理接线图

电压负反馈调速系统的稳态结构图如图 1.13 所示。可以看出,它和转速负反馈调速系统的稳态结构图不同的地方仅在于负反馈信号的取出处。电压负反馈取自电枢端电压  $U_d$ ,为了在结构图上把  $U_d$  显示出来,须把电阻  $R$  分成两个部分

$$R = R_s + R_a$$

式中  $R_s$ ——晶闸管整流装置内阻;

$R_a$ ——电动机电枢电阻。

因而,有

$$U_{do} - I_d R_s = U_d$$

$$U_d - I_d R_a = E$$

这些关系都反映在结构图上面了。

利用结构图运算规则,即得电压负反馈调速系统的静特性方程式

$$n = \frac{K_p K_i U_{gd}}{C_e (1 + K)} - \frac{R_s I_d}{C_e (1 + K)} - \frac{R_a I_d}{C_e} \quad (1.26)$$

式中,  $K = \gamma K_p K_i$ 。

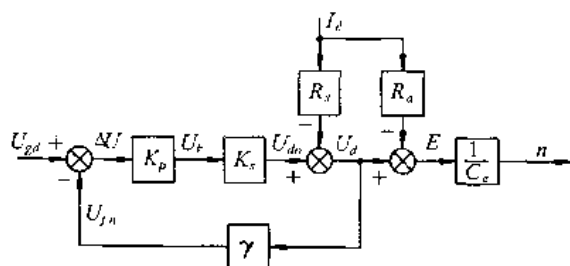


图 1.13 电压负反馈调速系统的稳态结构图

从静特性方程式(1.26)可以看出,电压负反馈把被反馈环包围的整流装置的内阻等引起的静态速降减小到  $1/(1+K)$ ,由电枢电阻引起的速降  $R_a I_d / C_e$  仍和开环系统一样。这一点在结构图上也是很明显的。因为电压负反馈系统实际上只是一个自动调压系统,扰动量  $R_a I_d$  不在反馈环包围之内,电压反馈对由此引起的速降当然就无能为力了。同样,对于电动机励磁变化所造成的扰动,电压反馈也无法克服。因此,电压负反馈调速系统的静态速降比相同放大系数的转速负反馈系统要大一些,稳态性能要差一些。在实际系统中,为了尽可能减小静态速降,电压反馈的两根引出线应尽量靠近电动机电枢两端。

### 1.3.2 电流正反馈和补偿控制规律

由于电压负反馈调速系统不能弥补电枢压降所造成的电动机稳态速降,其调速性能不如转速负反馈系统。在电压负反馈的基础上,增加一些简单的措施,使系统能够接近转速负反馈系统的性能,是本节讨论的任务。

电流正反馈的作用又称为电流补偿控制。附加电流正反馈的电压负反馈调速系统原理接线如图 1.12 所示。在主电路中串入取样电阻  $R_i$ ,由  $I_d R_i$  取出电流正反馈信号。取样电阻  $R_i$  的位置使得  $I_d R_i$  的极性与转速给定信号  $U_{gd}$  极性一致,而与电压反馈信号  $U_{fn} = \gamma U_d$  的极性相反。在运算放大器的输入端,转速给定和电压负反馈的输入电阻都是  $R_0$ ,电流正反馈的输入电阻是  $R_2$ ,以便获得适当的电流反馈系数  $\beta$ ,其定义为

$$\beta = \frac{R_0 R_i}{R_2} \quad (1.27)$$

当负载增大使静态速降增加时,由于电枢电流的增大,电流正反馈信号也增大,通过运算放大器使晶闸管整流装置的控制电压随之增加,从而补偿了转速的降落。具体补偿作用的大小决定于系统各环节的参数。

带电流正反馈的电压负反馈调速系统的静态结构图如图 1.14 所示。应用结构图运算规则,可以直接写出系统的静特性方程

$$n = \frac{K_p K_i U_{gd}}{C_e (1+K)} - \frac{(R_i + R_a) I_d}{C_e (1+K)} + \frac{K_p K_i \beta I_d}{C_e (1+K)} - \frac{R_a I_d}{C_e} \quad (1.28)$$

式中,  $K = \gamma K_p K_i$ 。

由式(1.28)可以看出,反映电流正反馈作用的一项  $\frac{K_p K_i \beta I_d}{C_e (1+K)}$  能够补偿另两项静态速降,当然也就可以减小静差了。只要加大电流反馈系数  $\beta$  就能够减小静差,若把  $\beta$  加大到一定程度,就可以做到无静差。



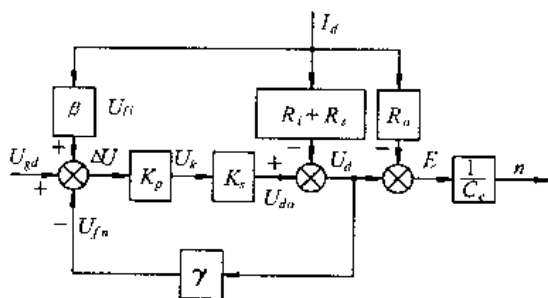


图 1.14 带电流正反馈的电压负反馈调速系统静态结构图

但必须指出,电流正反馈和电压负反馈(或转速负反馈)是两种性质完全不同的控制作用。电压(转速)负反馈属于被调量的负反馈,是“反馈控制”,具有反馈控制规律,在采用比例放大时总是有静差的。放大系数  $K$  值越大,则静差越小,但总还是“有”。电流正反馈的作用不是这样。从静特性方程式上看,它不是用  $(1+K)$  去除  $\Delta n$  项以减小静差,而是用一个正项去抵消原系统中负的速降项。从这个特点上看,电流正反馈不属于“反馈控制”,而称为“补偿控制”。由于电流的大小反映了负载扰动,又叫做扰动量的补偿控制。

补偿控制的参数配合得恰到好处时,可使静差为零,叫做全补偿。由式(1.28)的静特性方程式可以求出全补偿的条件。

令

$$n_0 = \frac{K_p K_i U_{gd}}{C_e (1 + K)}$$

$$R = R_i + R_s + R_a$$

代入式(1.28),并整理后可得

$$n = n_0 - [R + KR_a - K_p K_i \beta] \frac{I_d}{C_e (1 + K)} \quad (1.29)$$

因此,全补偿的条件为

$$R + KR_a - K_p K_i \beta = 0$$

或

$$\beta = \frac{R - KR_a}{K_p K_i} = \beta_i \quad (1.30)$$

其中  $\beta_i$  叫做全补偿的临界电流反馈系数。

若  $\beta < \beta_i$ , 则仍有一些静差,叫做欠补偿;若  $\beta > \beta_i$ , 则静特性上翘,叫做过补偿。

如果取消负反馈,仅采用电流正反馈的补偿控制,则静特性方程式变为

$$n = \frac{K_p K_i U_{gd}}{C_e} - \frac{R I_d}{C_e} + \frac{K_p K_i \beta I_d}{C_e} \quad (1.31)$$

这时,全补偿条件为

$$\beta = \frac{R}{K_p K_i} \quad (1.32)$$

可见,只用电流正反馈就足以把静差补偿到零。

反馈控制只能使静差尽量减小,补偿控制却能把静差完全消除,这似乎是补偿控制的优点。但是,反馈控制无论环境怎样变化都能可靠地减小静差,而补偿控制则完全依赖于参数

的配合。当参数受温度等因素的影响而发生变化时,全补偿的条件就要随之变化。再进一步看,反馈控制对一切包含在负反馈环内前向通道上的扰动都起抑制作用,而补偿控制只是针对一种扰动而言的。电流正反馈只能补偿负载扰动,对于电网电压波动那样的扰动,它所起的作用反而是坏作用。因此,全面地看,补偿控制是不及反馈控制的。

有一种特殊的欠补偿,当参数配合恰当,使电流正反馈作用恰好抵消掉电枢电阻产生的一部分速降,即

$$K_p K_s \beta = K R_d \quad (1.33)$$

时,则式(1.28)变成

$$n = \frac{K_p K_s U_{gd}}{C_r (1 + K)} - \frac{R I_d}{C_r (1 + K)} \quad (1.34)$$

这时,带电流补偿控制的电压负反馈系统静特性方程和转速负反馈系统的静特性就完全一样了。这时的电压负反馈加电流正反馈与转速负反馈完全相当。一般把这样的电压负反馈加电流正反馈叫做电动势负反馈。但是,这只是参数的一种巧妙配合,系统的本质并未改变。虽然可以认为电动势是正比于转速的,但是,这样的“电动势负反馈”调速系统决不是真正的转速负反馈调速系统。

### 1.3.3 电流补偿控制调速系统的数学模型和稳定性分析

单纯从静态上看,电流正反馈代表了对负载扰动的补偿控制,但从动态上看,电流(代表转矩)包含了动态电流和负载电流两部分,电流正反馈就不纯粹是负载扰动的补偿作用了。那么,电流正反馈究竟在动态中起什么作用,必须分析系统的动态数学模型才能说明这个问题。

图 1.15 是只有电流正反馈的调速系统的动态结构图。图中忽略了晶闸管整流装置滞后时间常数  $T_i$  (为分析简单),并认为  $T_i = 0$ 。求出整个系统的闭环传递函数为

$$W_d(S) = \frac{K_p K_s / C_r}{T_m T_l S^2 + (1 - \beta K_p K_s / R) T_m S + 1} \quad (1.35)$$

显然

$$1 - \beta K_p K_s / R = 0$$

或

$$\beta K_p K_s = R$$

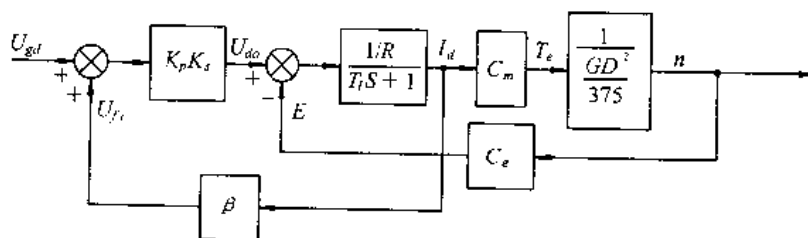


图 1.15 只有电流正反馈的调速系统的动态结构图

是该系统临界稳定条件。比较式(1.35)和式(1.32),不难看出,只有电流正反馈的调速系统的临界稳定条件才是其静特性的全补偿条件。如果过补偿,系统便不稳定。

对于带电流正反馈的电压负反馈调速系统同样可以得出其临界稳定条件就是全补偿条件这个结论,只是推导过程要麻烦一些。总之,电流正反馈可以用来补偿一部分静差,提高调速系统的稳态性能。但是,不能指望靠电流正反馈来实现无静差,因为这时系统已经达到了稳定的边缘。

### 本章小结

本章主要讨论速度闭环控制的调速系统的组成原理及特性分析。

速度闭环调速系统是指用一个转速负反馈构成的闭环控制系统,是直流电动机调速系统的一种基本方式。速度闭环调速系统是一种最基本的反馈控制系统,具有反馈控制的基本规律。

限流保护是为了解决反馈闭环调速系统的启动和堵转时电流过大的问题而采取的一种限流措施。限流保护的方法之一就是电流截止负反馈。方法是在电动机电枢回路串入小阻值 $R_c$ 取出电流反馈信号,截止电压可以用电位器或稳压管提供。

当调速系统采用比例调节时,系统是有静差的。电动机的稳态转速只能接近给定值,不可能等于给定值。为达到消除静差的目的,实现转速的无静差调节,在调速系统中引入积分环节,使之成为比例积分调速系统,实现系统的无静差调节。积分调节器中,输出电压是输入电压的积分,具有记忆作用,而比例调节器的输出只取决于输入偏差量的现状,这就是积分控制规律与比例控制规律的根本区别。积分控制虽然优于比例控制,但在控制的快速性上又不如比例控制。如果既要稳定精度高,又要动态响应快,则只要把两种控制规律结合起来就行了,这就是比例积分控制。

当直流测速发电机不便安装时,可用电动机端电压负反馈取代转速负反馈,构成电压负反馈调速系统。但这种系统只能维持电动机端电压恒定,而对电动机电枢电阻压降引起的静态速降不能予以抑制,因此,系统静特性较差,只适用于对精度要求不高的调速系统。

由于电压负反馈调速系统不能弥补电枢压降所造成的电动机稳态速降,其调速性能不如转速负反馈系统。在电压负反馈的基础上,增加电流正反馈,用以补偿电枢电流引起的压降,使系统能够接近转速负反馈系统的性能,这就是带电流正反馈的电压负反馈调速系统。

### 习 题

- 1.1 反馈控制有哪些基本规律?
- 1.2 在直流调速系统中,改变给定电压能否改变电动机的转速?为什么?若给定电压不变,调整反馈电压的分压比,是否能够改变转速?为什么?
- 1.3 电流截止负反馈是怎样起到限流保护作用的?
- 1.4 在转速负反馈系统中,当电网电压、负载转矩、激磁电流、电枢电阻、测速发电机磁场各量发生变化时,都会引起电动机转速的变化,问系统对它们有无调节能力?为什么?
- 1.5 电流正反馈起什么作用?电流信号采样电阻 $R_c$ 取得过大,会产生什么后果?
- 1.6 给定电源质量和反馈检测元件精度对调速系统的稳态精度有什么影响?简单说明理由。
- 1.7 积分调节器和比例调节器各有哪些优缺点?它们的输入输出关系有什么不同?
- 1.8 如果负反馈信号线的极性接反了,对调速系统的运行会造成怎样的影响?

1.9 在带电流截止负反馈的速度闭环调速系统中,如果比较电压  $U_n$  改变,对系统的静特性有何影响? 如果电流反馈电阻  $R_i$  发生变化,对系统的静特性又有什么影响?

1.10 采用电流正反馈可以有效地补偿电压负反馈调速系统的稳态转速降落。但在应用中,总是采用欠补偿而不采用全补偿,这是为什么?

## 2 多环控制的直流调速系统

### 本章提要

所谓多环控制系统,是指按一环套一环的嵌套结构组成的具有两个或两个以上闭环的控制系统,相当于过程控制中的串级控制系统。

本章以转速、电流双闭环调速系统为重点,阐明多环控制的特点、控制规律和设计方法。第一节首先介绍了直流电机的理想启动特性,并介绍了这种系统的组成;第二节讲解了双闭环直流调速系统的稳态结构图和该系统的稳态分析;第三节阐述了它的动态数学模型及其化简,详细介绍了这种系统的启动过程,并结合启动过程,分析转速、电流两个调节器的作用;第四节在分析该系统超调产生原因的基础上,提出了一种抑制转速超调的方法。

### 2.1 双闭环系统的结构

#### 2.1.1 直流电动机的理想启动特性

##### 2.1.1.1 单闭环系统的启动特性

第1章中已经表明,采用PI调节器的转速负反馈、电流截止负反馈的直流电机调速系统可以在保证系统稳定的条件下实现正常启动和转速无静差。如果对系统的动态性能要求较高,例如要求快速启动、突加负载动态速降小等等,则前述系统就难以满足需要。这主要是因为单闭环系统中不能完全按照需要来控制动态过程的电流或转矩。

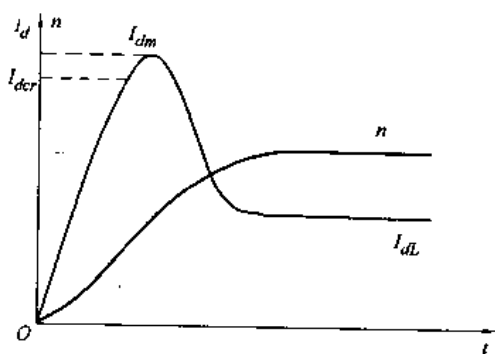


图 2.1 带电流截止负反馈的单闭环调速系统启动时的电流和转速波形

由直流电机的原理和结构可知,直流电机启动的快速性取决于流过直流电机电枢绕组的电流(也即转矩),而该电流又受到电机过载能力,即电机允许的最大电流的限制,在所述调速系统中,只有电流截止负反馈环节是专门用来控制电流的,但它只是在超过临界电流  $I_{dcr}$  值以后,靠强烈的负反馈作用限制电流的冲击,并不能很理想地控制电流的动态波形。带电流截止负反馈的单闭环调速系统启动时的电流和转速波形如图 2.1 所示。当电流从最大值降低下来以后,电机转矩也随之减小,因而加速过程必然延长。

##### 2.1.1.2 直流电动机的理想启动特性

在生产机械中,有许多情况下希望调速系统能够经常正反转运行,在不希望正反转运行

的情况下,也希望尽量缩短启动过程的时间,以提高生产效率。为此,在电机最大电流(转矩)受限的条件下,希望充分利用电机的允许过载能力,最好是在过渡过程中始终保持电流(转矩)为允许的最大值,使调速系统尽可能用最大的加速度启动,到达给定转速后,又让电流立即降低下来,使转速马上与负载相平衡,从而转入稳态运行。这样的理想启动过程波形示于图 2.2,这时,启动电流呈方形波,而转速是线性增长的。这是在最大电流(转矩)受限制的条件下调速系统所能得到的最快的启动过程。

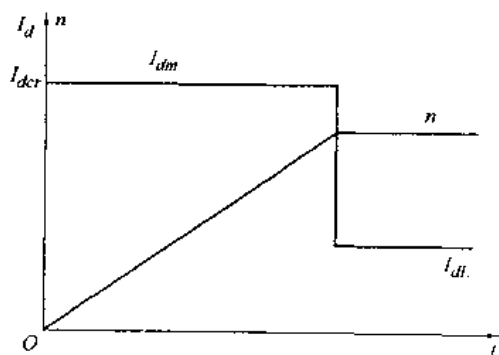


图 2.2 直流电机理想启动过程波形

实际上,由于主电路电感的作用,电流不能突跳,图 2.2 所示的理想启动波形只能得到近似的逼近,不能完全实现。为了实现在允许条件下最快启动,关键是要获得一段使电流保持为最大值  $I_{dm}$  的恒流过程。按照反馈控制规律,采用某个物理量的负反馈就可以保持该量基本不变,那么采用电流负反馈就应该能得到近似的恒流过程,这样就要控制转速和电流两个信号。而在这两个信号中,转速是可以人为给定且在整个运行过程中都要控制,电流信号在稳定运行时由负载决定,无法人为给定,只有在实际转速与给定转速发生误差时,才对其进行控制,且这时的控制值也只是不让电流超过允许的最大值,这样就不能让它和转速负反馈同时加到一个调节器的输入端,前述的单闭环直流调速系统就不能满足要求。

### 2.1.2 转速、电流双闭环调速系统的组成

根据前面的分析,在需要控制的两个信号中,转速信号是主控信号,电流信号是根据转速的误差进行控制的信号,这样就提出了转速、电流双闭环直流调速系统的概念,如图 2.3 所示。为了实现转速和电流两种负反馈分别起作用,在系统中设置了两个调节器,分别调节

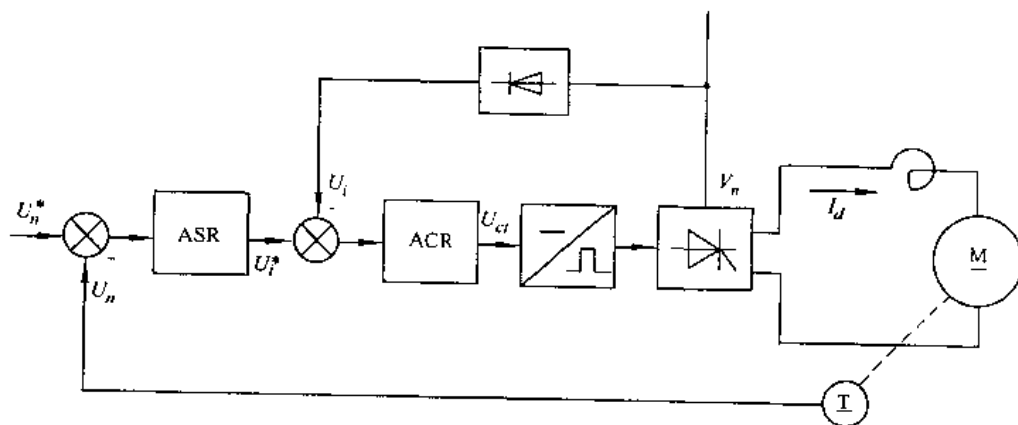


图 2.3 转速、电流双闭环直流调速系统

转速和电流,两者之间实行串联联接。这就是说,把转速调节器的输出当作电流调节器的输入,再用电流调节器的输出去控制晶闸管整流器的触发装置。从闭环结构上看,电流调节环在里面,叫做内环;转速调节环在外边,叫做外环。



为了获得良好的静、动态性能,双闭环调速系统的两个调节器一般都采用PI调节器,两个调节器的输出都是带限幅的,转速调节器ASR的输出限幅(饱和)电压是 $U_{im}^*$ ,它决定了电流调节器给定电压的最大值;电流调节器ACR的输出限幅电压是 $U_{cm}^*$ ,它限制了晶闸管整流器输出电压的最大值。

## 2.2 转速、电流双闭环调速系统及其静特性

### 2.2.1 稳态结构图和静特性

为了分析双闭环调速系统的静特性,必须先绘出它的稳态结构图,如图2.4。它可以很方便地根据图2.3的原理图画出来,只要注意用带限幅的输出特性表示PI调节器就可以了。分析静特性的关键是掌握PI调节器的稳态特征。一般存在两种状况:饱和——输出达到限幅值;不饱和——输出未达到限幅值。当调节器饱和时,输出为恒值,输入量的变化不再影响输出,除非有反向的输入信号使调节器退出饱和;换句话说,饱和的调节器暂时隔断了输入和输出间的联系,相当于使该调节环开环。当调节器不饱和时,PI调节器作用使输入偏差电压 $\Delta u$ 在稳态时总是为零。

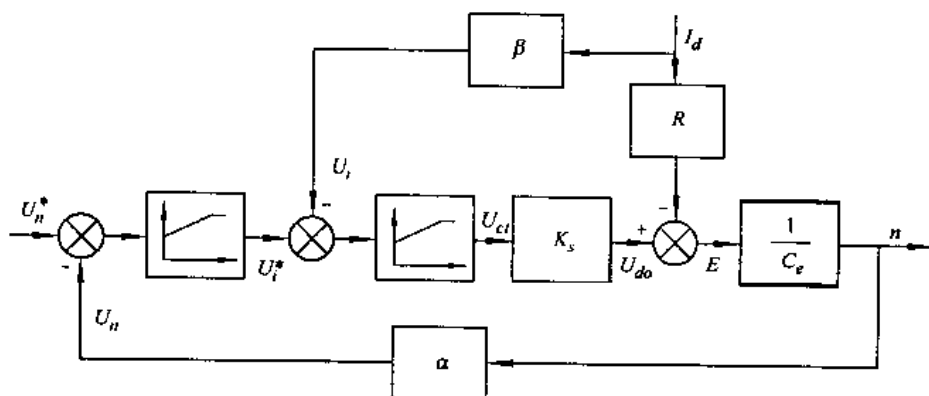


图 2.4 转速、电流双闭环直流调速系统稳态结构图

实际上,在正常运行时,电流调节器是不会达到饱和状态的。因此,对于静特性来说,只有转速调节器饱和与不饱和两种情况。

#### 2.2.1.1 转速调节器不饱和

这时,两个调节器都不饱和,稳态时,它们的输入偏差电压都是零。因此:

$$U_n^* = U_n = \alpha n$$

和

$$U_i^* = U_i = \beta I_d$$

由第一个关系式可得

$$n = \frac{U_n^*}{\alpha} = n_0 \quad (2.1)$$

从而得到图 2.5 静特性的  $n_0$ -A 段。

与此同时,由于 ASR 不饱和,  $U_i < U_{im}$ , 从上述第二个关系式可知:  $I_d < I_{dm}$ 。这就是说,  $n_c$ -A 段静特性从  $I_d = 0$  (理想空载状态) 一直延续到  $I_d = I_{dm}$ , 而  $I_{dm}$  一般都是大于额定电流  $I_{dnom}$  的。这就是静特性的运行段。

### 2.2.1.2 转速调节器饱和

ASR 输出达到限幅值  $U_{im}^*$ , 转速外环呈开环状态, 转速的变化对系统不再产生影响。双闭环系统变成一个电流无静差的单闭环系统。稳态时

$$I_d = \frac{U_{im}^*}{\beta} = I_{dm} \quad (2.2)$$

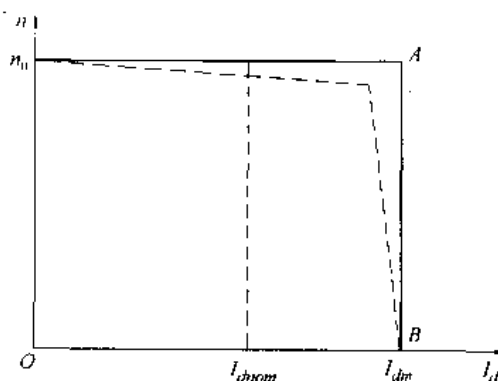


图 2.5 双闭环调速系统的静特性

式中,  $U_{im}^*$  为给定电压的最大值; 最大电流  $I_{dm}$  是由设计者选定的, 取决于电机的容许过载能力 (过载系数  $\lambda$ ) 和拖动系统允许的最大加速度。式 (2.2) 所描述的静特性是图 2.5 中的 A-B 段。这样的下垂特性只适合于  $n < n_c$  的情况。因为如果  $n \geq n_c$ , 则  $U_n \geq U_n^*$ , ASR 将退出饱和状态。

双闭环调速系统的静特性在负载电流小于  $I_{dm}$  时表现为转速无静差; 这时, 转速负反馈起主要调节作用。当负载电流达到  $I_{dm}$  后, 转速调节器饱和, 电流调节器起主要调节作用, 系统表现为电流无静差, 实现过电流的自动保护。这就是采用了两个 PI 调节器分别形成内外两个闭环的效果。这样的静特性显然比带电流截止负反馈的单闭环系统静特性好。然而实际上运算放大器的开环放大系数并不是无穷大, 静特性的两段实际上都略有很小的静差, 如图 2.5 中虚线所示。

### 2.2.2 各变量的稳态工作点和稳态参数计算

由图 2.4 可以看出, 双闭环调速系统在稳态工作中, 当两个调节器都不饱和时, 各变量之间有下列关系

$$U_n^* = U_n = \alpha n = \alpha n_0 \quad (2.3)$$

$$U_i^* = U_i = \beta I_d = \beta I_{dL} \quad (2.4)$$

$$U_{cr} = \frac{U_{d0}}{K_s} = \frac{C_e n + I_d R}{K_s} = \frac{C_e U_n^* / \alpha + I_{dL} R}{K_s} \quad (2.5)$$

上述关系表明, 在稳态工作点上, 转速  $n$  是由给定电压  $U_n^*$  决定的, ASR 的输出量  $U_i^*$  是由负载电流  $I_{dL}$  决定的, 而控制电压  $U_{cr}$  的大小则同时取决于  $n$  和  $I_d$ , 或者说, 同时取决于  $U_n^*$  和  $I_{dL}$ 。这些关系反映了 PI 调节器不同于 P 调节器的特点。比例环节的输出量总是正比于其输入量, 而 PI 调节器则不然, 其输出量的稳态值与输入无关, 而是由它后面环节的需要决定的, 后面需要 PI 调节器提供多么大的输出值, 它就能提供多少, 直到饱和为止。

鉴于这一特点, 双闭环调速系统的稳态参数计算与单闭环有静差系统完全不同, 而是与无静差系统的稳态计算相似, 即根据各调节器的给定与反馈值计算有关的反馈系数:

转速反馈系数

$$\alpha = \frac{U_{nm}^*}{n_{max}} \quad (2.6)$$

电流反馈系数

$$\beta = \frac{U_{im}^*}{I_{dm}} \quad (2.7)$$

两个给定电压的最大值  $U_{im}^*$  和  $U_{dm}^*$ , 是受运算放大器的工作电压及允许输入电压限制的。

## 2.3 动态数学模型和动态分析

### 2.3.1 动态数学模型

#### 2.3.1.1 双闭环系统的动态数学模型

在单闭环调速系统动态数学模型的基础上, 考虑双闭环控制的结构, 即可绘出双闭环调速系统的动态结构图, 如图 2.6 所示。图中  $W_{ASR}(S)$  和  $W_{ACR}(S)$  分别表示转速和电流调节器的传递函数。为了引出电流反馈, 电动机的动态结构图中必须把电枢电流显露出来。

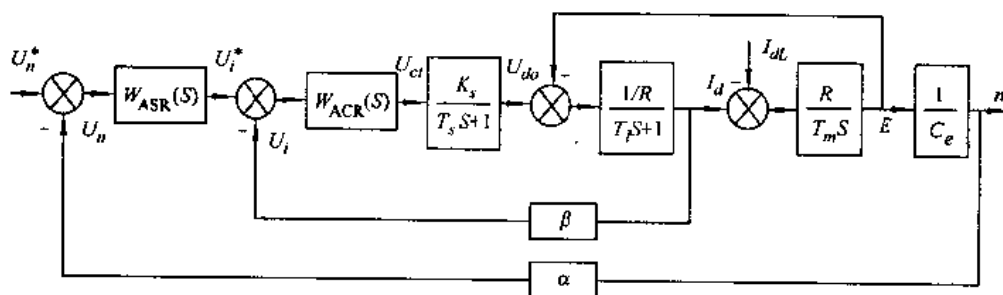


图 2.6 双闭环调速系统的动态结构图

实际使用时, 双闭环系统的动态结构图中还增加了滤波环节, 包括电流滤波、转速滤波和两个给定滤波环节。由于电流检测信号中常含有交流分量, 须加低通滤波, 其滤波时间常数  $T_i$  按需要选定。滤波环节要抑制反馈信号中的交流分量, 但同时也给反馈信号带来延滞。为了平衡这一延滞作用, 在给定信号通道中加入一个相同时间常数的惯性环节, 称为给定滤波环节。其意义是: 让给定信号和反馈信号经过同样的延滞, 使两者在时间上得到恰当的配合, 从而带来设计上的方便, 实际的双闭环系统的动态结构图见图 2.7。

由测速发电机得到的转速反馈电压含有电机的换向纹波, 因此也需要滤波, 滤波时间常数用  $T_n$  表示。与电流环一样的道理, 在转速给定通道中也配上时间常数为  $T_n$  的给定滤波环节。

#### 2.3.1.2 双闭环系统动态结构图的简化

##### (1) 电流环的简化

图 2.7 虚线框内就是电流环的结构图。对电流环简化时首先遇到的问题是反电动势产生的交叉反馈作用, 它代表转速环输出量对电流环的影响, 在简化电流环时要考虑它的影响自然是比较困难的。但实际系统中的电磁时间常数  $T_l$  一般都远小于机电时间常数  $T_m$ , 因而电流的调节过程往往比转速的变化过程快得多, 也就是说, 比反电动势  $E$  的变化快得多。反

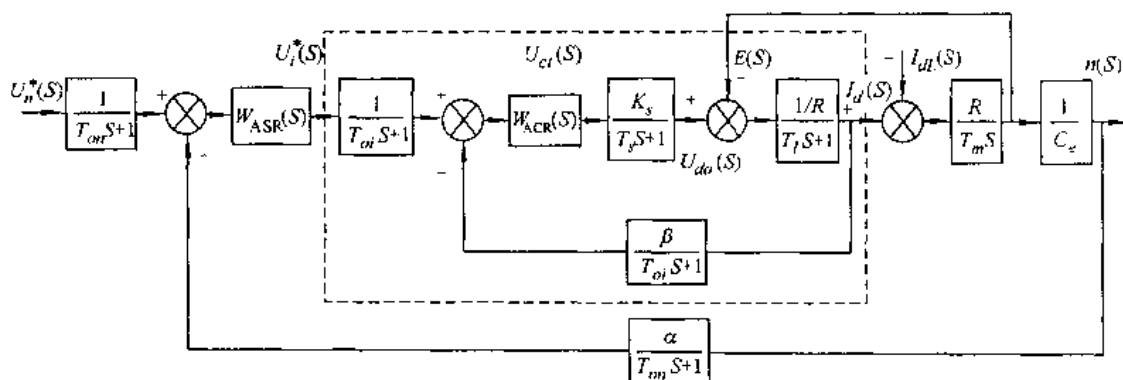


图 2.7 实际使用的双闭环调速系统的动态结构图

电动势对电流环来说只是一个变化缓慢的扰动作用,在电流调节器的调节过程中可以近似地认为  $E$  基本不变,即  $\Delta E \approx 0$ 。这样,在简化电流环时,可以暂不考虑反电动势变化的动态作用,而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近似结构图,如图 2.8(a)所示。再把给定滤波和反馈滤波两个环节等效地移到环内,得图 2.8(b)(这就是两个时间常数取值相等的方便之处)。最后,  $T_i$  和  $T_{oi}$  一般都比  $T_i$  小得多,可以当作小惯性环节处理,看成一个惯性环节,取

$$T_{\Sigma i} = T_i + T_{oi} \quad (2.8)$$

则电流环结构图最终简化成图 2.8(c)。

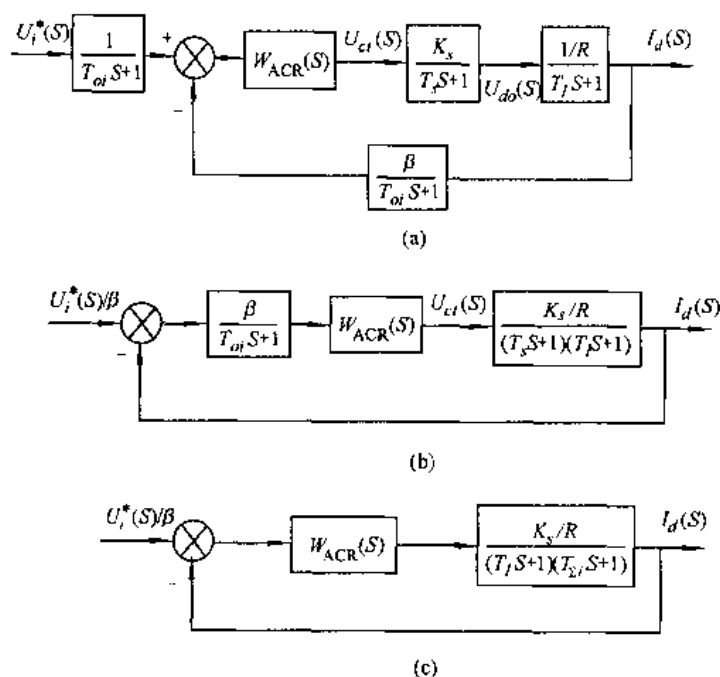


图 2.8 电流环简化结构图

## (2) 转速环的简化

用电流环的等效环节  $W_{CL}(S)$  代替图 2.7 中的电流闭环后, 整个转速调节系统的动态结构图便如图 2.9(a) 所示。

和前面一样, 把给定滤波和反馈滤波环节等效地移到环内, 同时将给定信号改为  $U_n^*(S)/\alpha$ , 则转速环结构图可简化成图 2.9(b)。

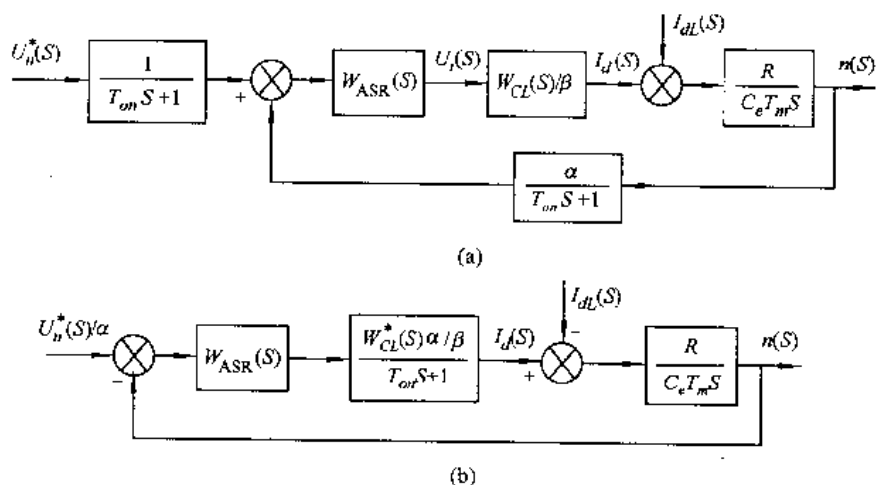


图 2.9 转速环的动态结构图及其近似处理

### 2.3.2 启动过程分析

前面已经指出, 设置双闭环控制的一个重要目的就是要获得接近于理想的启动过程(图 2.2), 因此在分析双闭环调速系统的动态性能时, 有必要首先探讨它的启动过程。双闭环调速系统突加给定电压  $U_n^*$  由静止状态启动时, 转速和电流的过渡过程示于图 2.10。由于在启动过程中转速调节器 ASR 经历了不饱和、饱和、退饱和三个阶段, 整个过渡过程也就分成三段, 在图中分别以 I、II 和 III 表示。

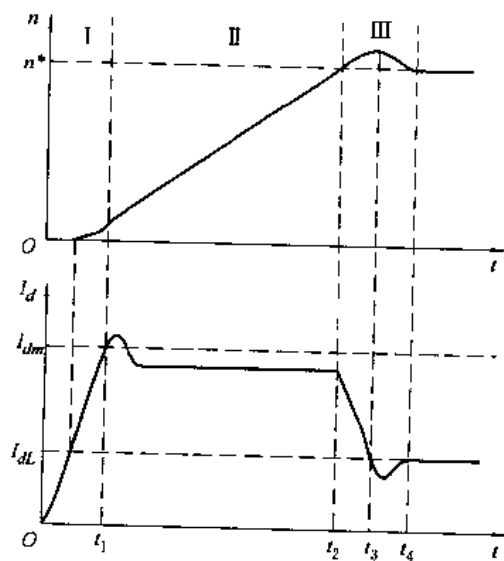


图 2.10 双闭环系统启动过程的转速和电流波形



第Ⅰ阶段  $0 \sim t_1$ : 是电流上升的阶段。突加给定电压  $U_i^*$  后, 通过两个调节器的控制作用, 使  $U_a$ 、 $U_{do}$ 、 $I_d$  都上升, 当  $I_d \geq I_{dl}$  后, 电动机开始转动。由于直流电机机械惯性(机电时间常数)的作用, 转速的增长不可能很快, 因而转速调节器 ASR 的输入偏差电压  $\Delta U_n = U_n^* - U_n$  数值较大, 输出很快达到限幅值  $U_{im}^*$ , 强迫电流  $I_d$  迅速上升。当  $I_d \approx I_{dm}$  时,  $U_i \approx U_{im}^*$ , 电流调节器的作用使  $I_d$  不再迅猛增长, 标志着这一阶段的结束。在这一阶段中, 由于转速的上升是一个机械运动的过程, 其机电时间常数较大, 故 ASR 由不饱和很快达到饱和, 而电流的上升是一个电磁过程, 其电磁时间常数较小, 故 ACR 一般不会饱和, 以保证电流环的调节作用。

第Ⅱ阶段  $t_1 \sim t_2$ : 是恒流升速阶段。从电流升到最大值  $I_{dm}$  开始, 到转速升到给定值  $n^*$  即静特性上的  $n_0$  为止, 属于恒流升速阶段, 是启动过程中的主要阶段。在这个阶段中, ASR 一直是饱和的, 转速环相当于开环状态, 系统表现为在恒值电流给定电压  $U_{im}^*$  作用下的电流调节系统, 若电流  $I_d$  小于  $U_{im}^*$  给定的值, 则 ACR 的输出增加, 使输出电流增加; 反之则使输出电流减小, 从而基本上保持电流  $I_d$  恒定(电流可能超调, 也可能不超调, 取决于电流调节器的结构和参数), 因而调速系统的加速度恒定, 转速呈线性增长(图 2.10)。与此同时, 电动机的反电动势  $E$  也按线性增长。对电流调节系统来说, 这个反电动势是一个线性渐增的扰动量(图 2.6), 为了克服这个扰动,  $U_{do}$  和  $U_a$  也必须基本上按线性增长, 才能保持  $I_d$  恒定。由于电流调节器 ACR 是 PI 调节器, 要使其的输出量按线性增长, 其输入偏差电压  $\Delta U_i = U_{im}^* - U_i$  必须维持一定的恒值, 也就是说,  $I_d$  应略低于  $I_{dm}$ 。此外还应指出, 为了保证电流环的这种调节作用, 在启动过程中电流调节器是不能饱和的, 同时整流装置的最大电压  $U_{dm}$  也须留有余地, 即晶闸管装置也不应饱和, 这些都是在设计中必须注意的。

第Ⅲ阶段,  $t_2$  以后是转速调节阶段。这阶段开始时, 转速已经达到给定值, 转速调节器的给定电压与反馈电压相平衡, 输入偏差为零, 但其输出却由于积分作用还维持在限幅值  $U_{im}^*$ , 所以电动机仍在最大电流下加速, 使转速超调。转速超调以后, ASR 输入端出现负的偏差电压, 使它退出饱和状态, 其输出电压即 ACR 的给定电压  $U_i^*$  立即从限幅值降下来, 主电流  $I_d$  也因而下降。但是, 由于  $I_d$  仍大于负载电流  $I_{dl}$ , 在一段时间内, 转速仍继续上升。到  $I_d = I_{dl}$  时, 转矩  $T_e = T_L$ , 则  $\frac{dn}{dt} = 0$ , 转速  $n$  达到峰值( $t = t_c$  时)。此后, 电动机才开始在负载的阻力下减速, 与此相应, 电流  $I_d$  也出现一段小于  $I_{dl}$  的过程, 直到稳定。在这最后的转速调节阶段内, ASR 与 ACR 都不饱和, 同时起调节作用。由于转速调节在外环, ASR 处于主导地位, 而 ACR 的作用则力图使  $I_d$  尽快地跟随 ASR 的输出量  $U_i^*$ , 或者说, 电流内环是一个电流随动子系统。

### 2.3.3 双闭环调速系统的启动过程的特点

#### 2.3.3.1 饱和非线性控制

随着 ASR 的饱和与不饱和, 整个系统处于完全不同的两种状态。当 ASR 饱和时, 转速环开环, 系统表现为恒值电流调节的单闭环系统; 当 ASR 不饱和时, 转速环闭环, 整个系统是一个无静差调速系统, 而电流内环则表现为电流随动系统。在不同情况下表现为不同结构的线性系统, 这就是饱和非线性控制的特征。决不能简单地应用线性控制理论来分析和设计这样的系统, 可以采用分段线性化的方法来处理。分析过渡过程时, 还必须注意初始状态, 前

一阶段的终了状态就是后一阶段的初始状态。如果初始状态不同,即使控制系统的结构和参数都不变,过渡过程还是不一样的。

#### 2.3.3.2 准时间最优控制

启动过程中主要的阶段是第Ⅱ阶段,即恒流升速阶段,它的特征是电流保持恒定,一般选择为允许的最大值,以便充分发挥电机的过载能力,使启动过程尽可能最快。这个阶段属于电流受限制条件下的最短时间控制,或称“时间最优控制”。但整个启动过程与图2.2的理想快速启动过程相比还有一些差距,主要表现在第Ⅰ、Ⅲ两阶段电流不是突变。不过这两段的时间只占全部启动时间中很小的成分,已无伤大局,所以双闭环调速系统的启动过程可以称为“准时间最优控制”过程。如果一定要追求严格最优控制,控制结构要复杂得多,而所取得的效果则有限,并不值得。

采用饱和和非线性控制方法实现准时间最优控制是一种很有实用价值的控制策略,在各种多环控制系统中普遍地得到应用。

#### 2.3.3.3 退饱和和转速超调

由于采用了饱和和非线性控制,启动过程结束进入第Ⅲ阶段即转速调节阶段后,必须使转速调节器退出饱和状态。按照PI调节器的特性,只有使转速超调,ASR的输入偏差电压 $\Delta U$ 为负值,才能使ASR退出饱和。这就是说,采用PI调节器的双闭环调速系统的转速动态响应必然有超调,这种超调称为退饱和超调,与经典控制理论中分析的超调不同。在一般情况下,转速略有超调对实际运行影响不大。如果工艺上不允许超调,就必须采取另外的控制措施。

应该指出,晶闸管整流器的输出电流是单方向的,不可能在制动时产生负的回馈制动转矩。因此,不可逆的双闭环调速系统虽然有很快的启动过程,但在制动时,当电流下降到零以后,就只好自由停车。如果必须加快制动,只能采用电阻能耗制动或电磁抱闸。同样,减速时也有这种情况。类似的问题还可能在空载启动时出现。这时,在启动的第Ⅲ阶段内,电流很快下降到零而不可能变负,于是造成断续的动态电流,从而加剧了转速的振荡,使过渡过程拖长,这是又一种非线性因素造成的。

### 2.3.4 动态性能和两个调节器的作用

一般来说,双闭环调速系统具有比较满意的动态性能。

#### 2.3.4.1 动态跟随性能

如上所述,双闭环调速系统在启动和升速过程中,能够在电流受电机过载能力约束的条件下,表现出很快的动态跟随性能。在减速过程中,由于主电路电流的不可逆性,跟随性能变差。对于电流内环来说,在设计调节器时应强调有良好的跟随性能。

#### 2.3.4.2 动态抗扰性能

##### (1) 抗负载扰动

由图2.6动态结构图中可以看出,负载扰动作用在电流环之后,只能靠转速调节器来产生抗扰作用。因此,在突加(减)负载时,必然会引起动态速降(升)。为了减小动态速降(升),必须在设计ASR时,要求系统具有较好的抗扰性能指标。对于ACR的设计来说,只要电流环具有良好的跟随性能就可以了。

##### (2) 抗电网电压扰动

电网电压扰动和负载扰动在系统动态结构图中作用的位置不同,系统对它的动态抗扰效果也不一样。例如图 2.11(a) 的单闭环调速系统中,电网电压扰动  $\Delta U_d$  和负载电流扰动  $I_{dL}$  都作用在被负反馈环包围的前向通道上,仅就静特性而言,系统对它们的抗扰效果是一样的。但是从动态性能上看,由于扰动作用的位置不同,还存在着及时调节上的差别。负载扰动  $I_{dL}$  作用在被调量  $n$  的前面,它的变化经积分后就可被转速检测出来,从而在调节器 ASR 上得到反映。电网电压扰动的作用点则离被调量更远,它的波动先要受到电磁惯性的阻挠后影响到电枢电流,再经过机电惯性的滞后才能反映到转速上来,等到转速反馈产生调节作用,已经嫌晚。在双闭环调速系统中,由于增设了电流内环(图 2.11(b)),这个问题便大有好转。由于电网电压扰动被包围在电流环之内,当电压波动时,可以通过电流反馈得到及时的调节,不必等到影响转速后才在系统中有所反应。因此,在双闭环调速系统中,由电网电压波动引起的动态速降会比单闭环系统中小得多。

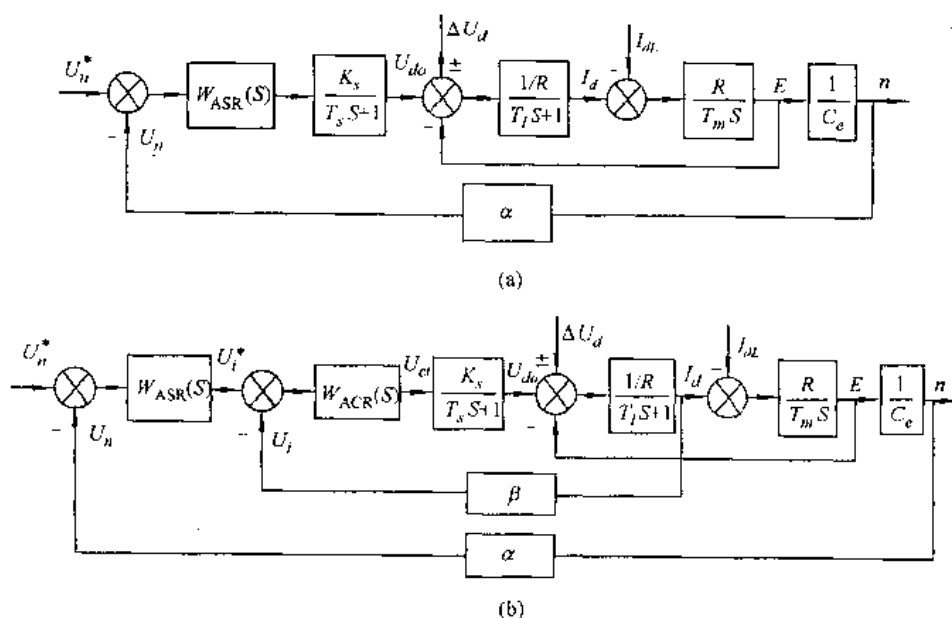


图 2.11 调速系统的动态抗干扰能力分析

(a) 单闭环调速系统; (b) 双闭环调速系统

#### 2.3.4.3 两个调节器的作用

综上所述,转速调节器和电流调节器在双闭环调速系统中的作用可以归纳如下:

##### (1) 转速调节器的作用

- ① 使转速  $n$  跟随给定电压  $U_n^*$  变化,稳态无静差。
- ② 对负载变化起抗扰作用。
- ③ 其输出限幅值决定允许的最大电流。

##### (2) 电流调节器的作用

- ① 对电网电压波动起及时抗扰作用。
- ② 启动时保证获得允许的最大电流。
- ③ 在转速调节过程中,使电流跟随其给定电压  $U_n^*$  变化。
- ④ 当电机过载甚至堵转时,限制电枢电流的最大值,从而起到快速的安全保护作用。如

果故障消失,系统能够自动恢复正常。

## 2.4 转速、电流双闭环的超调及其抑制

### 2.4.1 问题的提出

双闭环调速系统因其具有良好的稳态和动态性能、结构简单、工作可靠、调试方便而成为应用最广的直流调速系统。纵观其稳态和动态性能,美中不足之处就是转速必然超调,而这一不足,是由于在系统中采用了PI调节器作为转速调节器而造成的,在某些不允许转速超调的情况下,这种系统的应用就受到了限制。

为了解决这个问题,我们首先分析超调产生的原因。根据前面的分析,双闭环调速系统产生的超调称为退饱和超调,是由于PI调节器退饱和而产生的,而PI调节器退饱和必须在其输入信号反向后才开始,在前面介绍的双闭环系统中,必须等到转速达到给定值以后,转速PI调节器的输入才反向,因而解决这一问题的最简便的方法就是在转速达到给定值之前,就使转速调节器退饱和,也就是说,在转速调节器的输入端另加一个超前的信号,这一信号的加入,不能影响系统的正常运行。

根据自动控制理论,加入这一信号的一个简单有效的办法就是在转速调节器上引入转速微分反馈,稳态时,转速微分反馈信号不起作用,对系统的稳态运行无任何影响;动态时,该信号提供了一个超前量,使转速PI调节器提前退出饱和,从而抑制转速超调直到消灭超调。

### 2.4.2 带转速微分负反馈双闭环调速系统的基本原理

带转速微分负反馈的双闭环系统与普通双闭环系统的区别仅在转速调节器上,这时转速调节器的原理示于图2.12。和普通转速调节器相比,增加了电容 $C_{dn}$ 和电阻 $R_{dn}$ ,即在转速负反馈的基础上叠加一个转速微分负反馈信号。在转速变化过程中(图2.13),两个信号一起与给定信号 $U_n^*$ 相抵,将在比普通双闭环系统更早一些的时刻达到平衡,开始退饱和。由图2.13可见,普通双闭环系统的退饱和点是 $O'$ ,现在提前到 $T$ 点。 $T$ 点所对应的转速 $n_t$ 比 $n^*$ 低,因而有可能在进入线性闭环系统工作之后没有超调就趋于稳定,如图2.13中曲线2所示。

在分析带微分负反馈转速调节器的动态结构时,先看一下微分反馈支路的电流 $i_{dn}$ ,用拉氏变换式表示为

$$i_{dn}(S) = \frac{\alpha n(S)}{R_{dn} + \frac{1}{C_{dn}S}}$$

因此,图2.12虚地点A的电流平衡方程为

$$\frac{U_n^*(S)}{R_o(T_{\alpha n}S + 1)} - \frac{\alpha n(S)}{R_o(T_{\alpha n}S + 1)} - \frac{\alpha C_{dn}S n(S)}{R_{dn}C_{dn}S + 1} = \frac{U_i^*(S)}{R_n + \frac{1}{C_nS}}$$

整理后得

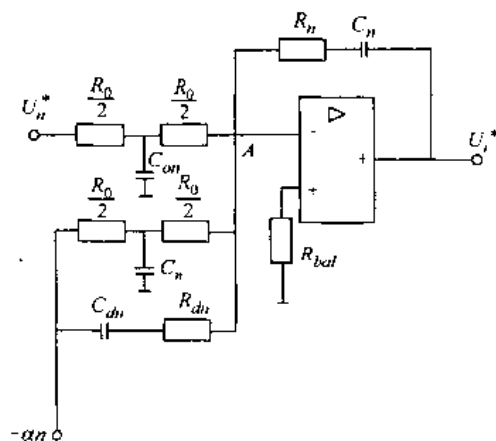


图 2.12 带微分负反馈的转速调节器

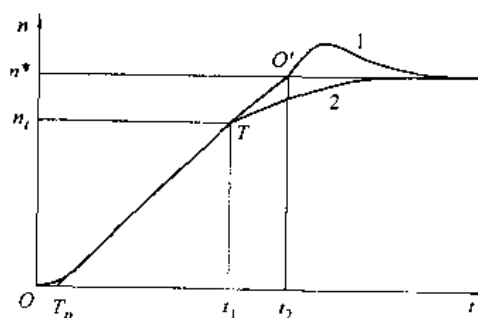


图 2.13 转速微分负反馈对启动过程的影响

1—普通双闭环系统；2—带微分负反馈的系统

$$\frac{U_n^*(S)}{T_{on}^*S+1} - \frac{\alpha n(S)}{T_{on}S+1} - \frac{\alpha \tau_{dn} S n(S)}{T_{on}S+1} = \frac{U_i^*(S)}{K_n \frac{\tau_n S+1}{\tau_n S}} \quad (2.9)$$

式中  $\tau_{dn} = R_0 C_{dn}$ ——转速微分时间常数；

$T_{on} = R_{on} C_{on}$ ——转速微分滤波时间常数。

根据式(2.9)可以绘出转速微分负反馈的转速环动态结构图,如图 2.14(a)所示。可以看出, $C_{dn}$ 的作用主要是对转速信号进行微分,因此称为微分电容;而  $R_{dn}$ 的主要作用是滤去微分后带来的高频噪声,可以称为滤波电阻。

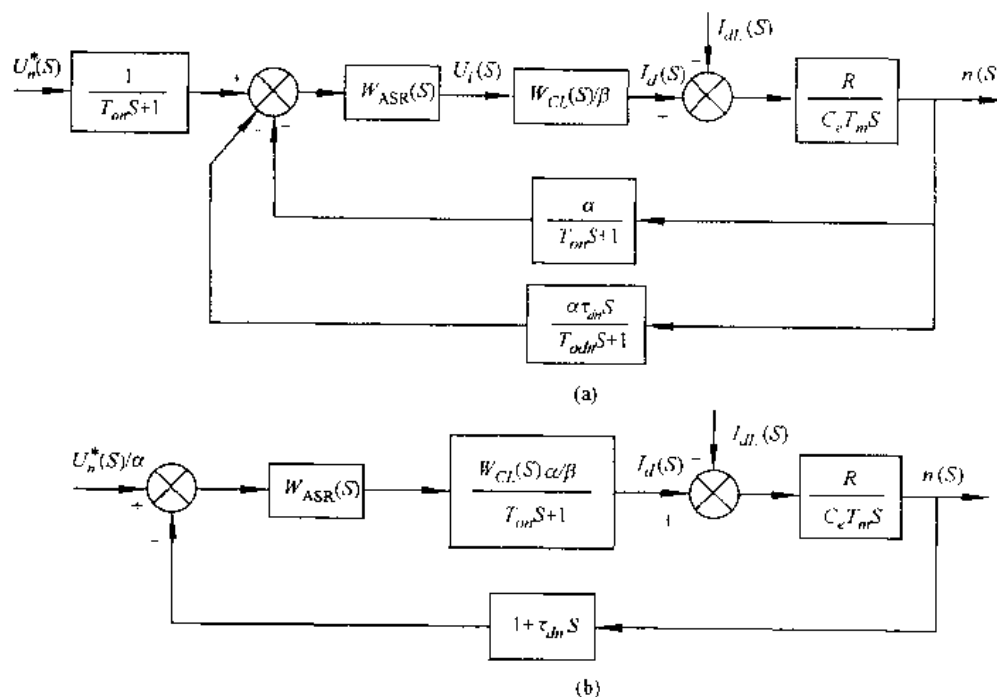


图 2.14 带转速微分负反馈的转速环动态结构图

(a) 原始结构图;(b) 简化后的结构图

为了分析方便起见,取  $T_{\text{actn}} = T_{\text{on}}$ ;再将滤波环节都移到转速环内,得简化后的结构图如图 2.14(b)所示。与图 2.8(b)的普通双闭环系统相比,只是在反馈通道中增加了微分项  $\tau_{\text{dn}}S$ 。



### 3 可逆调速系统

#### 本章提要

为了满足生产机械对拖动电机四象限运行的要求,必须采用可逆调速系统。本章第一节介绍可逆调速系统的基本结构和特点,着重点在电枢反接可逆。针对可逆调速系统的特点之一的环流问题进行了分析,根据环流的有无分别介绍了有环流可逆调速系统和无环流可逆调速系统的结构与控制方法。第二节介绍有环流可逆调速系统,着重阐述了配合控制规律,并详细分析了制动过程中系统各环节的工作情况。第三节介绍无环流可逆调速系统,着重对逻辑控制和错位控制无环流系统控制方法的原理和实际问题进行了分析。

#### 3.1 可逆调速系统的基本结构和特点

在可逆调速系统中,对电动机最基本的要求是能改变其旋转方向。而要改变电动机的旋转方向,就必须改变电动机电磁转矩的旋转方向。由直流电动机的转矩公式  $T_e = C_m \Phi I_d$  可知,改变转矩  $T_e$  的方向有两种方法:一是改变电动机电枢电流的方向,实际上是改变电动机电枢电压的极性;二是改变电动机励磁磁通的方向,即改变励磁电流的方向。与此对应,晶闸管-电动机系统的可逆线路就有两种方式,即电枢反接可逆线路和励磁反接可逆线路。

##### 3.1.1 电枢反接可逆线路

电枢反接可逆线路的方法是多种多样的,不同的生产机械可根据各自的要求去选择。图 3.1 为接触器切换的可逆线路。当正向接触器 KMF 吸合时,电动机端电压为  $A(+)$ 、 $B(-)$ ,电动机正转;如果反向接触器 KMR 吸合,电动机端电压变为  $A(-)$ 、 $B(+)$ ,则电动机反转。

这种方案比较简单、经济,但是,如果接触器频繁切换,其动作噪音较大,寿命较低,而且需要零点几秒的时间,所以只适用于不经常正反转的生产机械。

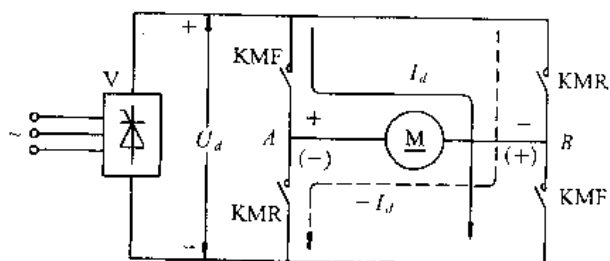


图 3.1 用接触器切换的可逆线路

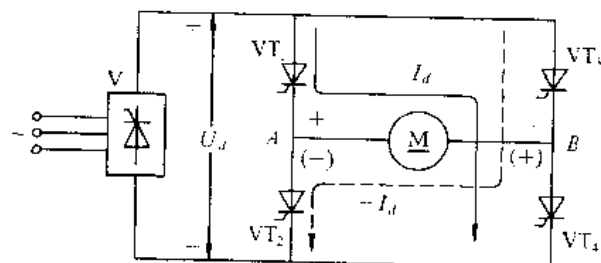


图 3.2 用晶闸管开关切换的可逆线路

为了避免有触点电器的缺点,也可采用无触点的晶闸管开关代替接触器,如图 3.2 所示。当  $VT_1$ 、 $VT_4$  晶闸管开关导通时,电动机正转;当  $VT_2$ 、 $VT_3$  晶闸管开关导通时,电动机

反转。

这种方案的线路比较简单,工作可靠性也比较高,在有些中小容量的可逆拖动中经常采用。但是在此方案中除原有的一套晶闸管装置外,还需要当作开关用的四个晶闸管,对其耐压和电流容量的要求比较高,与下面讨论的采用两组晶闸管装置供电的可逆线路比较,在经济上并不节省多少。

在要求频繁正反转的机械上,经常采用的是两组晶闸管装置反并联的可逆线路,见图 3.3(a)。电动机正转时,由正组晶闸管装置 VF 供电;反转时,由反组晶闸管装置 VR 供电。正、反向运行时拖动系统工作在第一、第三两个象限中,如图 3.3(b)。两组晶闸管分别由两套触发装置控制,都能灵活地控制电动机的启、制动和升、降速。但在一般情况下不允许让两组晶闸管同时都处于整流状态,否则将造成电源短路,因此,这种线路对控制电路提出了严格的要求,这是反并联可逆线路的一个极其重要的问题。

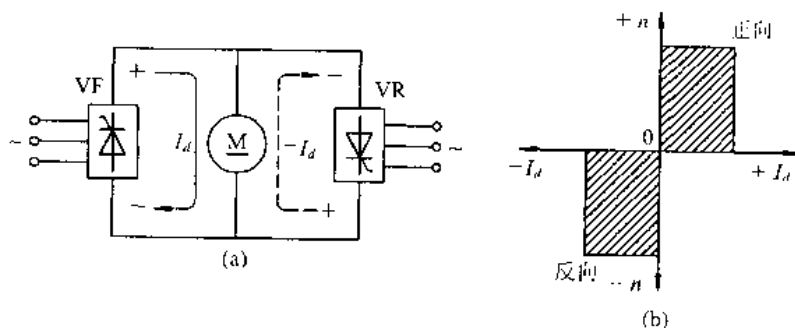


图 3.3 两组晶闸管装置反并联可逆线路

(a) 可逆线路;(b)运行范围

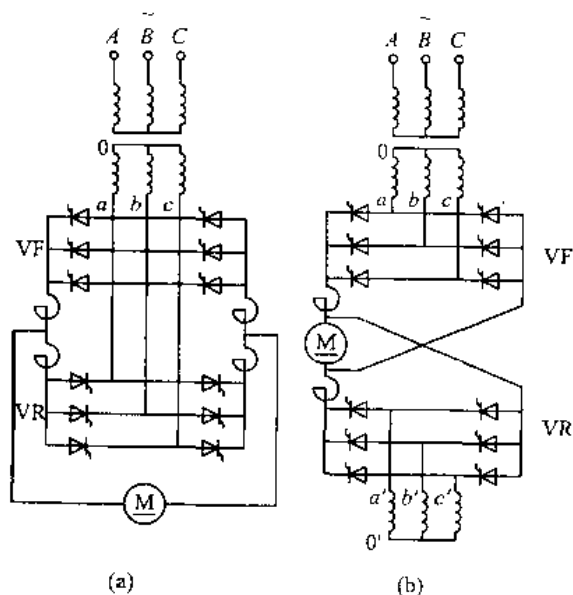


图 3.4 三相桥式可逆线路

(a) 反并联线路;(b)交叉连接线路

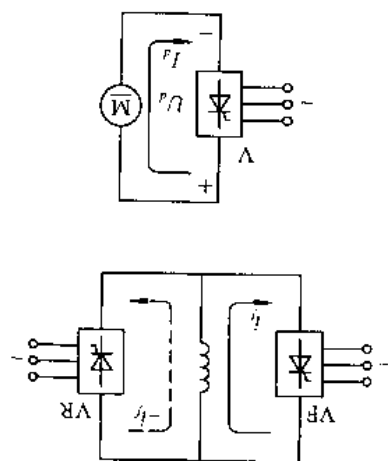


图 3.5 晶闸管装置反并联励磁反接可逆线路

在上述的反并联线路中,两组晶闸管的电源是共同的。如果有两台独立的整流变压器,或者一台整流变压器有两套二次绕组,还可以组成交叉连接的可逆线路。图 3.4 中画出了三相桥式反并联线路和交叉连接线路,以便比较。

### 3.1.2 励磁反接可逆线路

要使直流电动机反转,除了改变电枢电压的极性外,改变励磁磁通的方向也能得到同样的效果,因此又有励磁反接的可逆线路,见图 3.5。这时,电动机电枢只要一组晶闸管装置供电并调速,而励磁绕组则由另外的晶闸管装置供电,像电枢反接可逆线路一样,可以采用接触器切换、晶闸管开关切换、反并联或交叉连接线路中任何一种方案来改变其励磁电流的方向。图 3.5 中只画了两组晶闸管装置反并联提供励磁电流的方案,其工作原理读者可以自行分析。

由于励磁功率只占电动机额定功率的 1%~5%,显然反接励磁所需的晶闸管装置容量要小得多,只在电枢回路用一组大容量的装置就够了,这样,对于大容量电动机,励磁反接的方案投资较少,在经济上是比较便宜的。但是,由于励磁绕组的电感较大,励磁反向的过程要比电枢反向慢得多,大一些的电机,其励磁时间常数可达几秒的数量级,如果听任励磁电流自然地衰减或增大,那么电流反向就可能需要 10s 以上的时间。为了尽可能快地反向,常采用“强迫励磁”的方法,即在励磁反向过程中加 2~5 倍的反向励磁电压,迫使励磁电流迅速改变,当达到所需数值时立即将励磁电压降到正常值。此外,在反向过程中,当励磁电流由额定值下降到零这段时间里,如果电枢电流依然存在,电动机将会出现弱磁升速的现象,这在生产工艺上是不容许的。为了避免出现这种情况,应在磁通减弱时保证电枢电流为零,以免产生原方向的转矩,妨碍电机反转。上述这些现象和要求无疑增加了控制系统的复杂性。因此,励磁反接的方案只适用于对快速性要求不高,正、反转不太频繁的大容量可逆系统,例如转扬机、电力机车等等。

## 3.2 有环流可逆调速系统

采用两组晶闸管反并联或交叉连接是可逆系统中比较典型的电路,它解决了调速系统频繁正反转运行和回馈制动中电能的回馈通道,使调速系统不但在启动过程中,而且在制动过程中也具有良好的动态性能。但随之而来的环流问题是影响系统安全工作并决定可逆系统性质的一个重要问题。

### 3.2.1 环流及其种类

所谓环流,是指不流过电动机或其他负载,而直接在两组晶闸管之间流动的短路电流,如图 3.6 所示反并联线路中的电流  $I_c$ 。环流的存在会加重晶闸管和变压器的负担,消耗无用的功率,环流太大时甚至导致晶闸管损坏,因此必须予以抑制。但环流也并非一无是处,只要控制得好,保证晶闸管安全工作,可以利用环流作为流过晶闸管的基本负载电流,即使在电动机空载或轻载时也可使晶闸管装置工作在电流连续区,避免了电流断续引起的非线性现象对系统静、动态性能的影响。而且在可逆系统中存在少量环流,可以保证电流的无间断反向,加快反向的过渡过程。

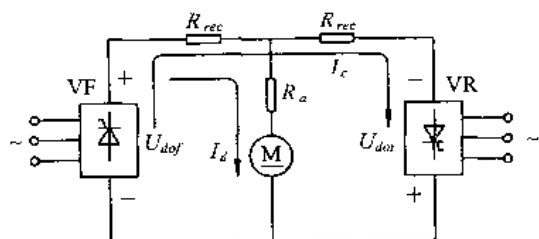


图 3.6 反并联可逆线路中的环流

$I_d$ —负载电流;  $I_c$ —环流;  $R_{rec}$ —整流装置内阻

### 3.2.1.1 直流平均环流与配合控制

由图 3.6 反并联可逆线路可以看出:如果让正组晶闸管 VF 和反组晶闸管 VR 都处于整流状态,正组整流电压  $U_{dof}$  和反组整流电压  $U_{dor}$  正负连接,将造成电源短路,此短路电流即为直流平均环流。

为了防止产生直流平均环流,当正组 VF 处于整流状态时,其整流电压  $U_{dof}$  为正,这时应该让反组 VR 处于逆变状态,此时  $U_{dor}$  为负,输出一个逆变电压把它顶住,而且幅值与  $U_{dof}$  相等,于是

$$U_{dof} = -U_{dor} \quad (3.1)$$

由于

$$U_{dof} = K_1 U_2 \cos \alpha_f$$

$$U_{dor} = K_1 U_2 \cos \alpha_r$$

故

$$\cos \alpha_f = -\cos \alpha_r$$

或

$$\alpha_f + \alpha_r = 180^\circ \quad (3.2)$$

再根据逆变角的定义可得

$$\alpha_f = \beta_r \quad (3.3)$$

按照这样的条件来控制两组晶闸管,就可以消除直流平均环流。这样的控制方式叫做  $\alpha = \beta$  工作制配合控制。为了更可靠地消除直流平均环流,可采用

$$\alpha_f \geq \beta_r \quad (3.4)$$

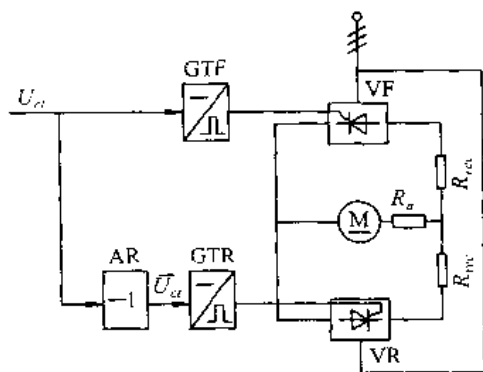
实现  $\alpha = \beta$  工作制配合控制是比较容易的,只要将两组晶闸管装置触发脉冲的零位都定在  $90^\circ$ ,即当控制电压  $U_\alpha = 0$  时,使  $\alpha_{fo} = \alpha_{ro} = \beta_{ro} = 90^\circ$ ,则  $U_{dof} = U_{dor} = 0$ ,电动机处于停车状态,增大控制电压  $U_\alpha$  的移相时,只要使两组触发装置的控制电压大小相等、符号相反就可以了。这样的触发控制电路如图 3.7 所示,它用同一个控制电压  $U_\alpha$  去控制两组触发装置。正组 GTF 由  $U_\alpha$  直接控制,而反组 GTR 由  $\bar{U}_\alpha$  控制。 $\bar{U}_\alpha = -U_\alpha$ ,由  $U_\alpha$  输入放大系数为  $-1$  的反号器 AR 获得。

当触发装置的同步信号为锯齿波时,两组触发装置的移相控制特性如图 3.8 所示。其中,当控制电压  $U_\alpha = 0$  时,两组触发装置的控制角  $\alpha_f$  和  $\alpha_r$  都调整在  $90^\circ$ ;当  $U_\alpha$  增大时控制角  $\alpha_f$  减小,正组晶闸管进入整流状态,整流电压  $U_{dof}$  增大,反组控制角  $\alpha_r$  增大,或逆变角  $\beta_r$  减小,反组进入逆变状态,逆变电压  $U_{dor}$  增大。因为  $\bar{U}_\alpha = -U_\alpha$ ,所以在  $U_\alpha$  增大移相过程中,始

环流可以分为两大类:

(1) 静态环流 当可逆线路在一定的控制角下稳定工作时,所出现的环流叫静态环流。静态环流又可分为两种:直流环流和脉动环流(又称交流环流)。

(2) 动态环流 当晶闸管触发相位突然改变时,系统由一种工作状态变为另一种工作状态的过渡过程中产生的环流。系统稳定运行时不存在动态环流。

图 3.7  $\alpha=\beta$  工作制配合控制的可逆电路

GTF—正组触发装置;GTR—反组触发装置;AR—反号器

终保持了  $\alpha_f = \beta_r$ ,  $U_{dor} = -U_{dor}$ 。

为了防止晶闸管在逆变状态工作时因逆变角  $\beta$  太小,发生换流失败,出现“逆变颠覆”现象,必须在控制电路中设置限制最小逆变角  $\beta_{min}$  的保护环节。如果只限制  $\beta_{min}$ ,而对  $\alpha_{min}$  不加限制,那么处于  $\beta_{min}$  的时候,系统会发生  $\alpha < \beta$  的情况,又将产生直流平均环流。为了严格保持配合控制,对  $\alpha_{min}$  也要加以限制,使  $\alpha_{min} = \beta_{min}$ 。同时  $\alpha_{min}$  的限制也就决定了晶闸管装置的最大输出电压  $U_{do\max}$ 。对  $\alpha_{min}$  和  $\beta_{min}$  的限制方法,通常是在电流调节器 ACR 的输出加限制电路,使其正负输出都具有限幅。限幅值  $U_{clm}$  可按需要选择,通常取  $\alpha_{min} = \beta_{min} = 30^\circ$ ,可视晶闸管元件的阻断时间等因素决定。

由以上分析可知,只要实行  $\alpha \geq \beta$  配合控制,就能保证消除直流平均环流。一般来说,应该尽量避免直流平均环流,但是只要控制得恰到好处,有少量直流平均环流并不可怕,如前所述,它还能起到改善系统静、动态性能的作用。

### 3.2.1.2 瞬时脉动环流及其抑制

在  $\alpha=\beta$  工作制配合控制的条件下,整流电压和逆变电压始终是相等的,因而没有直流平均环流,但这只是就电压的平均值而言的。然而晶闸管输出的电压是脉动的,正组整流电压  $U_{dor}$  和反组逆变电压  $U_{dor}$  的瞬时值都不相同,当整流电压瞬时值  $u_{dor}$  大于逆变电压瞬时值  $u_{dor}$  时,便产生正向瞬时电压差  $\Delta u_{do}$ ,从而产生瞬时环流。控制角不同时,瞬时电压差和瞬时环流也不相同。图 3.9 画出了三相零式反并联可逆线路,当  $\alpha_f = \beta_r = 60^\circ$  (即  $\alpha_r = 120^\circ$ ) 时的情况,图 3.9(b) 是正组瞬时整流电压  $u_{dor}$  的波形,图 3.9(c) 是反组瞬时逆变电压  $u_{dor}$  的波形。图中打阴影线的部分是 a 相整流和 b 相逆变时的电压,显然其瞬时值并不相等,而其平均值却相同。瞬时电压差  $\Delta u_{do} = u_{dor} - u_{dor}$ ,其波形绘于图 3.9(d)。由于这个瞬时电压差的存在,便两组晶闸管之间产生了瞬时脉动环流  $i_{cp}$ 。图 3.9(a) 中绘出了 a 相整流和 b 相逆变时的瞬时环流回路,由于晶闸管装置的内阻  $R_{cc}$  是很小的,环流回路的阻抗主要是电感,所以  $i_{cp}$  不能突变,并且落后于  $\Delta u_{do}$ ;又由于晶闸管的单相导电性,  $i_{cp}$  只能在一个方向脉动,所以称为瞬时脉动环流。但这个瞬时脉动环流存在直流分量  $I_{cp}$ ,显然  $I_{cp}$  和平均电压差所产生的直流平均环流是有根本区别的。

直流平均环流可以用  $\alpha \geq \beta$  配合控制消除,而瞬时脉动环流却始终存在(用改变零位的方法消除瞬时脉动环流将在以后讨论),必须设法加以抑制,不能让它太大。抑制瞬时脉动环流的办法是在环流回路中串入电抗器,叫做环流电抗器或称均衡电抗器(图 3.9(e) 中的  $I_{c2}$ )。

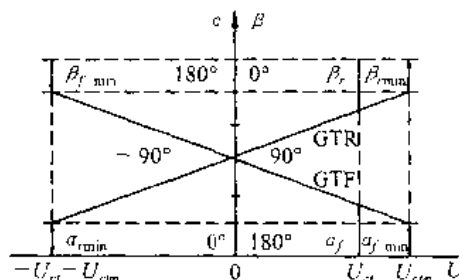


图 3.8 触发装置的移相控制特性



和  $I_{c1}$ ), 一般要求把瞬时脉动环流中的直流分量  $I_{cp}$  限制在负载额定电流的 5%~10% 之间。

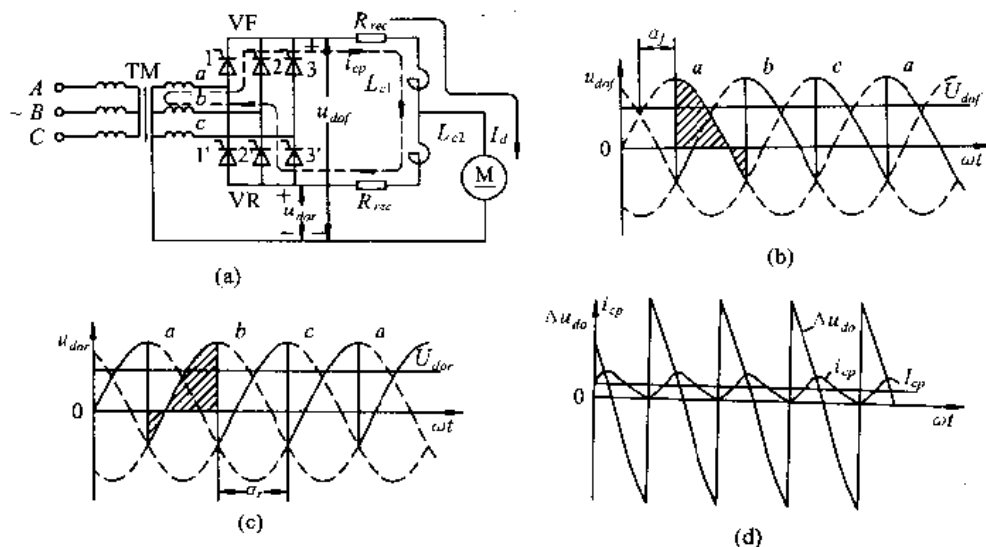


图 3.9 配合控制的三相零式反并联可逆线路在  $\alpha_f = \beta_r = 60^\circ$  时的瞬时脉动环流

- (a) 三相零式可逆线路和瞬时脉动环流回路;  
 (b)  $\alpha_f = 60^\circ$  时整流电压  $u_{dof}$  的波形, 自然换相点是正半波两相电压的交点;  
 (c)  $\beta_r = 60^\circ$ , 即  $\alpha_r = 120^\circ$  时逆变电压  $u_{dor}$  的波形, 自然换相点是负半波两相电压的交点;  
 (d) 瞬时电压差  $\Delta u_{do}$  和瞬时脉动环流  $i_{cp}$  的波形

环流电抗器并不是在任何时刻都起作用的, 所以在三相零式可逆线路中(图 3.9(a))正反两个回路各设一个电抗器, 它们在环流回路中是串联的, 但是其中总有一个电抗器因流过直流负载电流而饱和。例如图 3.9(a)中正组整流时,  $L_{c1}$  流过的负载电流  $I_d$  使它饱和, 因而电感值大为降低, 失去了限制环流的作用。只有在逆变回路中的电抗器  $L_{c2}$  由于没有负载电流通过才真正起限制瞬时脉动环流的作用。三相零式反并联可逆线路在运行时总有一组晶闸管处于整流状态, 因此必须设置两个环流电抗器。同理, 在三相桥式反并联可逆线路中, 由于每一组桥又有两条并联的环流通路, 总共要设置四个环流电抗器, 若采用交叉连接的可逆线路, 环流电抗器的个数可以减少一半。

### 3.2.2 自然环流可逆调速系统

所谓自然环流可逆调速系统, 是系统中没有直流环流仅有脉动环流, 按  $\alpha = \beta$  配合控制的有环流可逆调速系统。

#### 3.2.2.1 系统的组成

$\alpha = \beta$  配合控制的可逆调速系统原理框图如图 3.10 所示。图中主电路采用两组三相桥式晶闸管装置反并联的线路, 因为有两组并联的环流通路, 所以要用四个环流电抗器。由于环流电抗器流过较大的负载电流就要饱和, 因此在电枢回路中还要另设一个体积较大的平波电抗器  $L_d$ 。控制线路采用典型的转速、电流双闭环系统, 速度调节器 ASR 和电流调节器 ACR 都设置了双向输出限幅, 以限制最大动态电流、最小控制角  $\alpha_{\min}$  和最小逆变角  $\beta_{\min}$ 。为了在任何控制角时都保持  $\alpha_f + \alpha_r = 180^\circ$  的配合关系, 应始终保持控制电压  $\bar{U}_{cr} = -U_{cr}$ , 在 GTR 之前加放大倍数为 1 的反号器 AR 可以满足这一要求。根据可逆系统正反向运行的需要, 给定电压  $U_n^*$  应有正负极性, 可由继电器 KF 和 KR 来切换, 调节器输出电压对此能作



出相应的极性变化。为保证转速和电流的负反馈,必须使反馈信号也能反映出相应的极性。测速发电机产生的电压是能随电动机转向的改变而改变极性的。值得注意的是电流反馈必须反映电流的极性,图 3.10 中绘出的是直接检测直流电流的方法,例如霍尔电流变换器。

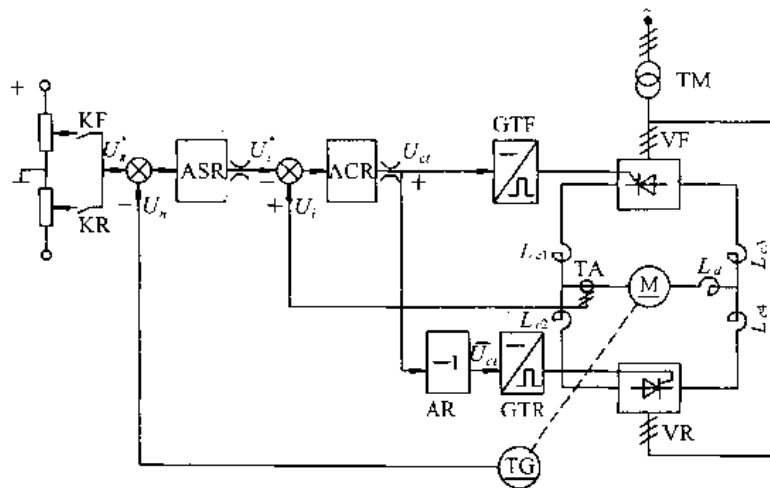


图 3.10  $\alpha=\beta$  工作制配合控制的有环流可逆调速系统原理框图

在进行触发移相时,当一组晶闸管装置处于整流状态时,另一组便处于逆变状态,这是指控制角的工作状态而言的。实际上,这时逆变组除环流外并不流过负载电流,也就没有电能回馈电网,确切地说,它是处于“待逆变状态”,表示该组晶闸管装置是在逆变角控制下等待工作。当需要制动时,只要改变控制角,同时降低  $U_{dof}$  和  $U_{dor}$ ,一旦电动机的反电动势  $E > |U_{dor}| = |U_{dof}|$  时,整流组电流将被截止,逆变组才能真正投入逆变状态,使电动机产生回馈制动,将电能回馈电网。同样,当逆变组回馈电能时,另一组也是在等待着整流,可称为处于“待整流状态”。所以,在这种  $\alpha=\beta$  配合控制下,负载电流可以很方便地按正反两个方向平滑过渡,在任何时候,实际上只有一组晶闸管装置在工作,另一组则处于等待工作的状态。

尽管  $\alpha=\beta$  配合控制有很多优点,但是在实际系统中,由于参数的变化,元件的老化或其他干扰作用,控制角可能偏离  $\alpha=\beta$  的关系。一旦变成  $\alpha<\beta$ ,此时整流电压大于逆变电压,即使这个电压差别很小,但由于均衡电抗器对直流不起作用,仍将产生较大的直流平均环流,如果没有有效的控制,将是危险的。为了避免这些危险,在整定零位时应留出一定的裕度,使  $\alpha$  略大于  $\beta$ ,例如  $\alpha=\beta+\varphi$ ,零位应整定为

$$\alpha_{f0} = \alpha_{r0} = 90^\circ + \frac{1}{2}\varphi$$

则

$$\beta_{f0} = \beta_{r0} = 90^\circ - \frac{1}{2}\varphi$$

这样,使任何时候整流电压均小于逆变电压,可以保证不产生直流平均环流,当然由瞬时电压差产生的瞬时脉动环流也降低了。只是  $\varphi$  值不应过大,否则将产生两个问题:一是显著地缩小了移相范围,因为  $\beta_{\min}$  是整定好的,而现在  $\alpha_{\min}$  必须大于  $\beta_{\min}$ ,所以  $\alpha_{\min}$  比原来更大了,使晶闸管的容量得不到充分利用;二是造成明显的控制死区,例如在启动时,  $\alpha$  从零位  $\left(\alpha_0 = 90^\circ + \frac{1}{2}\varphi\right)$  移到  $\alpha=90^\circ$  这一段时间内,整流电压一直为零。

## 3.2.2.2 系统的工作过程

## (1) 停车状态

开关 KF 和 KR 均打开, 给定电压  $U_n^* = 0$ , 转速调节器 ASR 的输出  $U_i^* = 0$ , 电流调节器 ACR 的输出  $U_{\alpha} = 0$ , 反向器 AR 的输出  $\bar{U}_{\alpha} = 0$ , 则  $\alpha_{fo} = \beta_{ro} = 90^\circ$ , 两组晶闸管变流器输出平均电压均为零, 电枢电流  $I_d = 0$ , 电动机转速  $n = 0$ 。

## (2) 正向制动停车

整个正向制动的过程可按电流方向的不同分成两个主要阶段。在第一阶段中, 电流  $I_d$  由正向负载电流  $+I_{dl}$  下降到零, 其方向未变, 只能仍通过正组晶闸管装置 VF 流通, 这时正组将处于逆变状态, 所以称作“正组逆变阶段”。在第二阶段里, 电流方向变负, 由零变为负向最大电流  $-I_{dm}$ , 维持一段时间后再衰减到负向负载电流  $-I_{dl}$ , 这时电流流过反组晶闸管装置 VR, 在允许的最大制动电流  $(-I_{dm})$  下转速迅速降低, 所以这个阶段称为“反组制动阶段”。在正组逆变阶段中主要是电流降落, 如图 3.11 所示。而在反组制动阶段中主要是转速降落。下面对每个阶段作进一步的分析。

## ① 正组逆变阶段

系统正向稳定运行时各主要环节的电位极性如图 3.10 所示, 其中正向继电器 KF 闭合, 转速给定信号  $U_n^*$  为正, 转速反馈信号  $U_n$  为负, 由于 ASR 的倒相作用, ASR 的输出即电流给定信号  $U_i^*$  为负, 电流反馈信号  $U_i$  为正, 再经过 ACR 倒相后输出  $U_{\alpha}$  为正, 正组 VF 整流,  $\alpha_f < 90^\circ$ ; 而  $\bar{U}_{\alpha}$  为负, 反组 VR 逆变,  $\beta_r < 90^\circ$ 。由于  $\alpha_f = \beta_r$ ,  $|U_{dof}| = |U_{dor}|$ , 这时逆变组除环流外并不流过负载电流, 没有电能回馈电网, 称之为“待逆变状态”, 表示该组晶闸管在逆变角控制下等待工作, 这时 VF 将交流电能变为直流电能送给电动机,

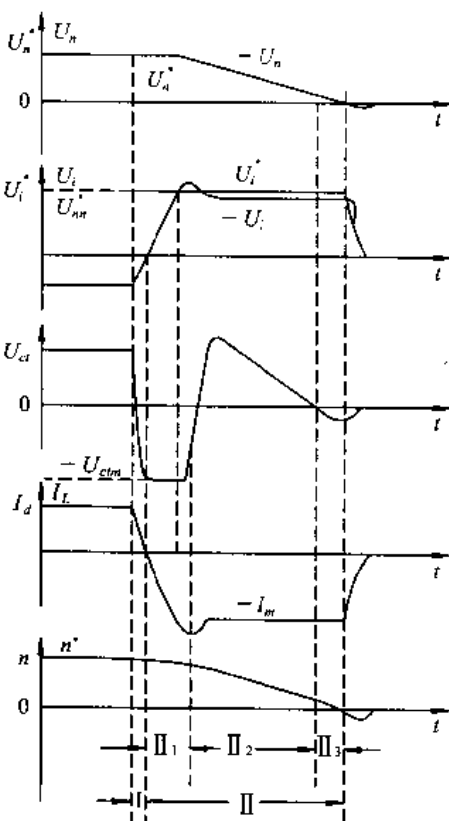


图 3.11 正向制动过程波形

- I — 正组逆变;  $\bar{I}$  — 反组制动;  
 $I_1$  — 反组建流(反接制动);  
 $I_2$  — 反组逆变;  $I_3$  — 反接制动

电动机处于正向电动运行状态, 如图 3.12(a) 所示。

发出停车指令(或反向指令)后, 转速给定信号  $U_n^*$  突变为零(或负)。由于转速反馈信号  $U_n$  不能突变, 则 ASR 跃变为正限幅值  $U_{im}^*$ 。这时由于主回路总电感  $L$  的作用, 电枢电流的方向没有改变, 电流反馈信号  $U_i$  的极性仍为正。在  $(U_{im}^* + U_i)$  信号的作用下, ACR 的输出电压  $U_{\alpha}$  跃变为负的限幅值  $-U_{\alpha m}$ , 使正组 VF 由整流状态很快变为  $\beta_f = \beta_{min}$  的逆变状态。同时反组 VR 由待逆变状态变成整流状态。由于正组逆变阶段占时间很短, 转速和反电势都来不及产生明显的变化, 这时

$$L \frac{di_d}{dt} - E_a > U_{dof} = U_{dor}$$

反组 VR 虽然变成整流状态, 但是并不通过负载电流, 也是等待着整流, 称作“待整流状态”,

如图 3.12(b)所示。

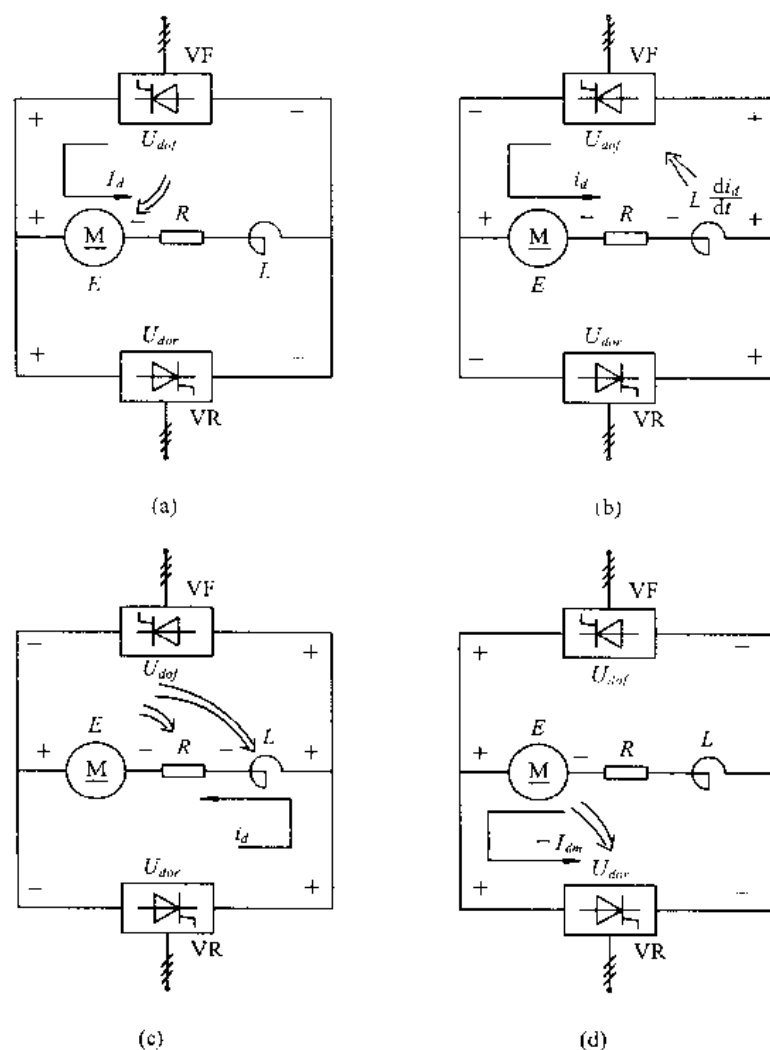


图 3.12 正向制动过程主回路状态

(a) 正向运行; (b) 正组逆变; (c) 反组建流; (d) 反组逆变

由电感  $L$  释放的磁场能维持正向电流, 大部分能量通过 VF 回馈电网, 一部分送给电动机, 还有一小部分被电枢回路总电阻  $R$  所消耗, 电流迅速下降到零。

由于在这一阶段中投入逆变工作的仍是原来处于整流状态工作的一组晶闸管装置, 所以称为正组逆变阶段。其波形见图 3.11。

## ② 反组制动阶段(Ⅱ)

当主回路电流  $I_d$  下降到零时, 正组逆变停止, 转到反组 VR 工作, 系统进入反组逆变阶段。根据系统能量的变化情况, 反组制动又可分为以下几个阶段:

### A. 反组建流阶段(Ⅱ<sub>1</sub>)

当  $I_d$  过零并反向达到  $-I_{dm}$  以前,  $U_i$  为负, 但其数值小于  $U_{im}$ ,  $\Delta U_i > 0$ , 因此 ACR 仍处于饱和状态, 其输出电压  $U_{ct}$  仍为  $-U_{im}$ ,  $U_{dof}$  和  $U_{dor}$  都和正组逆变阶段一样。

但由于电感  $L$  的能量的释放,  $L \frac{di_d}{dt}$  数值略减, 使  $L \frac{di_d}{dt} - E_a < U_{dof} = U_{dor}$ , 反组 VR 有待

整流状态进入整流,整流电压  $U_{dor}$  和反电动势  $E$  顺极性串联,反向电流迅速增长,电动势处于反接制动状态,开始减速。

在这一阶段中,VR 将交流电能转变为直流电能,同时电机也将机械能变为电能,除去电阻上消耗的电能外,大部分转变成磁能储存在电感  $L$  中,如图 3.12(c)所示。

#### B. 反组逆变阶段( $I_2$ )

当反向电流达到  $-I_m$  并略有超调时,ACR 输入偏差信号  $\Delta U_i$  变负,ACR 退出饱和,其输出电压  $U_{ci}$  从  $-U_{ctm}$  急剧变正,使 VR 回到逆变状态,而 VF 变为待整流状态。此后,在电流调节器的作用下,力图维持  $I_d = -I_m$ ,使电动机在恒减速条件下回馈制动。

此阶段中,电动机的动能变为电能,其中大部分通过 VR 逆变回馈电网,一小部分经  $R$  变为热能,由于电流恒定,电感  $L$  中磁能基本不变。能量流向参阅图 3.12(d)。这一阶段是制动过程的主要阶段,所占时间最长。

#### C. 反接制动阶段( $I_3$ )

在反组逆变阶段中,电压  $U_{ci}$ 、 $U_{dor}$ 、反电动势  $E$  和转速  $n$  这几个量是同步衰减的,参阅图 3.11。当  $U_{dor} = 0$  时,电枢电流  $I_d = E_a/R$ ,由于  $E_a$  继续下降, $E_a$  无法维持  $-I_{dm}$  不变,开始反向减流。但由于 ACR 的输入偏差  $\Delta U_i = U_{im}^* - U_i$  仍为正,使得  $U_{ci}$  变负,从而使 VR 又进入整流状态。随着  $|U_{ci}|$  增大,反组 VR 整流电压  $U_{dor}$  增大, $U_{dor}$  与  $E$  顺极性串联,使制动电流又恢复到  $-I_m$ ,这样反复调节,直到  $n=0$ 、 $E_a=0$  为止。

在这一阶段中,电机将机械能变为直流电能,同时反组 VR 将交流电能变为直流电能,这两部分能量由电阻  $R$  转变为热能。

当  $n=0$ 、 $U_n = U_n^* = 0$  时,由于主回路电流仍为  $-I_m$ ,迫使转速超调(反转), $U_n$  反号,ASR 退出饱和,与 ACR 同时参与调节,从而使  $-I_d$  迅速减小到零,转速又回到零,整个制动过程结束。

### 3.2.3 可控环流可逆调速系统

在可逆系统中,环流的存在会显著加重晶闸管和变压器的负担,消耗无用的功率,环流太大时甚至会损坏晶闸管。此外,还需增设均衡电抗器,投资费用加大,因此,必须抑制环流。然而,环流也有它有利的一面。少量的环流可以作为晶闸管的基本负载,这样电动机在空载或轻载时可使晶闸管装置仍工作在电流的连续区,避免电流断续引起的非线性现象对系统静、动态性能的影响。一个理想的环流变化规律应该是:在轻载时有些直流环流(一般为  $5\% I_N \sim 10\% I_N$ ),采用  $\alpha < \beta$  控制方式,以保证电流连续;而当负载大时使环流减小到零,形成  $\alpha > \beta$  控制方式。这种根据负载实际来控制环流的大小和有无的系统就是“可控环流可逆调速系统”。

#### 3.2.3.1 具有两个电流调节器的可控环流可逆调速系统

图 3.13 是该系统的原理图。主电路常采用两组晶闸管交叉连接的线路。控制线路仍为典型的转速、电流双闭环。但电流互感器和电流调节器都用了两套,分别组成正、反向各自独立的电流闭环,并在正、反组电流调节器 1ACR、2ACR 输入端分别加上了控制环流的环节。控制环流的环节包括环流给定电压  $-U_i^*$  和二极管 VD、电容  $C$ 、电阻  $R$  组成的环流抑制电路。为了使 1ACR 和 2ACR 的给定信号极性相反, $U_i^*$  经过放大系数为 1 的反号器 AR 输出  $\bar{U}_i^*$ ,作为 2ACR 的电流给定。

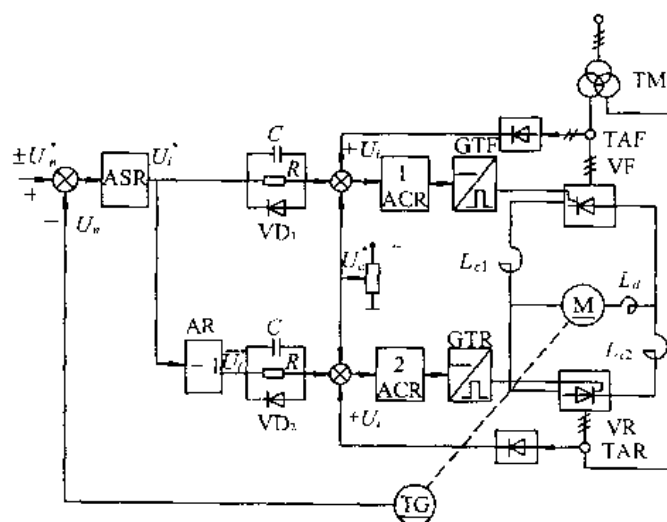


图 3.13 可控环流可逆调速系统原理图

当速度给定电压  $U_n^* = 0$  时, ASR 输出电压  $U_i^* = 0$ , 则 1ACR 和 2ACR 仅靠环流给定电压  $-U_c^*$  (其值可根据实际情况整定), 使两组晶闸管同时处于微微导通的整流状态, 输出电流  $I_f = I_r = I_c$  (给定环流), 在原有的瞬时脉动环流之外, 又加上恒定的直流平均环流, 其大小可控制在额定电流的 5%~10%, 而电动机的电枢电流为  $I_d = I_f - I_r = 0$ 。

正向运行时,  $U_n^*$  为负, 二极管  $VD_1$  导通, 负的  $U_i^*$  加在正组调节器 1ACR 上, 使正组控制角  $\alpha_f$  更小, 输出电压  $U_{aof}$  升高, 电流  $I_f$  增大; 与此同时, 反组电流给定  $U_i^*$  为正电压, 二极管  $VD_2$  截止, 正电压  $U_i^*$  通过与  $VD_2$  并联的电阻  $R$  加到反组的电流调节器 2ACR 上,  $U_i^*$  抵消了环流给定电压  $-U_c^*$  的作用, 抵消的程度取决于电流给定信号的大小。稳态时, 电流给定信号基本上和负载电流成正比。因此, 当负载电流小时, 正的  $U_i^*$  不足以抵消  $-U_c^*$ , 反组有很小的环流电流流过, 电枢电流  $I_d = I_f - I_r$ ; 随着负载电流的增大, 正的  $U_i^*$  继续增大, 当负载电流达到一定程度时,  $U_i^* = |U_c^*|$ , 环流就完全被抑制了, 这时正组流过负载电流, 反组则无电流流过。与  $R$ 、 $VD_2$  并联的电容  $C$  则对遏制环流的过渡过程起加快作用。

反向运行时, 反组提供负载电流, 正组控制环流。

### 3.2.3.2 交叉反馈可控环流系统

上述可控环流系统采用了两个电流调节器 1ACR、2ACR, 这两个电流调节器都需要交替进行负载电流控制和环流控制。但是负载电流回路和环流回路的参数是完全不同的。要使 1ACR、2ACR 的动态参数同时满足两个回路的要求, 以使  $I_{dL}$  和  $I_c$  的调节同时具有良好的动态性能是不可能的, 除非赋予电流调节器自适应能力。

总的环流给定值随负载电流的给定值  $U_n^*$  而不是随负载电流的实际值  $I_{dL}$  的增加而减小。但  $I_{dL}$  的变化一般均滞后于  $U_n^*$  的变化, 这样在动态过程中, 可能造成配合失误, 使环流变化规律混乱, 影响系统过渡特性的平滑。

图 3.14 为一种应用较多的交叉反馈可控环流系统。主回路采用交叉接线。控制回路中, 除了转速调节器 ASR 和电流调节器 ACR 外, 还增设了两个环流调节器 1AC 和 2AC, 1AC 采用比例系数为 +1 的比例调节器, 2AC 采用比例系数为 -1 的比例调节器。在每个环流调节器上都施加了恒定的给定信号  $U_c^*$  和交叉的电流反馈信号  $U_c$ , 而且 1AC 的环流给定为



正, 电流反馈信号  $U_{c2}$  为负; 2AC 的环流给定值为负, 电流反馈信号  $U_{c1}$  为正。电流反馈信号  $U_{c1}$  总为正,  $U_{c2}$  总为负, 与负载电流极性无关, 它们的合成电流反馈信号

$$U_i = U_{c1} - U_{c2} = \beta I_f - \beta I_r = \beta(I_f - I_r) = \beta I_d \quad (3.5)$$

式中  $I_f, I_r$ ——分别为正反组的输出电流;

$I_d$ ——电动机电枢电流。

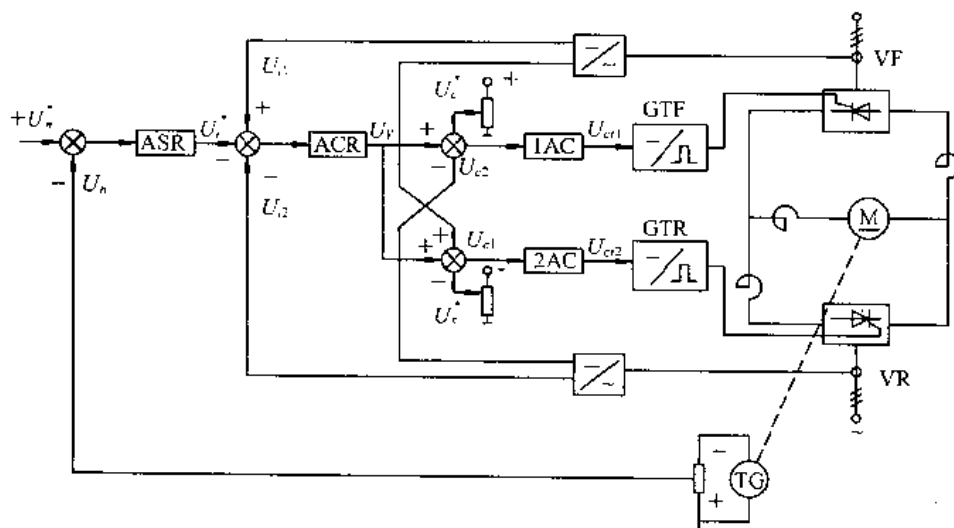


图 3.14 交叉反馈可控环流系统

式(3.5)表明, 合成电流反馈信号  $U_i$  不仅能反映电枢电流的大小, 而且可以反映电枢电流的极性, 其环流电流相互抵消了, 使电流环在任何时刻都具有负反馈特性。

该系统的电枢电流调节和环流调节是各自独立进行的。各调节环的参数可根据各自的调节对象进行选择, 从而获得较为理想的动态品质。

环流调节器 1AC 和 2AC 的输入端有三个信号: ACR 输出信号  $U_r$ , 环流给定信号  $U_c^*$ , 交叉电流反馈信号  $U_{c2}$  或  $U_{c1}$ 。采用交叉电流反馈, 是为了实现环流随负载电流增大而降低, 直至遏制环流。

当转速给定电压  $U_n^* = 0$  时, ASR 和 ACR 的输出均为零, 此时环流调节器 1AC 的给定信号为  $+U_c^*$ , 正组 VF 处于整流状态; 2AC 的给定信号为  $-U_c^*$ , 由于其比例系数为  $-1$ , 故反组也处于整流状态。两组晶闸管 VF 和 VR 均处于微微导通的整流状态, 并输出相等的直流环流, 即  $I_f = I_r = I_c^*$ , 直流环流的大小取决于环流给定电压  $U_c^*$ , 此时电动机电枢电流  $I_d = I_f - I_r = 0$ 。

电动机正向运行时, 转速给定电压  $U_n^*$  为正, ASR 的输出电压  $U_i^*$  为负, ACR 的输出电压  $U_r$  为正, 致使 1AC 的输入正向增加,  $+U_{c1}$  增加, 正组  $\alpha_f$  减小, 输出电压  $U_{dof}$  升高, 输出电流  $I_f = I_d + I_c$ 。2AC 的输入也正向增加, 但由于 2AC 的反向器, 故其输出由原来的正值逐渐减小, 甚至变为负值, 反组  $\alpha_r$  增大, 甚至进入逆变区, 但反组逆变电压小于正组整流电压, 两组之间仍然存在直流环流,  $I_r = I_c$ 。

本系统中 ACR 是电枢电流调节器, 对于正组晶闸管而言, 最大环流给定信号  $U_c^*$  和交叉电流反馈信号  $U_{c2}$  可看作电枢电流调节环前向通道中的干扰信号。具有 PI 调节器的电枢电流调节闭环能抑制前向通道的干扰, 使电枢电流跟随电流给定信号  $U_i^*$  的变化, 并在稳态



主回路采用两组晶闸管反并联线路,由于没有环流,不再设置环流电抗器,只保留平波电抗器  $L_d$ 。控制线路采用典型的转速、电流双闭环系统,电流环分设了两个电流调节器,

1ACR 用来控制正组触发器 GTF, 2ACR 用来控制反组触发器 GTR, 由于设置了反号器 AR, 从而采用不反映极性的电流检测器。DLC 是无环流逻辑控制器, 这是系统最关键的部件。触发脉冲的零位仍整定在  $\alpha_{fo} = \alpha_{ro} = 90^\circ$ , 工作时移相方法仍和  $\alpha = \beta$  工作制配合控制一样, 不相同的是用了 DLC 来控制两组触发脉冲的封锁和开放。

无环流逻辑控制器的任务是: 在正组晶闸管 VF 工作时封锁反组脉冲, 在反组晶闸管 VR 工作时封锁正组脉冲。通常采用数字信号来执行两种封锁与开放的作用, “0”表示封锁, “1”表示开放, 两者不能同时为“1”。

无环流逻辑控制器进行逻辑切换的充要条件有两个:

一是转矩极性。系统正转时应该开放正组晶闸管, 反转制动(或减速)时, 要利用正组晶闸管的逆变状态来实现回馈制动。在这两种情况下都要开放正组, 其共同的特征, 要求电动机产生正的转矩。在励磁恒定时, 也就是要求有正的电流。由 ASR 输出的电流给定信号  $U_i^*$  的极性恰好反映了系统转矩的极性( $U_i^*$  的极性与系统转矩极性恰恰相反), 可以用作逻辑切换的指令信号。DLC 首先应该鉴别电流给定信号  $U_i^*$  的极性, 当  $U_i^*$  由负变正时, 先去封锁正组, 然后去开放反组。反之, 当  $U_i^*$  由正变负时, 则先去封锁反组, 然后去开放正组。 $U_i^*$  极性的变化是逻辑切换的必要条件。

二是零电流。仅用电流给定极性信号(转矩极性信号)  $U_i^*$  去控制 DLC 还是不够的。在自然环流系统制动过程的分析中已经说明了这一点。当系统正向运行需要制动时,  $U_i^*$  由负变正固然可以标志着制动过程的开始, 但当实际的电流尚未反向以前, 仍须保持正组开放, 以便进行正组逆变。只有在实际电流降到零的时候, 才应该给 DLC 发出指令, 封锁正组, 开放反组。因此零电流检测信号  $U_{i0}$  是逻辑切换的充分条件。

具备了逻辑切换的充要条件后, 逻辑切换指令发出后并不能马上执行, 无环流逻辑控制器还须经过两段延时时间, 以确保系统可靠工作。这就是封锁延时  $t_1$  和开放延时  $t_2$ 。

封锁延时——从发出切换指令到真正封锁掉原工作组脉冲之间应该留出来的等待时间。因为电流未降到零以前, 其所含的脉动分量是时高时低的, 如图 3.16 所示。而零电流检测总有一个最小动作电流  $I_0$ , 如果脉动的电流瞬时值低于  $I_0$  而实际上仍在连续变化时, 就将检测到的零电流信号发出去封锁本组脉冲, 由于这时本组正处在逆变状态, 势必会造成逆变颠覆。设置封锁延时之后, 检测到的零电流信号等待一段时间  $t_1$  (对三组桥式电路来说, 一般取 2~3ms, 大约相当于半个到一个脉波的时间), 仍不超过  $I_0$ , 说明电流确已断开, 这时再封锁本组脉冲就不会有问题了。

开放延时——从封锁原工作组脉冲到开放另一组脉冲之间的等待时间。因为在封锁原工作组脉冲时, 已被触发的晶闸管要到电流过零时才真正关断, 关断之后还要过一段时间才能恢复阻断能力。如果在这以前就开放另一组晶闸管, 则可能造成两组晶闸管同时导通, 形成电源短路。为了防止出现这种事故, 在发出封锁本组脉冲信号之后, 必须等待一段时间  $t_2$ , 再开放另一组。对于三相桥式电路, 常取  $t_2 = 5 \sim 7\text{ms}$ , 一般应大于一个波头的时间。

综上所述, DLC 的工作原理可归纳如下:

(1) 用电流给定信号  $U_i^*$  作为转矩极性鉴别信号, 根据  $U_i^*$  的极性来决定哪一组触发脉冲开放, 哪一组触发脉冲封锁; 但必须等到零电流信号后, 方可发出逻辑切换指令。

(2) 发出切换指令后, 须经过封锁延时  $t_1$  才能封锁原导通组脉冲, 再经过开放延时  $t_2$  后才能开放另一组脉冲。

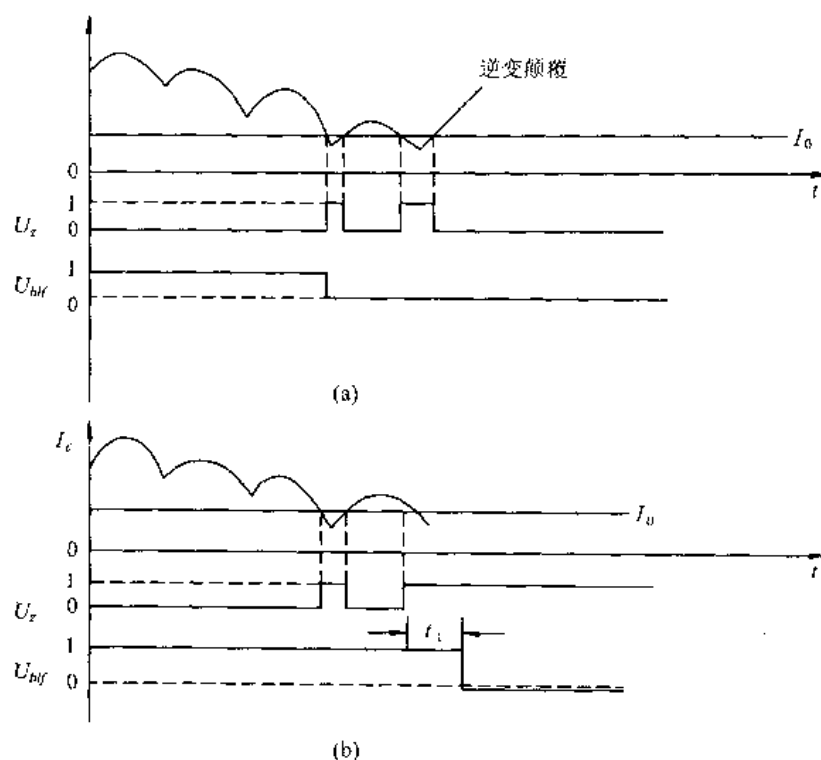


图 3.16 零电流检测及封锁延时的作用

(a) 无封锁延时,造成逆变颠覆;(b) 设置封锁延时,保证安全反向

$I_0$ —零电流检测器最小动作电流; $U_z$ —零电流检测器输出信号; $U_{blf}$ —封锁正组脉冲信号; $t_1$ —封锁延时

(3) 无论在什么情况下,两组晶闸管绝对不允许同时加触发脉冲,一组工作时,必须封锁另一组的触发脉冲。

### 3.3.2 错位控制无环流可逆系统

错位控制的无环流可逆系统(以下简称“错位无环流系统”)与逻辑无环流系统的区别在于实现无环流的方法不同。在错位无环流系统中,不用设置复杂的逻辑控制器,当一组工作时,并不封锁另一组的触发脉冲,而是巧妙地借助于触发脉冲的错开来实现无环流。在两组同时施加触发脉冲这一点上,错位无环流系统和有环流系统是一样的,只是脉冲的相位错开较远。有环流系统采用  $\alpha = \beta$  配合控制时,两组触发脉冲的关系是  $\alpha_f + \alpha_r = 180^\circ$  (见式(3.2)),  $U_a = 0$  时初始相位整定在  $\alpha_{fo} = \alpha_{ro} = 90^\circ$ , 因此可以消除直流平均环流,但仍然存在瞬时脉动环流。在错位无环流系统中,同样采用配合控制的移相方法,但两组脉冲的关系是  $\alpha_f + \alpha_r = 300^\circ$  或  $360^\circ$ 。也就是说,初始相位整定在  $\alpha_{fo} = \alpha_{ro} = 150^\circ$  或  $180^\circ$ 。因而当逆变组的触发脉冲到来时,它的晶闸管一直处在反向阻断状态,不能导通,当然也就不会产生静态环流了。

#### 3.3.2.1 静态环流的错位消除原理

为了阐述静态环流的错位消除原理,仍以图 3.9(a)所示的三相零式反并联可逆线路为例来说明触发脉冲初始相位与环流之间的关系,所得结论同样适用于三相桥式反并联电路。

##### (1) 环流产生的条件

图 3.17 中再次绘出自然环流系统的情况,初始相位整定在  $\alpha_{fo} = \alpha_{ro} = 90^\circ$ , 这时 VF 和 VR 两组晶闸管的触发脉冲相位在图中用  $\pi_1, \pi_2, \pi_3$  和  $\pi'_1, \pi'_2, \pi'_3$  来表示(在讨论环流

时,脉冲宽度可假设为  $120^\circ$ 。以瞬时电压差  $u_{ab}$  为例分析环流的特点:

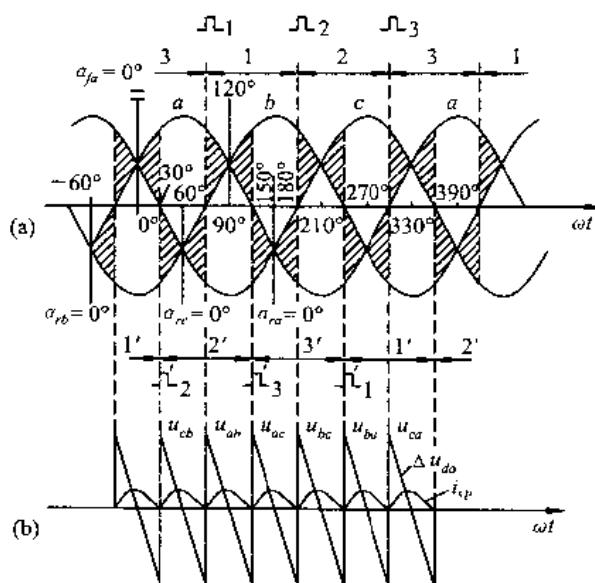


图 3.17  $\alpha_{fa} = \alpha_{ra} = 90^\circ$  时各相脉冲位置与环流

(阴影部分表示产生环流的区间)

1 号晶闸管可能导通区间是  $90^\circ \sim 210^\circ$ ;

2' 号晶闸管可能导通区间是  $30^\circ \sim 150^\circ$ ;

1、2' 号晶闸管同时导通区间是  $90^\circ \sim 150^\circ$ 。

由于晶闸管的单向导电性,尽管 1 号和 2' 号在  $90^\circ \sim 150^\circ$  范围内都是处于触发状态,但只可能在  $u_a > u_b$  时才能产生环流,即环流产生区间为  $90^\circ \sim 120^\circ$ ,这意味着,如果 1 号和 2' 号晶闸管的脉冲都出现在  $120^\circ$  线的左侧,就一定会产生  $a$  和  $b$  相间的环流。由此可得出  $ab$  相间环流的条件为

$$\alpha_{fa} < 120^\circ$$

$$\alpha_{rb} < 180^\circ$$

同理,在  $0^\circ \sim 180^\circ$  间,都是  $u_a > u_c$ ,只要  $\alpha_{fa} < 180^\circ$ ,同时  $\alpha_{rc} < 120^\circ$  必定有  $ac$  相间环流。对于其他任意两相间的环流, $b$  与  $c$  间及  $c$  与  $a$  间的情况和  $a$  与  $b$  间一样, $b$  与  $a$  间和  $c$  与  $b$  间一样。归纳起来,只要做到

$$\begin{cases} \alpha_f < 120^\circ \\ \alpha_r < 180^\circ \end{cases} \quad \text{或} \quad \begin{cases} \alpha_f < 180^\circ \\ \alpha_r < 120^\circ \end{cases} \quad (3.8)$$

就一定会产生静态环流。

## (2) 初始相位与环流的关系

根据式(3.8),可以在两组控制角的配合特性平面上画出有、无环流的分界线,如图3.18所示。图中的阴影区以内为有环流区,阴影区之外是无环流区。如果将触发脉冲的零位整定在  $\alpha_{fo} = \alpha_{ro} = 90^\circ$ ,即图3.18中的  $O_1$  点,调整时  $\alpha_f$  和  $\alpha_r$  的关系按线性变化,则控制角的配合特性  $\alpha_f + \alpha_r = 180^\circ$  就是图中的直线  $AO_1B$ 。这时,在整个调节范围内都是有环流的。如果要消除静态环流,但仍保持配合控制的关系,即  $\alpha_f + \alpha_r = \text{常值}$ ,应把配合特性平行上移到无环流区去。由图可见,无环流的临界状况是  $CO_2D$  线。此时零位在  $O_2$  点,相当于  $\alpha_{fo} = \alpha_{ro} = 150^\circ$ ,配

合特性  $CO_2D$  线是

$$\alpha_f + \alpha_r = 300^\circ$$

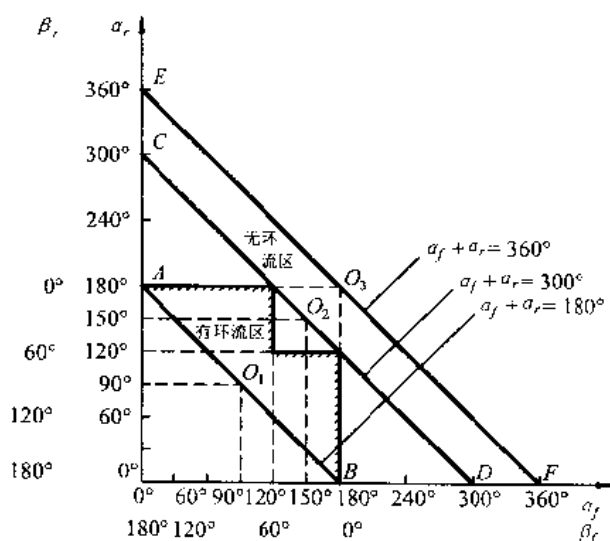


图 3.18 正、反组控制角的配合特性和无环流区

可是这种临界状况并不可靠,万一参数变化,使控制角减小,就会在某些范围内又出现环流。为了安全起见,实际系统多将零位整定在  $\alpha_{fo} = \alpha_{ro} = 180^\circ$  ( $O_3$  点),这时的配合特性是直线  $EO_3F$ ,其方程式为

$$\alpha_f + \alpha_r = 360^\circ$$

这种整定方法,不仅安全可靠,而且调整也很方便。

### 3.3.2.2 带电压内环的错位无环流系统

带电压内环的错位无环流控制系统的原理框图如图 3.19 所示。从整个系统的结构形式来看,除了增设电压内环和去掉环流电抗器外,与图 3.10 所示的配合控制有环流可逆系统没有什么区别。它们之间的主要区别在于零位的整定值,而这一关键点在系统原理框图上是看不出来的。

在错位无环流系统中,采用电压内环(或用电流变化率内环)是很普遍的,也是必不可少的,因为它担负了下列重要作用:

- (1) 缩小反向时的电压死区,加快系统的切换过程。
- (2) 抑制电流断续等非线性因素的影响,提高系统的动、静态性能。
- (3) 防止动态环流,保证电流安全换向。

错位无环流系统的零位定在  $180^\circ$  时,两组的移相控制特性恰好在纵轴的左右两侧,因此两组晶闸管的工作范围可按  $U_a$  的极性来划分,  $U_a$  为正时正组工作,  $U_a$  为负时反组工作。利用这一特点,还可省掉一套触发装置。对  $U_a$  的极性进行鉴别后,再通过电子开关选择触发正组还是触发反组,从而组成错位选触无环流系统。

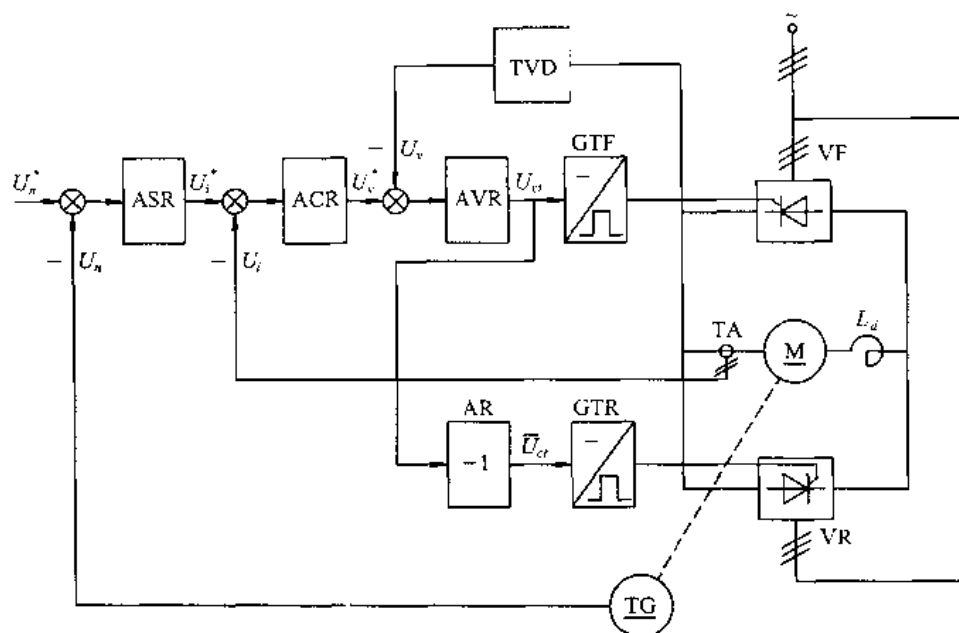


图 3.19 错位控制的无环流可逆调速系统原理框图

### 本章小结

对于需要快速电气制动的不可逆调速系统和可逆运行的生产机械均要采用可逆线路。采用两组晶闸管装置反并联或交叉连接是可逆系统中比较典型的线路，它解决了电动机频繁正反转运行和回馈制动中电能的回馈通道，但随之带来了一个可逆系统的重要问题——环流。按照环流控制方法的不同，可逆系统分为有环流系统 and 无环流系统。有环流系统又可以分为自然环流、给定环流和可控环流可逆系统；无环流系统分为逻辑无环流和错位无环流。

自然环流可逆调速系统采用  $\alpha \geq \beta$  配合控制，没有直流环流，但由于两组晶闸管输出瞬时电压不相等，会产生脉动环流（自然环流），系统采用均衡电抗器限制脉动环流。该系统两组晶闸管同时加脉冲，一组处于整流状态，另一组则处于待逆变状态。当两组切换时，待逆变状态的一组毫无延迟的转换到逆变状态，因此工作状态的转换几乎没有死区，换流迅速，换向平滑。但由于脉动环流消耗无功功率，对电源来说，使功率因素恶化，增加了系统容量。均衡电抗器的设置又增加设备体积和成本。

从利用直流环流有利的一面出发，出现了可控环流可逆系统。当系统中负载电流很小或为零时，可能发生电流断续现象。如果此时系统中有些直流环流，那么，它就使晶闸管中的电流保持连续，改善系统的动、静态特性。随着负载增加，直流环流随之减小，负载达到一定程度时（一般整定到额定负载的 10%~15%），直流环流消失。这种控制方法，可以消除电流断续对系统的影响，保证系统平滑快速过渡，又可减小均衡电抗器的体积。

交叉反馈可控环流系统，是目前可控环流系统中比较合理的接线方式。它的主要特点是，通过交叉反馈接线，使系统环流调节和负载电流调节分开独立进行，可按照各自的控制对象的参数，进行动态设计，这样就保证了系统具有良好的动态品质。



逻辑无环流可逆系统是目前应用比较成熟而且系列化的系统。它的特点是:用逻辑切换装置,封锁不工作晶闸管的触发脉冲,开放工作晶闸管的触发脉冲,在任何时刻不准两组晶闸管都有脉冲,从而切断了产生环流的通路,实现了无环流控制。

与有环流系统比较,省去了均衡电抗器,没有环流损耗,设备体积和成本均有降低。缺点是存在切换死区。快速性不如环流可逆系统。但是,对于切换快速性要求不高的设备,它的应用仍是很广泛的。

错位无环流可逆系统的特点是,将两组晶闸管变流器的初始控制角整定在  $\alpha_f = \alpha_r = 180^\circ$  处,工作时保持  $\alpha_f + \alpha_r = 360^\circ$  的控制关系。不工作的晶闸管的触发脉冲是在晶闸管承受反向电压下加上的,因而处于阻断状态,不会导通,实现了系统无环流控制。

错位无环流控制系统采用转速、电流和电压三环结构。电压内环是该系统的关键环节,它担负着缩小电压死区;防止动态环流,保证安全换流;克服电流断续时对系统性能影响的任务。

## 习 题

- 3.1 两组晶闸管装置反并联的可逆线路中有哪几种环流?它们是怎样产生的?各有哪些害处和益处?
- 3.2 解释待逆变、正组逆变和反组逆变,并说明这三种状态出现在何种场合下。
- 3.3 有环流可逆系统和无环流可逆系统相比较,有何优缺点?并说明有环流可逆系统的适用场合。
- 3.4 可控环流系统如图 3.3 所示,给定环流为  $10\%I_w$ ,  $R=R_0$ ,试问当整流电流增大到何值时才能把环流抑制到零?
- 3.5 可控环流系统如图 3.3 所示,已知电动机的额定电流  $I_w=160\text{A}$ ,  $U_n^*=8\text{V}$ ,  $R_L=20\text{k}\Omega$ 。要求  $U_n^*=0$  时,空载给定环流  $I_{fo}=I_{ro}=16\text{A}$ ,当负载电流上升到  $I_f=30\%I_N$  时环流  $I_r=0$ ,试求:
  - (1) 环流给定电压  $U_r^*$  应整定为多大?
  - (2) 计算电阻  $R$  值。
  - (3) 当环流  $I_r=0$  时,电流给定的最小值  $U_i^*$  为多大?
- 3.6 逻辑无环流可逆调速系统,从电机正转高速制动到低速过程中,正、反组晶闸管装置和电动机各经历了哪几种工作状态?
- 3.7 逻辑无环流可逆系统中,需设置封锁延时时间  $t_{dhl}$  和开放延时时间  $t_{dr}$ 。有人从简化电路出发,想取消  $t_{dhl}$ ,把开放延时时间延长到  $t_{dhl}+t_{dr}$ ;或取消  $t_{dr}$ ,把封锁延时时间延长到  $t_{dhl}+t_{dr}$ ,试问这两种设想可行否,为什么?
- 3.8 带电压内环的错位无环流系统,为什么能缩小反向时的电压死区与加快系统的切换过程?
- 3.9 错位无环流系统中,电压内环具有“有切换准备”的功能,试简述其工作原理。
- 3.10 试分析工作于下述几种系统时,  $\alpha$  与  $\beta$  间的大小关系:
  - (1) 配合控制的有环流可逆系统。
  - (2) 给定环流的可逆系统。
  - (3) 可控环流的可逆系统,当负载较轻时和负载增大到一定值时。
  - (4) 错位控制无环流可逆系统。

## 4 直流脉宽调速系统

### 本章提要

采用全控式电力电子器件组成的直流脉冲宽度调制(PWM)型的调速系统,近年来不断发展,用途越来越广,与V-M系统相比较,在很多方面具有较大的优越性。PWM直流调速系统与V-M直流调速系统之间的区别主要在主电路和PWM控制电路。而系统的闭环控制方法以及静、动态分析和设计,则基本上一样。

本章第一节介绍了脉宽调制变换器的典型电路及其工作原理,第二节分析了脉宽调速系统的开环机械特性,第三节阐述了脉宽调速系统的控制电路,第四节介绍了PWM直流调速系统的制动过程。

直流脉宽调速系统在本质上是一个开关控制系统,这类系统所特有的非线性振荡问题,未列入本课范围。

### 4.1 脉宽调制变换器

PWM变换器有不可逆和可逆两类,可逆变换器又有双极式、单极式和受限单极式等多种电路。下面分别介绍它们的工作原理和特性。

#### 4.1.1 不可逆PWM变换器

不可逆PWM变换器的主电路可分为有制动作用和无制动作用两种。

图4.1是有制动作用的PWM变换器的主电路。它是由两个晶体管 $VT_1$ 、 $VT_2$ ,两个二极管 $VD_1$ 、 $VD_2$ 组成的。晶体管 $VT_1$ 是主控管,起调制作用; $VT_2$ 是辅助管,用于构成电动机的制动电路。它们的驱动电压是两个极性相反的脉冲电压,即 $U_{b1} = -U_{b2}$ 。

参阅图4.1(b),当电机在电动状态下运行时,平均电流应为正值。在 $0 \leq t < t_{on}$ 期间, $U_{b1}$ 为正, $VT_1$ 保持导通; $U_{b2}$ 为负, $VT_2$ 截止。电流 $i_d$ 沿图4.1(a)中回路1流通。在 $t_{on} \leq t < T$ 期间, $U_{b1}$ 和 $U_{b2}$ 都变换极性, $VT_1$ 截止,关断加在电机上的电源电压 $U_s$ 。由于电枢电感的作用维持电流 $i_d$ 的方向不变, $i_d$ 沿回路2经二极管 $VD_2$ 续流。虽然 $U_{b2}$ 为正,但二极管 $VD_2$ 的正向压降给 $VT_2$ 施加反压,使它不能导通。在电动状态时, $VT_2$ 不起作用。由于 $VT_1$ 在一个周期内具有开和关两种状态,电动机得到的平均端电压 $U_d$ 为

$$U_d = \frac{t_{on}}{T} U_s = \rho U_s \quad (4.1)$$

式中, $\rho = t_{on}/T = U_d/U_s$ ,为PWM电压的占空比。改变 $\rho$  ( $0 \leq \rho \leq 1$ )即可调速。 $U_s$ 为脉宽调制电压幅值。

电路电压平衡方程:

在 $0 \leq t < t_{on}$ 期间为

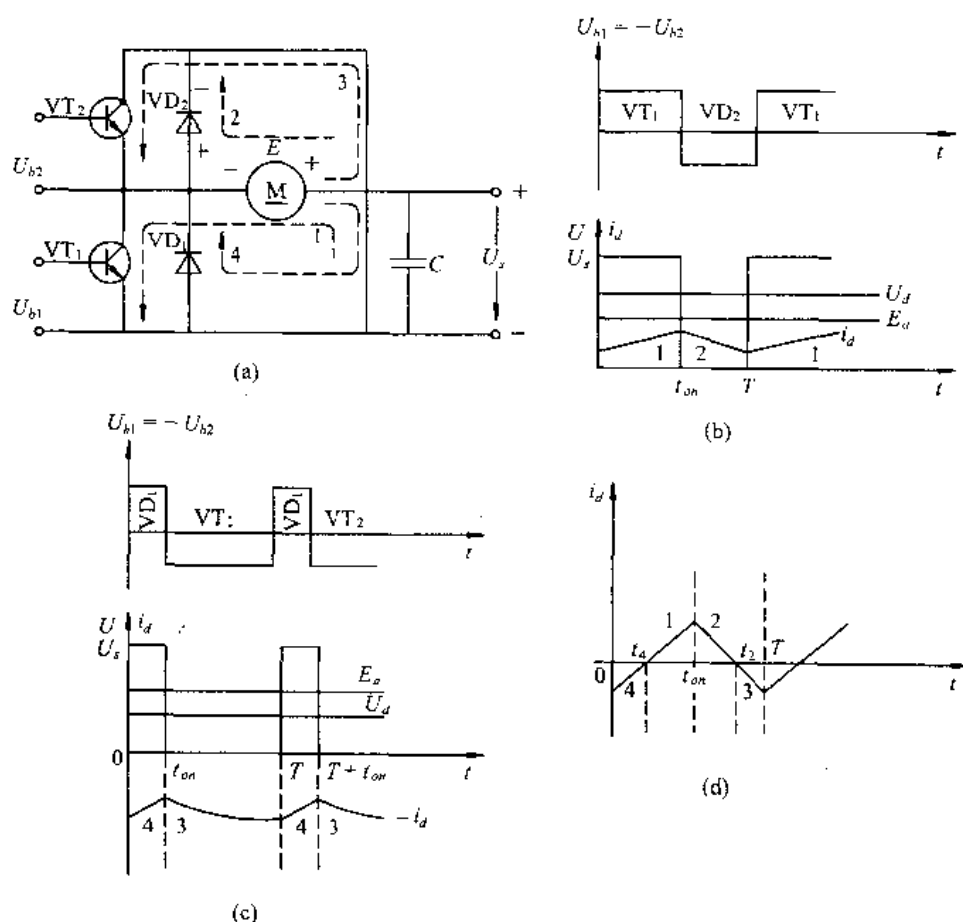


图 4.1 有制动电流通路的不可逆 PWM 变换器主电路

(a) 原理图; (b) 电动状态的电压、电流波形; (c) 制动状态的电压、电流波形;

(d) 轻载电动状态的电压、电流波形

$$U_s = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} + E_a \quad (4.2)$$

在  $t_{on} \leq t < T$  期间为:

$$0 = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} + E_a \quad (4.3)$$

式中  $R, L$ ——分别为电枢电路的电阻和电感; $E_a$ ——电机电枢电势。

当电机减速或停车时,  $VT_1$  的控制电压  $U_{b1}$  正脉冲变窄, 占空比  $\rho$  减小,  $U_d$  降低。但由于惯性的作用, 转速和反电势还来不及立即变化, 致使  $E_a > U_d$ 。现在分析  $t_{on} \leq t < T$  期间, 由于  $U_{b2}$  为正,  $VT_2$  导通,  $E_a - U_d$  产生反向电流  $-i_d$  沿图 4.1(a) 中回路 3 流通, 产生能耗制动。在  $T \leq t < T + t_{on}$  (即  $0 \leq t < t_{on}$ ) 期间,  $VT_2$  截止,  $-i_d$  沿回路 4 通过  $VD_1$  续流, 对电源回馈制动。这时二极管  $VD_1$  的正向压降使  $VT_1$  不能导通。在制动状态时,  $VT_2, VD_1$  轮流导通, 而  $VT_1$  始终截止, 电压和电流波形示于图 4.1(c)。

还有一种特殊情况。在轻载电动状态中, 负载电流较小, 以致当  $VT_1$  关断后  $i_d$  的续流很快就衰减到零, 如在图 4.1(d) 中  $t_{on} \sim T$  期间的  $t_2$  时刻。这时二极管  $VD_2$  两端的压降为零,

使  $VT_2$  得以导通,反电势  $E_a$  沿回路 3 送过反向电流  $-i_d$ ,产生局部时间的能耗制动作用。到  $t=T$  (相当于  $t=0$ ),  $VT_2$  关断,  $-i_d$  又开始沿回路 4 经  $VD_1$  续流,直到  $t=t_4$  时  $-i_d$  衰减到零,  $VT_1$  开始导通。这种在一个开关周期内  $VT_1$ 、 $VD_2$ 、 $VT_2$ 、 $VD_1$  四个管子轮流导通的电流波形示于图 4.1(d)。

#### 4.1.2 可逆 PWM 变换器

可逆 PWM 变换器主电路的结构形式有 H 型、T 型等。现在讨论常用的 H 型变换器,它是由四个电力晶体管和四个续流二极管组成的桥式电路。H 型变换器在控制方式上分双极式、单极式和受限单极式三种。下面着重分析双极式 H 型 PWM 变换器,然后再简要地说明其他方式的特点。

##### 4.1.2.1 双极式可逆 PWM 变换器

图 4.2 绘出了双极式 H 型可逆 PWM 变换器的电路原理图。四个电力晶体管的基极驱动电压分为两组。 $VT_1$  和  $VT_4$  同时导通和关断,其驱动电压  $U_{b1}=U_{b4}$ ;  $VT_2$  和  $VT_3$  同时动作,其驱动电压  $U_{b2}=U_{b3}=-U_{b1}$ 。它们的波形示于图 4.3。

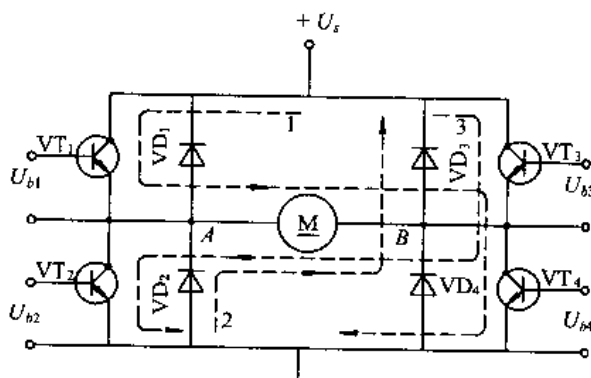


图 4.2 双极式 H 型 PWM 变换器电路

在一个开关周期内,当  $0 \leq t < t_{on}$  时,  $U_{b1}$  和  $U_{b4}$  为正,晶体管  $VT_1$  和  $VT_4$  饱和导通;而  $U_{b2}$  和  $U_{b3}$  为负,  $VT_2$  和  $VT_3$  截止。这时  $+U_s$  加在电枢  $AB$  两端,  $U_{AB}=U_s$ , 电枢电流  $i_d$  沿回路 1 流通。当  $t_{on} \leq t < T$  时,  $U_{b1}$  和  $U_{b4}$  变负,  $VT_1$  和  $VT_4$  截止;  $U_{b2}$ 、 $U_{b3}$  变正,但  $VT_2$ 、 $VT_3$  并不能立即导通,因为在电枢电感释放储能的作用下,  $i_d$  沿回路 2 经  $VD_2$ 、 $VD_3$  续流,在  $VD_2$ 、 $VD_3$  上的压降使  $VT_2$ 、 $VT_3$  的  $c$  及  $e$  两端承受反压。这时,  $U_{AB}=-U_s$ 。  $U_{AB}$  在一个周期内正负相同,这是双极式 PWM 变换器的特征,其电压、电流波形示于图 4.3。

由于电压  $U_{AB}$  的正负变化,使电流波形存在两种情况,如图 4.3 中的  $i_{d1}$  和  $i_{d2}$ 。  $i_{d1}$  相当电动机负载较重的情况,这时平均负载电流大,在续流阶段电流仍维持正方向,电机始终工作在第 I 象限的电动状态。  $i_{d2}$  相当于负载很轻的情况,平均电流小,在续流阶段电流很快衰减到零,于是  $VT_2$  和  $VT_3$  的  $c$ 、 $e$  两端失去反压,在负电源电压 ( $-U_s$ ) 和电枢反电势  $E$  的合成作用下导通,电枢电流反向,沿着回路 3 流通,电机处于制动状态。与此相仿,在  $0 \leq t < t_{on}$  期间,当负载轻时,电流也有一次倒向。

双极式可逆 PWM 变换器的“可逆”作用,由正负脉冲电压宽窄而定。当正脉冲较宽时,  $t_{on} > T/2$ , 则电枢两端的平均电压为正,在电动运行时电动机正转;当正脉冲较窄时,  $t_{on} <$

$T/2$ , 平均电压为负, 电动机反转; 如果正负脉冲宽度相等,  $t_{on}=T/2$ , 平均电压为零, 则电动机停止。图 4.3 所示的电压电流波形是电动机正转时的情况。

双极式可逆 PWM 变换器电枢平均端电压为

$$U_d = \frac{t_{on}}{T} U_s - \frac{T - t_{on}}{T} U_s = \left( \frac{2t_{on}}{T} - 1 \right) U_s \quad (4.4)$$

仍以  $\rho = U_d/U_s$  来定义 PWM 电压的占空比, 则

$$\rho = \frac{2t_{on}}{T} - 1 \quad (4.5)$$

调速时,  $\rho$  的变化范围为  $-1 \leq \rho \leq 1$ 。当  $\rho$  为正值时, 电动机正转; 当  $\rho$  为负值时电动机反转;  $\rho=0$  时, 电动机停止。在  $\rho=0$  时, 虽然电动机不动, 电枢两端的瞬时电压和瞬时电流却都不是零, 而是交变的, 会增大电机的损耗产生高频噪音。但交变电流能使电机高频微振, 消除正反向时的静摩擦死区, 起着“动力润滑”的作用。

对于双极式可逆 PWM 变换器, 电压方程在  $0 \leq t < t_{on}$  期间, 同式 (4.2)。

在  $t_{on} \leq t < T$  期间, 电源电压为

$$-U_s = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} + E_a \quad (4.6)$$

双极式可逆 PWM 变换器在工作过程中, 四个电力晶体管都处于开关状态, 容易发生上、下管直通的事故, 降低了装置的可靠性, 为了防止这种事故, 在一管关断和另一管导通的驱动的脉冲之间, 应设置逻辑延时。

#### 4.1.2.2 单极式可逆 PWM 变换器

单极式可逆 PWM 变换器电路仍和双极式一样, 不同之处仅在驱动脉冲信号。在单极式变换器中, 左边两个管子的驱动脉冲  $U_{b1} = -U_{b2}$ , 具有和双极式一样的正负交替的脉冲波形, 使  $VT_1$  和  $VT_2$  交替导通。右边两管  $VT_3$  和  $VT_4$  的驱动信号改成因电机的转向而施加不同的直流控制信号。当电机正转时, 使  $U_{b3}$  恒为负,  $U_{b4}$  恒为正, 则  $VT_3$  截止而  $VT_4$  常通。当电机反转时, 则  $U_{b3}$  恒为正而  $U_{b4}$  恒为负, 使  $VT_3$  常通而  $VT_4$  截止。当负载较重而电流方向连续不变时各管的开关情况和电枢电压的状况列于表 4.1 中, 同时列出双极式变换器的情况以便比较。负载较轻时, 电流在一个周期内也会来回变向, 这时各管导通和截止的变化还要多些, 读者可以自行分析。

表 4.1 中单极式变换器的  $U_{AB}$  一栏表明, 在电动机朝一个方向旋转时, PWM 变换器只在一个阶段中输出某一极性的脉冲电压, 在另一阶段中  $U_{AB}=0$ , 这是它所以称为“单极式”变换器的原因。也正因为如此, 它的占空比公式和电压方程与不可逆变换器的式 (4.1)、式 (4.2) 和式 (4.3) 相同。

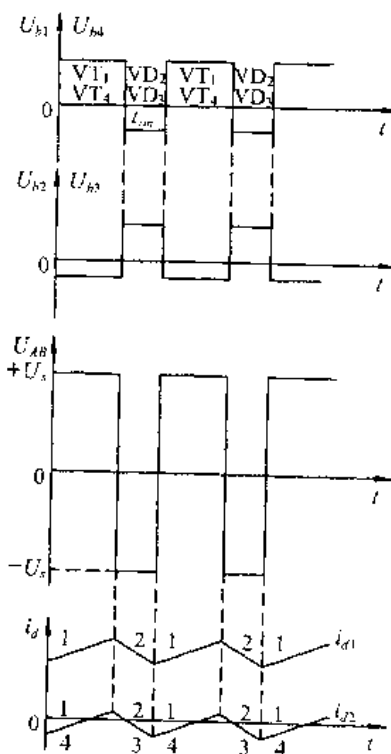


图 4.3 双极式 PWM 变换器电压和电流波形

表 4.1 双极式和单极式可逆 PWM 变换器的比较(当负载较重时)

控制方式	电机转向	$0 \leq t < t_{on}$		$t_{on} \leq t < T$		占空比调节范围
		开关状况	$U_{AB}$	开关状况	$U_{AB}$	
双极式	正转	VT <sub>1</sub> 、VT <sub>4</sub> 导通 VT <sub>2</sub> 、VT <sub>3</sub> 截止	$+U_s$	VT <sub>1</sub> 、VT <sub>4</sub> 截止 VD <sub>2</sub> 、VD <sub>3</sub> 续流	$-U_s$	$0 \leq \rho \leq 1$
	反转	VD <sub>1</sub> 、VD <sub>4</sub> 导通 VT <sub>2</sub> 、VT <sub>3</sub> 截止	$+U_s$	VT <sub>1</sub> 、VT <sub>4</sub> 截止 VT <sub>2</sub> 、VT <sub>3</sub> 导通	$-U_s$	$-1 \leq \rho \leq 0$
单极式	正转	VT <sub>1</sub> 、VT <sub>4</sub> 导通 VT <sub>2</sub> 、VT <sub>3</sub> 截止	$+U_s$	VT <sub>4</sub> 导通, VD <sub>2</sub> 续流 VT <sub>1</sub> 、VT <sub>3</sub> 截止 VT <sub>2</sub> 不通	0	$0 \leq \rho \leq 1$
	反转	VT <sub>3</sub> 导通, VD <sub>1</sub> 续流 VT <sub>2</sub> 、VT <sub>4</sub> 截止 VT <sub>1</sub> 不通	0	VT <sub>2</sub> 、VT <sub>3</sub> 导通 VT <sub>1</sub> 、VT <sub>4</sub> 截止	$-U_s$	$-1 \leq \rho \leq 0$

由于单极式变换器的电力晶体管 VT<sub>3</sub> 和 VT<sub>4</sub> 两者之间总有一个常通, 一个常截止, 运行中无需频繁交替导通, 因此和双极式变换器相比开关损耗可以减小, 装置的可靠性有所提高。

#### 4.1.2.3 受限单极式可逆 PWM 变换器

单极式变换器在减少开关损耗和提高可靠性方面要比双极式变换器好, 但还是有一对晶体管 VT<sub>1</sub> 和 VT<sub>2</sub> 交替导通和关断, 仍有电源直通的危险。在研究一下表 4.1 中各晶体管的开关状态可以发现, 当电机正转时, 在  $0 \leq t < t_{on}$  期间, VT<sub>2</sub> 是截止的,  $t_{on} \leq t < T$  期间, 由于经过 VD<sub>2</sub> 续流, VT<sub>2</sub> 也不通。既然如此, 不如让  $U_{b2}$  恒为负, 使 VT<sub>2</sub> 一直截止。同样, 当电动机反转时, 让  $U_{b1}$  恒为负, VT<sub>1</sub> 一直截止, 这样, 就不会产生 VT<sub>1</sub>、VT<sub>2</sub> 直通的故障了。这种控制方式称为受限单极式。

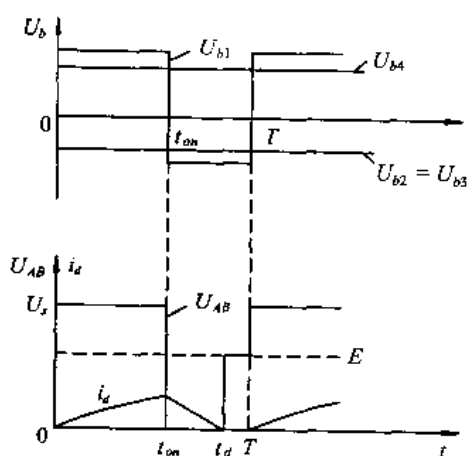


图 4.4 受限单极式 PWM 调速系统  
轻载时的电压、电流波形

受限单极式可逆变换器在电机正转时  $U_{b2}$  恒为负, VT<sub>2</sub> 一直截止; 在电机反转时,  $U_{b1}$  恒为负, VT<sub>1</sub> 一直截止, 其他驱动信号都和一般单极式变换器相同。如果负荷较重, 电流  $i_a$  在一个方向内连续变化, 所有的电压、电流波形都和一般单极式变换器一样。但是, 当负载较轻时, 由于有两个晶体管一直处于截止状态, 不可能导通, 因而不会出现电流变向的情况, 在续流期间电流衰减到零时 ( $t = t_d$ ), 波形便中断了, 这时电枢两端电压跳变到  $U_{AB} = E$ , 如图 4.4 所示这种轻载电流断续的现象将使变换器的外特性变软, 和 V-M 系统中的情况十分相似。它使 PWM 调速系统静、动态性能变差, 换来的好处则是可靠性的提高。

电流断续时, 电枢电压的提高把平均电压也提高了, 成为

$$U_d = \rho U_s + \frac{T - t_d}{T} E_a$$



令  $E_a \approx U_a$ , 则  $U_a \approx \left(\frac{T}{t_d}\right) \rho U_i = \rho' U_i$ , 由此求出新的负载电压系数

$$\rho' = \frac{T}{t_d} \rho$$

由于  $T \geq t_d$ , 因而  $\rho' \geq \rho$ , 但  $\rho'$  之值仍在  $-1 \sim +1$  之间变化。

## 4.2 脉宽调速系统的开环机械特征

在稳态情况下, 脉宽调速系统中电动机所承受的电压仍为脉冲电压, 因此尽管有高频电感的平波作用, 电枢电流和转速还是脉动的。所谓稳态, 只是指电机的平均电磁转矩与负载转矩相平衡的状态, 电枢电流实际上是周期性变化的, 只能算是“准稳态”。脉宽调速系统在准稳态下的机械特性是其平均转速与平均转矩(电流)的关系。

上一节分析表明, 无论是带制动电流通路的不可逆 PWM 电路, 还是双极式或单极式的可逆 PWM 电路, 其准稳态的电压、电流波形都是相似的。由于电路中具有反向电流通路, 在同一转向下电流可正可负, 无论是重载还是轻载, 电流波形都还是连续的, 这就使机械特性的关系式简单得多。只有受限单极式可逆电路例外。

无论是上述哪一种情况, 一个周期内电枢两端的平均电压都是  $U_a = \rho U_i$  (只是  $\rho$  值与  $t_{on}$  和  $T$  的关系不同), 平均电流用  $I_a$  表示, 平均电磁转矩为  $T_{em} = C_m I_a$ , 而电枢回路电感两端电压  $L \frac{di_a}{dt}$  的平均值为零。则电压平均值方程为

$$\rho U_i = R I_a + E_a = R I_a + C_e n \quad (4.7)$$

则机械特性方程为

$$n = \frac{\rho U_i}{C_e} - \frac{R}{C_e} I_a = n_0 - \Delta n_{op} \quad (4.8)$$

或用转矩表示为

$$n = \frac{\rho U_i}{C_e} - \frac{R}{C_e} T_{em} = n_0 - \Delta n_{op} \quad (4.9)$$

其中理想空载转速  $n_0 = \rho U_i / C_e$ , 与占空比  $\rho$  成正比。图 4.5 绘出了第 I、II 象限的机械特性, 它适用于带制动作用的不可逆电路。可逆电路的机械特性与此相仿, 只是扩展到第 III、IV 象限而已。

对于受限单极式可逆电路, 电机在同一旋转方向下电流不能反向, 轻载时将出现电流断续情况, 平均电压方程式(4.7)便不能成立, 机械特性要复杂得多, 本书对此不作详细分析。但是, 由图 4.4 的电压波形可以定性地看出, 当占空比一定时, 负载越轻, 即平均电流越小, 则电流中断(此时  $U_{AB} = E$ )的时间越长。照此趋势, 在理想空载时( $I_a = 0$ ), 只有转速升高到使  $E = U_i$  才行。因此不论  $\rho$  为何值, 理想空载转速都会上翘到  $n_w = U_i / C_e$ , 如图 4.6 所示。从图中还可看出, 轻载时, 电流断续, 机械特性是一段非线性的曲线; 当负载大到一定程度时, 电流开始连续, 才具有式(4.8)或式(4.9)的线性特性。

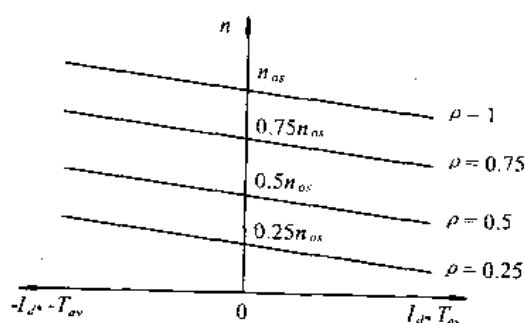


图 4.5 脉宽调速系统的机械特性(电流连续)

$$n_{os} = \frac{U_s}{C_e}$$

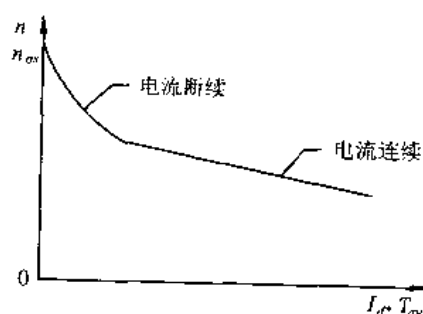


图 4.6 受限单极式脉宽调速系统的机械特性(电机正转时)

### 4.3 脉宽调速系统的控制电路

一般动、静态性能较好的调速系统都采用转速、电流双闭环控制方案,脉宽调速系统也不例外。双闭环脉宽调速系统的原理框图如图 4.7 所示,其中属于脉宽调速系统的特有部分是脉宽调制器 UPW、调制波发生器 GM、逻辑延时环节 DLD、电力晶体管的驱动器 GD 和保护电路 FA。其中最关键的部件是脉宽调制器 UPW。下面举例分析。

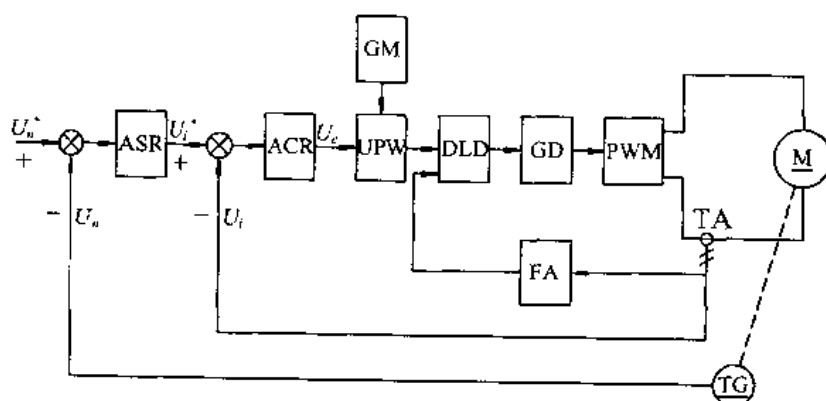


图 4.7 双闭环控制的脉宽调速系统原理图

本节将分析一种比较典型的双极式脉宽调制放大器的控制电路,并介绍一种可适用于单极模式的新型 PWM 集成电路。

#### 4.3.1 一种双极式脉宽调速系统的控制电路

##### 4.3.1.1 三角波发生器

图 4.8 为三角波发生器的原理图,其中  $A_1$  和  $A_2$  是线性放大器,电阻  $R_0$  构成  $A_1$  的正反馈回路,使之具有继电器特性。它的输出为一正负相等的矩形脉冲列。放大器  $A_2$  和输出电阻  $R_4$  及反馈电容  $C$  构成一积分器。放大器  $A_1$  组成的继电环节和  $A_2$  组成的积分环节串联后被由电阻  $R_7$  组成的负反馈回路包围,构成一继电型自动控制系统,使这种非线性控制系统自激,形成一个三角波振荡器。图中电位器 RP 用于调节三角波时间轴的位置,使三角波波在时间轴上、下方偏移。当  $i_0=0$  时,三角波对称于时间轴。放大器  $A_1$  和  $A_2$  的输出电压  $u_1'$  和  $u_2$  的波形示于图 4.9 中。

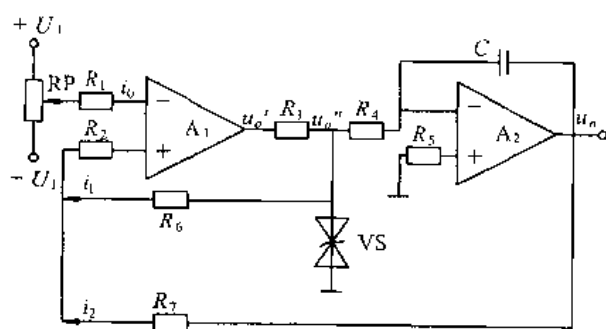


图 4.8 三角波发生器的原理图

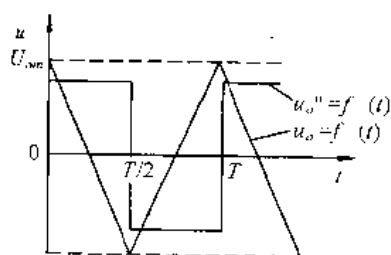


图 4.9 三角波发生器输出电压波形

这种三角波发生器线性度好,调整简便,是目前 PWM 系统中应用较广泛的一种。其振荡频率为

$$f = \frac{1}{4R_4C} \cdot \frac{R_6}{R_7} \quad (4.10)$$

#### 4.3.1.2 脉宽调制器及逻辑延时环节

图 4.10 中由  $A_3$ 、 $R_8$ 、 $R_9$ 、 $R_{10}$  和  $R_{11}$  组成的电路为脉宽调制器。它是一个电压-脉冲变换装置,由电流调节器 ACR 输出的控制电压  $U_c$  进行控制,其输出的脉冲宽度与  $U_c$  成正比。

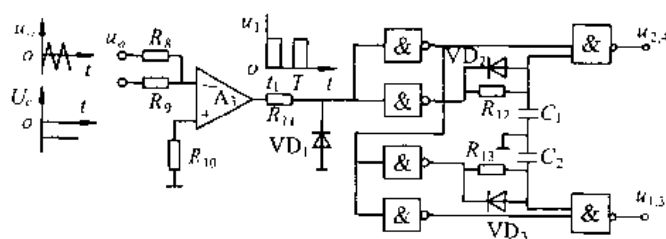


图 4.10 脉宽调制及逻辑延时电路

$A_3$  工作在开环状态,它只能输出正的或负的饱和电压。三角波电压  $u_o$  和控制电压  $U_c$  加在  $A_3$  的反相输入端,当  $u_o$  和  $U_c$  的合成电压的符号改变时, $A_3$  的输出电压  $u_1$  就改变极性。因此,把连续电压转换成脉冲。

为了与后面的逻辑延时环节配合,用由  $R_{11}$  和  $VD_1$  组成的限幅器削掉电压  $u_1$  中的负半波。图 4.11 中示出脉冲调制电路输入电压和输出电压的波形。当控制电压  $U_c = 0$  时,电压  $u_1$  在电压  $u_o$  过零时 ( $t = T/2, T, \dots$ ) 改变极性。这时电压  $u_1$  是一串宽度等于  $T/2$  的正脉冲,见图 4.11(b)。当控制电压  $U_c$  为负时,由于倒相的原因, $A_3$  的合成输入电压的时间轴相当于向正电压方向移动一个等于  $|U_c|$  的距离,见图 4.11(a),此时电压  $u_1$  是一串宽度大于  $T/2$  的正脉冲,见图 4.11(c)。当  $U_c$  为正时, $u_1$  为一串小于  $T/2$  的正脉冲。当  $U_c$  的绝对值等于三角波电压  $u_o$  的幅值  $U_m$  时, $u_1$  为一正的直流电压。

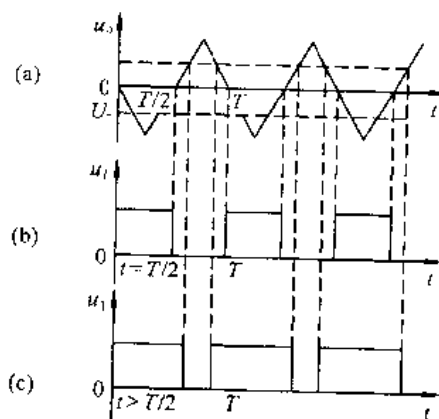


图 4.11 三角波脉宽调制波形图

(a)  $u_o$  波形; (b)  $U_c = 0$  时  $u_1$  波形;  
(c)  $U_c$  为负时  $u_1$  波形

图 4.10 中由六个与非门组成逻辑延时电路。它的输出电压  $u_{2,4}$  和  $u_{1,3}$  分别控制主电路中的  $VT_1$ 、 $VT_4$  和  $VT_2$ 、 $VT_3$  两组电力晶体管的导通和关断。由于两组晶体管交替地导通和关断,因而电压  $u_{1,4}$  和  $u_{2,3}$  的相位是相反的。

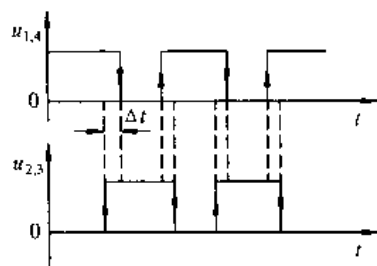


图 4.12 逻辑延时电路输出电压波形示于图 4.12 中。

在可逆 PWM 交换器中,跨接在电源两端的上、下两个晶体管经常交替工作。由于晶体管的关断过程有一段存储时间  $t_s$  和电流下降时间  $t_f$ ,总称关断时间  $t_{off}$ ,在这段时间内晶体管并未完全关断。如果在此期间另一个晶体管已经导通,则将造成上下两管直通,从而使电源短路。为了避免发生这种情况,设置了电阻  $R_{12}$  和  $R_{13}$  与电容  $C_1$  和  $C_2$  组成的延时电路,在对一组晶体管发出关闭脉冲后,延时  $\Delta t$  再发出对另一组晶体管的开通脉冲。由于晶体管导通时也存在开通时间,延时时间  $\Delta t$  只要大于晶体管的存储时间  $t_s$  就可以了。逻辑延时电路输出电压波形

#### 4.3.1.3 基极驱动器

根据对电力晶体管开关特性的分析可以得出如下结论:

- (1) 在开通时提供强驱动,有助于减小电流上升时间;
- (2) 在关断时提供反向强驱动,有利于缩短电流下降时间;
- (3) 在关断期间提供反向偏置电流,则可缩短晶体管的存储时间。

因此,使 GTR 具有最佳开关速度的基极驱动电流波形应按图 4.13 所示波形变化。

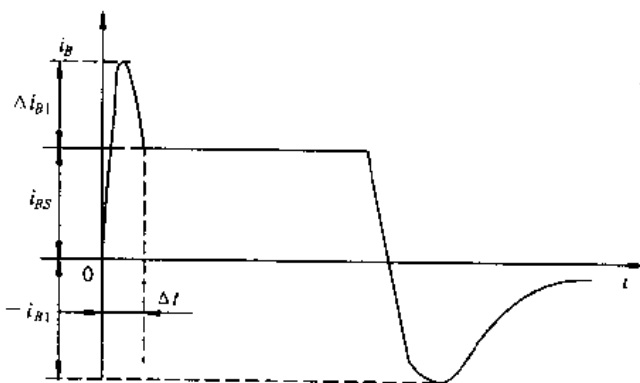


图 4.13 最佳基极驱动电流波形

图 4.14 是一电力晶体管的基极驱动电路。VL 是光电耦合器,用于将控制电路与驱动电路互相隔离,防止干扰。F 是单稳态触发器,用于控制电力晶体管  $VT_1$  开通过程中强驱动电流  $\Delta i_{B1}$  存在的时间  $\Delta t$ 。

电力晶体管  $VT_1$  导通时,正驱动电压  $(+U_2)$  经三极管  $V_5$  供给  $VT_1$  一个强驱动饱和基极电流  $\Delta i_{BS}$ ;  $+U_2$  经  $V_7$  供给  $VT_1$  一个强驱动电流  $\Delta i_{B1}$ 。饱和基极电流  $i_{BS}$  的数值应按最大集电极电流  $i_{cm}$  即电动机的启、制动电流确定,以保证电力晶体管在各种导通情况下均能处于饱和工作状态。强驱动电流  $\Delta i_{B1}$  用于加快  $VT_1$  的开通过程。它存在的时间  $\Delta t$  由单稳态触发器 F 决定。

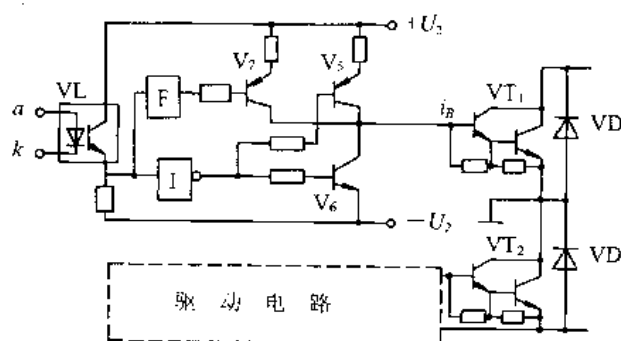


图 4.14 电力晶体管的驱动电路

VT<sub>1</sub> 关断时,负驱动电压( $-U_2$ )加在它的发射极与基极之间,用于抽取基区的剩余电荷,加快关断过程,并使它可靠地截止。

以上述各环节为核心组成的双环直流脉宽调速系统的原理见图 4.15。

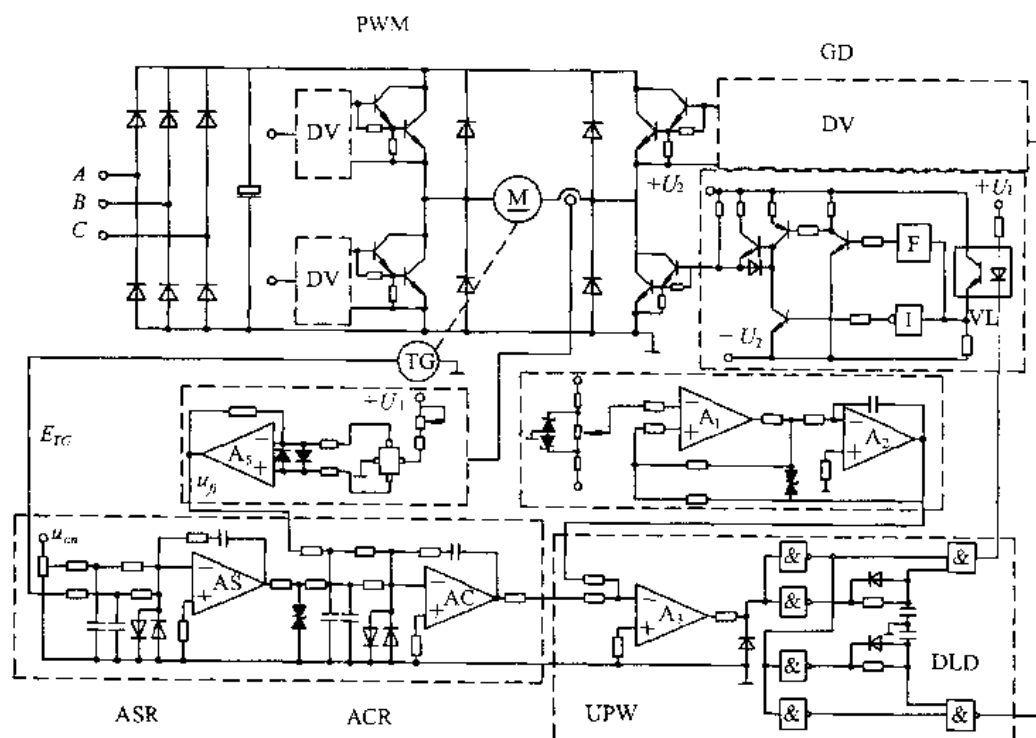


图 4.15 双环直流脉宽调速系统

### 4.3.2 PWM 集成电路

PWM 控制系统经过十多年的发展,国外在 1980 年左右开始进入控制电路集成化阶段。市场出售的单片集成 PWM 控制电路的产品较多,例如美国 Silicon General 公司用于电机控制的新型 SG1731 型 PWM 集成电路,SG1635 半桥驱动器,日本三菱(MITSUBISHI)电气公司的驱动晶体管模块的 M57215L 混合集成电路等。

下面简要地介绍一种新型 SG1731 型 PWM 集成电路以及一种由 SG1731 构成的单极模式 PWM 速度伺服系统。

## 4.3.2.1 SG1731 型 PWM 集成电路

SG1731 型 PWM 集成电路是专门针对直流电动机控制而设计的单片 IC。它可以实现两个象限的脉宽调制。图 4.16 所示为 SG1731 单片 PWM 集成电路的功能结构图和管脚排列图。它包含一个三角波发生器；一个用于误差电压放大的宽频带运算放大器；一个用于平行移动三角波电平的加/减网络，外部可编程的 PWM 比较器和具有续流二极管的且可提供  $\pm 100\text{mA}$ 、 $\pm 32\text{V}$  的图腾极 (totem pole, 推挽电路) 全桥输出的驱动器；一个与 TTL 电平兼容的封锁端子，呈低电平时输出驱动器呈高阻状态。该电路可双电源 (正、负电源) 使用，也可单电源应用。

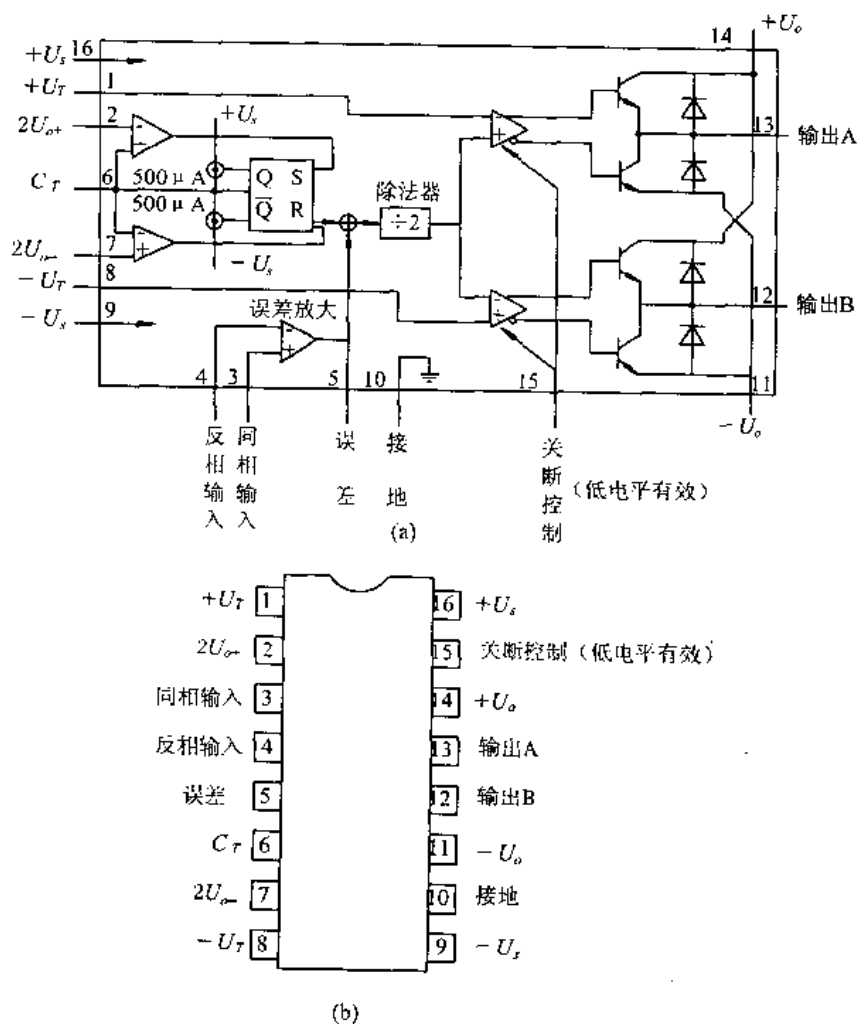


图 4.16 SG1731 单片 PWM 集成电路的功能结构和管脚排列

(a) 内部功能结构; (b) 管脚排列

其主要功能有:

- (1) 允许有极宽的电源工作范围, 控制电源为  $\pm 3.5 \sim \pm 15\text{V}$ ; 驱动电源为  $\pm 2.5 \sim \pm 22\text{V}$ 。
- (2) 输出极可提供  $100\text{mA}$  的正、反向驱动电流。
- (3) 三角波频率的可调范围:  $100 \sim 350\text{kHz}$ ; 三角波的峰-峰调整范围为  $1 \sim 10\text{V}$ ; 振荡定



时电容的取值范围为  $200\text{pF} \sim 2.5\mu\text{F}$ 。

(4) 误差放大器的转换速率高, 典型值为  $15\text{V}/\mu\text{s}$ , 单位增益带宽为  $1\text{MHz}$ 。

(5) 具有死区调节功能, 即在误差为零时, 调节  $\pm U_T$  的大小, 可在输出端得到相位相差  $180^\circ$  的初始脉冲。

(6) 关断控制功能: 当管脚(15)端低电平(TTL 电平兼容)作用时, 输出级晶体管就瞬时被强制到截止状态。这种功能可用来对系统提供各种保护。

#### 4.3.2.2 由 SG1731 构成的调速系统

图 4.17 所示为采用 SG1731 与自给偏压、反馈自锁 H 型功率变换器组成的单极模式 PWM 调速系统。电动机为永磁式直流力矩电动机, 电枢电压  $60\text{V}$ , 堵转电流  $10\text{A}$ , 轴装高灵敏度测速机, 电枢电流反馈至 SG1731 的(3)端, 由运算放大器  $N_1$  组成速度调节器。功率级全部由国产 3DF20、3DD15 低频大功率晶体管构成。电路结构不同于所介绍的单极控制模式。SG1731 的 A、B 输出端(13)和(12)分别联接到桥路下半部晶体管的基极回路。根据电动机旋转方向, 在  $V_2$ 、 $V_4$  之一加控制脉冲, 另一个加载截止偏压。当  $V_2$  加控制脉冲导通时 (SG1731 的输出端 A 有 PWM 脉冲), 也就为  $V_3$  提供通路, 形成电流  $i_1$ ,  $V_2$  导通脉冲结束后电枢电感通过二极管  $\text{VD}_2$ 、 $\text{VD}_1$  及  $V_3$  放电 (续流), 形成续流电流  $i_2$ 。值得注意的是, 虽然  $V_1$ 、 $V_3$  均加有偏压, 但在  $V_2$ 、 $V_3$  导通时,  $i_1$  流过  $\text{VD}_2$  自动地将  $V_1$  截止了。  $V_1$ 、 $V_2$  绝不会形成短路, 如果  $V_1$  有流向  $V_2$  的电流, 也同样会由于在  $\text{VD}_2$  产生的压降使其基极电位低于发射极电位而截止。反之, 当  $V_4$  加有导通脉冲时 (SG1731 输出端 B 有 PWM 脉冲),  $V_1$ 、 $V_4$  导通,  $V_2$ 、 $V_3$  截止。这种功率转换电路可使上半桥臂自动选择工作状态, 并可自动防止短路, 同时比较简单可靠, 用 SG1731 单片 PWM 控制电路时接口简单。

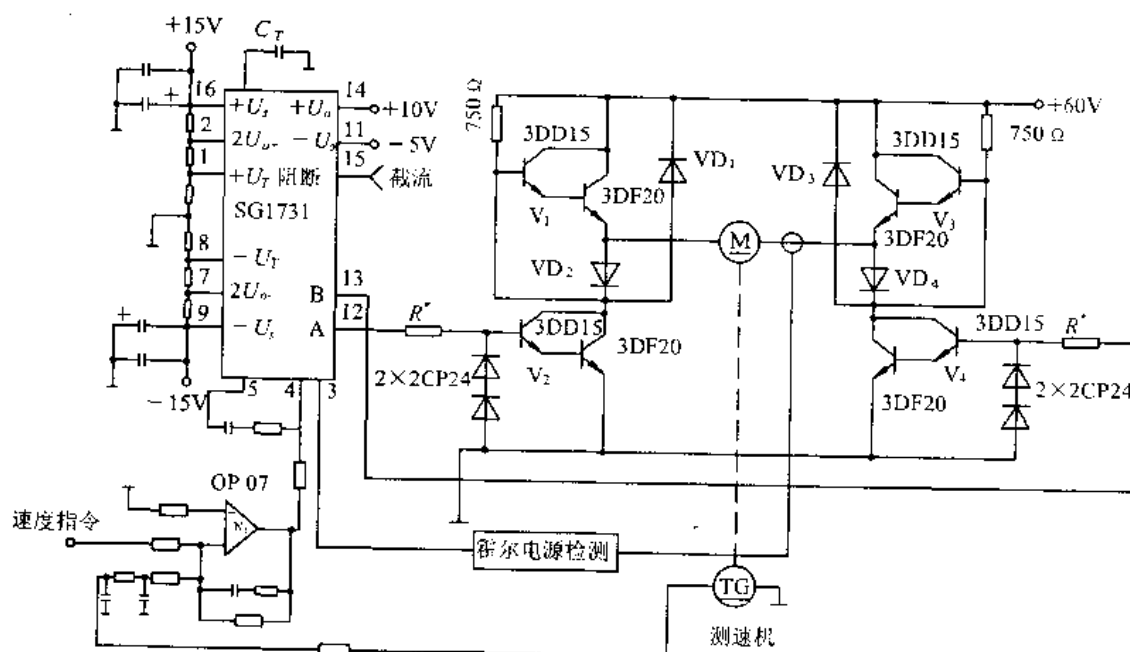


图 4.17 由 SG1731 构成的单极模式 PWM 速度伺服系统

该系统使用时, 调整门限电压  $\pm U_T$  的值, 使 SG1731 工作在无死区方式,  $C_T$  取  $0.02\mu\text{F}$ , 振荡频率为  $2\text{kHz}$ , 低速可达  $0.2\text{mrad/s}$  ( $<1'/\text{s}$ ), 调速范围达  $5 \times 10^3$ 。

## 4.4 PWM 直流调速系统的制动过程

由于主电路结构上的特点,PWM 式直流调速系统的制动过程与 V-M 直流调速系统有所不同。前已指出,V-M 可逆调速系统可通过他桥逆变实现电动机的能量回馈制动。PWM

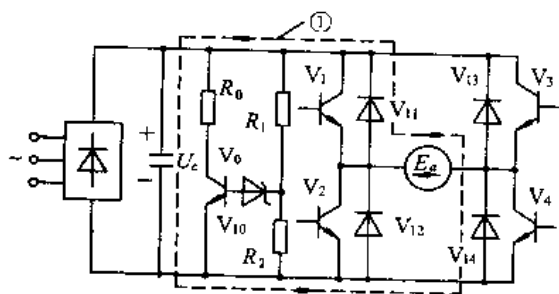


图 4.18 PWM 式直流调速系统的  
制动过程及相关电路

式可逆调速系统则不能。图 4.18 所示为电动机正转是制动状态下的电流、电压关系。虽然  $U_c$  的突然下降可使  $U_c$  小于电动机的电枢电势  $E_g$ , 令电动机具有实现回馈制动的必要条件, 但由于 H 型电路的不可控整流供电电源不可能运行于逆变状态, 因而  $E_g$  产生的制动电流只能沿图中虚线所示回路①向滤波电容 C 充电。从能量平衡关系上看, 制动过程中运动系统储存的机械能经过电动机转化为电能后, 只能以电场能量的形式暂时储存在滤波电

容 C 中, 使其两端电压  $U_c$  升高, 升高的部分电压称为泵升电压。当泵升电压使  $U_c$  高于图中稳压管  $V_{10}$  所规定的限度时, 开关元件  $V_6$  导通, 并接通 C 的放电回路, 令制动过程中储存在 C 中的那部分电场能量以铜耗的形式消耗在放电电阻  $R_6$  中。上述过程说明, PWM 式可逆调速系统的制动过程是一种形式上的回馈制动、实际上的能耗制动过程。

## 4.5 两类直流调速系统的比较

与 V-M 直流调速系统相比, PWM 直流调速系统的优点主要表现在:

① 主电路结构简单, 所需功率开关元件数少, 特别是在可逆系统中, 其开关元件数仅为晶闸管三相桥式反并联电路的 1/3。

② 不存在相控方式下电压、电流波形的畸变因数和相移因数随运行速度一同下降的弊病, 因而即使在极低转速下运行时, 系统亦能保持有较高的功率因数。

③ 系统按双极式工作时, 不采用笨重的滤波电抗器, 仅依靠电枢绕组本身自感  $L_a$  的滤波作用即可保证在轻载下  $i_a$  无断续现象。不致出现电动机动态模型降阶和动态参数改变等一般反馈控制无法克服的模型干扰和参数干扰, 有利于系统动态性能的改善。同时, 由于在  $U_c$  极低的深控条件下  $i_a$  的纹波和与之对应的纹波转矩均很小, 使低速下电动机转速的平稳性提高, 有利于系统调速范围的扩大。

④ 主电路开关频率高, 使系统具有更高的截止频率, 有利于提高系统对于外部信号的响应速度。

### 本章小结

PWM 的主电路即 PWM 变换器, 是一种采用脉冲宽度调制的直流斩波器。从是否可逆角度可将 PWM 变换器分为可逆和不可逆两类。

在四个电力晶体管 ( $VT_1 \sim VT_4$ ) 组成的 H 型可逆 PWM 变换器中, 由于电力晶体

管驱动脉冲的不同,又可分双极式、单极式和受限单极式。其中双极式调速系统的动、静态性能最好,但由于上下两管易发生直通,可靠性最低。单极式在提高可靠性和降低开关损耗方面都优于双极式,而受限单极式则彻底避免了上、下管直通的可能性,可靠性最高,但由于轻载时会引起电流断续,故使调速系统动、静态性能变差。下面列出几种 PWM 变换器的  $U_d=f(U_c)$  关系:

$$\text{不可逆: } U_d = \frac{t_{on}}{T} U_s$$

$$\text{可 逆: 双极式 } U_d = \left( \frac{2t_{on}}{T} - 1 \right) U_s$$

$$\text{单极式 } U_d = \frac{t_{on}}{T} U_s$$

$$\text{受限单极式 } \begin{cases} U_d = \frac{t_{on}}{T} U_s, & \text{电流连续} \\ U_d = \frac{t_{on}}{t_d} U_s, & \text{电流断续} \end{cases}$$

在 PWM 直流调速系统中,电枢电流与转速均在脉动,所谓机械特性,实际上是准稳态下的平均转速与平均转矩的关系。带制动电流通路的不可逆 PWM 与双极式、单极式 PWM 的准稳态电压、电流波形相似,故机械特性类似,只不过前者在 I、II 象限,后者扩展至 III、IV 象限。定性分析受限单极式 PWM 调速系统的机械特性,可知其轻载时电流断续而使特性呈现非线性。

属于 PWM 调速系统特有的控制电路是脉宽调制器 UPW、调制波发生器 GM、逻辑延时环节 DLD 以及电力晶体管的基极驱动电路 GD。其中关键的是 UPW,常用的 UPW 有用锯齿波或三角波作为调制信号的,有用多谐振荡器加单稳态组成的,也有数字式的,基本原理相仿,都通过改变控制电压  $U_c$  来调节输出脉冲电压宽度。DLD 的主要作用是避免电力晶体管在交替工作时造成上下两管直通使电源短路。而电力晶体管的基极驱动器则用于产生所需的基极电流波形,以保证 GTR 可靠工作。

V-M 可逆调速系统可通过反组逆变实现电动机的能量回馈,而 PWM 直流可逆调速系统则需通过制动电阻来消耗回馈能量。

## 习 题

- 4.1 为什么晶体管 PWM-电动机系统比晶闸管-电动机系统能获得更高的动态性能?
- 4.2 何谓 H 型 PWM 变换器的双极式、单极式和受限单极式控制方式? 在这几种控制方式下会不会出现电流断续现象? 为什么?
- 4.3 PWM 直流调速系统主电路功率器件中为什么要反并联二极管? 如果二极管短路会产生什么后果?
- 4.4 单极式和双极式脉宽调制主要有什么区别?
- 4.5 PWM 直流调速系统有什么特点?
- 4.6 泵升电压是怎样形成的? 对系统有何影响? 如何抑制?
- 4.7 试比较晶闸管-电动机(V-M)可逆调速系统和 PWM 可逆直流调速系统的制动过程,指出它们的相同点和不同点。

## 第二篇 交流调速系统

### 一、现代交流调速涉及的知识

#### 1. 电力电子器件

SCR(晶闸管), GTO(可关断晶闸管), GTR(大功率晶体管, 欧美叫 BJT), IGBT(绝缘栅双极晶体管), IPM(智能功率模块)。

#### 2. 控制理论

(1) 传统理论: 古典控制, 自控理论。

(2) 现代理论: 最佳解耦, 观测器, 状态推定, 自适应, 自学习。

(3) 信息处理: CAD, 专家系统。

(4) 主电路: 变流器, 逆变器, PWM 逆变器, 交-交变频器。

(5) 电机理论: VVVF 控制, 转差频率控制, 矢量控制, 直接转矩控制。

(6) 控制电路: IC, LSC, 单片机, DSP(数字信号处理器)。

### 二、现代交流调速的特点

1. 古典控制是一种力学系统的控制, 主要考虑电机稳态特性、启动、调速、制动的控制, 只研究速度变化状态, 很少考虑电磁变化过程。

2. 现代控制不是单一的调速, 其主要被控量是转矩, 不论静态还是动态, 转矩响应非常重要。

### 三、电力电子学的模式

电力电子学定义是从 1960 年开始, 但一直没有统一。到 1973 年在电力电子学会上美国西屋电气公司的(NEWELL)耐维博士才明确地定义了电力电子的模式:

电力电子	{	电力: 静止器(变频器)-旋转器(电机)
		电子: 器件, 电路
		控制: 模拟, 数字

## 5 电力变换电路

### 本章提要

电力变换电路是交流调速系统的电源, 是变频器的主电路。电力电子器件, 整流与逆变, 电动状态与逆变状态又是电力变换的基础。电力变换电路根据其结构不同, 可分

为交-交变频(直接变频)和交-直-交变频(间接变频)。交-直-交变频根据其中间直流环节不同,可分为电压型逆变器和电流型逆变器。PWM 电压型逆变器兼有电压型和电流型的优点,目前市场上供应的变频器主要采用 PWM 电压型逆变器。本章第一节电力变换电路基础简述运动控制中主要电力电子器件、整流与逆变、电动状态与逆变状态等基本概念。第二节介绍交-交变频器。第三节介绍交-直-交变频器,本节详细介绍了 PWM 电压型交-直-交变频器主电路及其各环节的功能与作用。本章最后介绍三电平 PWM 电压型逆变器。

**关键词:** 电力变换, 电力电子器件, 交-交变频, 交-直-交变频, 电压型逆变器, 电流型逆变器, PWM 电压型逆变器, 整流与逆变。

**核心问题:** 电力变换电路, 逆变器的特点, 变频器的结构与功能。

## 5.1 电力变换电路基础

### 5.1.1 电力电子器件

#### 5.1.1.1 晶闸管(SCR)

晶闸管一般指普通晶体闸流管,也称可控硅整流器件,简称 SCR,是半控型电力电子器件。它可以被控制导通,但不能用门极控制关断。晶闸管的图形符号如图 5.1 所示。A 为阳极,K 为阴极,G 为门极。

晶闸管 SCR 导通需具备两个条件:

- (1) 在晶闸管的阳极 A 与阴极 K 之间应加上正向电压。
- (2) 在晶闸管的门极 G 与阴极 K 之间也要加上正向电压和电流。

晶闸管一旦导通,门极即失去控制作用,故晶闸管为半控器件。

晶闸管关断条件:

必须使阳极电流减小到维持电流以下,因此,必须使阳极电压减小到零或用反向的方法来实现。

#### 5.1.1.2 可关断晶闸管(GTO)

可关断晶闸管简称 GTO,是晶闸管的一种派生器件。它具有 SCR 的全部优点,如:耐高压、电流大、耐浪涌能力强、造价便宜等,且具有自关断能力,为全控型器件。它与晶闸管 SCR 相比,有下列优点:

- (1) 工作频率较高,控制功率小。
- (2) 主电路器件少,结构简单。
- (3) 脉冲换向无噪音。
- (4) 无需强迫换流装置,损耗减少,装置效率提高。
- (5) 易实现脉宽调制,可以改善输出波形。

可关断晶闸管的图形符号如图 5.2 所示。

可关断晶闸管 GTO 导通条件:

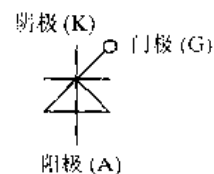


图 5.1 SCR 图形符号

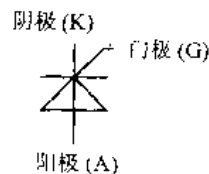


图 5.2 GTO 图形符号



阳极 A 加正向电压,门极 G 同时加正向电压或脉冲,并且要有足够大的正门极电流  $I_G$  时,GTO 导通。

可关断晶闸管 GTO 关断条件:

在门极 G、阴极 K 加上较大的负电压或负脉冲,并要有足够大的负门极电流  $I_G$ ,即可关断 GTO。

#### 5.1.1.3 大功率晶体管(GTR,也叫 BJT)

大功率晶体管是一种双极型大功率高反压晶体管。它既有晶体管的固有特性,又扩大了功率容量,是一种具有自关断能力的全控型电力电子器件。GTR 在逆变电路中是用来作为开关器件,其工作过程总是在饱和状态和截止状态间进行交替。所以,逆变用的 GTR 的额定功耗通常很小。逆变电路中的 GTR 不允许在放大状态下稍作停留。

GTR 是用电流信号进行驱动,正向基极电流控制它的导通,反向基极电流控制它的关断,所需驱动功率较大,故基极驱动系统比较复杂,并使工作频率难以提高,这是其不足之处。

大功率晶体管的图形符号如图 5.3 所示。

#### 5.1.1.4 功率场效应晶体管(P-MOSFET)

功率场效应晶体管 P-MOSFET 是一种多载流子导电的单极型电压控制器件,具有开关速度快,高频性能好,输入阻抗高,驱动功率小,热稳定性优良,无二次击穿问题,安全工作区宽和跨导线性高等显著特点,在线性放大技术领域及各类中小功率开关电路中得到极为广泛的应用。

根据载流子的性质可将 P-MOSFET 器件分为 N 沟道和 P 沟道两种类型,它们的图形符号如图 5.4 所示。图中箭头表示载流子移动方向,图 5.4(a)表示 N 沟道 MOSFET,电子流出源极,图 5.4(b)表示 P 沟道 MOSFET,空穴流出源极。

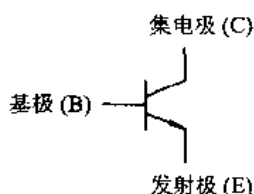


图 5.3 GTR 图形符号

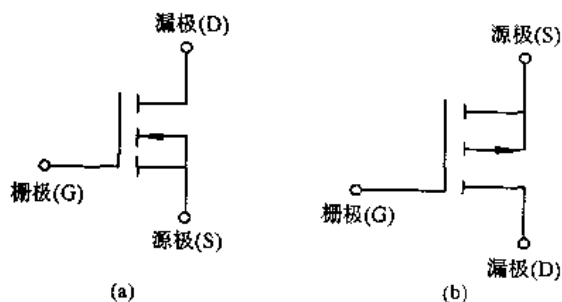


图 5.4 P-MOSFET 图形符号

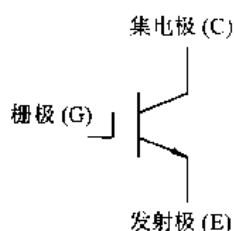
其工作特点是,G、S 间的控制信号是电压信号  $u_{GS}$ 。改变  $u_{GS}$  的大小,主电路的漏极流  $I_D$  也跟着改变。由于 G、S 间的输入阻抗很大,故控制电流几乎为零,所需驱动功率很小。和 GTR 相比,其驱动系统比较简单,工作频率也较高。但是 P-MOSFET 在提高击穿电压和增大工作电流方面进展较慢,故在变频器中的应用尚不能居主导地位。

#### 5.1.1.5 绝缘栅双极晶体管(IGBT)

绝缘栅双极晶体管简称 IGBT,是由 MOSFET 和晶体管技术结合而成的复合型器件,



是 20 世纪 80 年代出现的新型复合器件,在电机控制、中频和开关电源,以及要求快速、低损耗的领域倍受青睐。



IGBT 的开通和关断是由门极电压来控制的,控制信号为电压信号。门极加正电压,使 IGBT 导通;门极加负电压时,IGBT 即关断,开启电压为 15V,是全控型电力电子器件。

绝缘栅双极晶体管的图形符号如图 5.5 所示。

#### 5.1.1.6 智能功率模块(IPM)

所谓智能功率模块,就是  $IPM = IGBT + \text{驱动电路} + \text{智能化控制}$ 。IPM 中的每一个 IGBT 元件都设置有各自独立的驱动电路和多种保护,能够实现过流、过压、欠压及过热保护等功能。只要保护电路动作,即使有控制输入信号,IPM 的输入信号也被禁止,同时向 CPU 反馈输出误动作信号,而且必须重新复位 IPM 才能工作。IPM 尤其适合制作驱动电动机的变频器,是一种较为理想的电力电子器件。各功率器件特性汇总如表 5.1 所示。

表 5.1 功率器件表

代 号	SCR	GTO	GTR
图形符号	<p>该图展示了 SCR 的图形符号。它由两个二极管符号反向串联而成，中间有一个门极（G）引出线。图中分别标注了阴极 (K)、门极 (G) 和阳极 (A)。</p>	<p>该图展示了 GTO 的图形符号。它由两个二极管符号反向串联而成，中间有一个门极（G）引出线，且门极引出线带有“+”号。图中分别标注了阴极 (K)、门极 (G) 和阳极 (A)。</p>	<p>该图展示了 GTR 的图形符号。它由一个三极管符号（NPN 型）的集电极（C）和发射极（E）部分构成，中间有一个基极（B）引出线。图中分别标注了集电极 (C)、基极 (B) 和发射极 (E)。</p>
开关频率	300~500Hz	1~2kHz	1~5kHz
控制类型	半控型	全控型	全控型
驱动信号	正向门极电流 ON	正向门极电流 ON, 反向门极电流 OFF	正向基极电流 ON, 反向基极电流 OFF
代 号	IGBT	P-MOSFET	
图形符号	<p>该图展示了 IGBT 的图形符号。它由一个三极管符号（NPN 型）的集电极（C）和发射极（E）部分构成，但在栅极（G）处有一个短横线，表示绝缘栅。图中分别标注了集电极 (C)、栅极 (G) 和发射极 (E)。</p>	<p>该图展示了 P-MOSFET 的图形符号。它由一个三极管符号（PNP 型）的漏极（D）和源极（S）部分构成，但在栅极（G）处有一个短横线，表示绝缘栅。图中分别标注了漏极 (D)、栅极 (G) 和源极 (S)。</p>	
开关频率	10~20kHz	10~100kHz	
控制类型	全控型	全控型	
驱动信号	正向栅极电压 ON, 反向栅极电压 OFF	正向栅源电压, 高电压 ON, 低电压 OFF	

#### 5.1.2 整流与逆变

把交流电变为直流电,称为整流,这种变换装置称为变流器。把直流电变为交流电,称为逆变,这种变换装置称为逆变器。

变流器工作在逆变状态时,把直流电逆变为电网同频率的交流电反送到电网去,叫有源

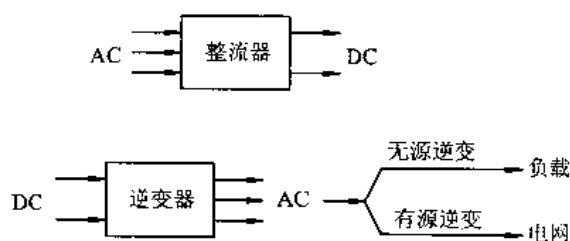


图 5.6 整流与逆变

逆变；把直流电逆变为某一频率或可调频率的交流电供给负载，则叫无源逆变，如图 5.6 所示。

### 5.1.3 电动状态与逆变状态

在晶闸管变流器直流拖动系统中，如图 5.7 所示，当变流器输出电压  $U_d$  大于电动机反电势  $E_a$ ，即  $U_d > E_a$ ， $I_d = \frac{U_d - E_a}{R}$  时为电动状态，电能由电网流向电动机。而当变流器输出电压  $U_d$  小于电动机反电势  $E_a$ ，即  $E_a > U_d$ ， $I_d = \frac{E_a - U_d}{R}$  时为发电状态，电能由电动机流向电网。晶闸管为单向导电性， $I_d$  方向不能改变，因此在逆变状态时，电机电势  $E_a$  必须反向，但为防止两电势顺向串联，变流器输出电压  $U_d$  极性也必须反过来。逆变状态时，晶闸管的阳极处于负半周但外接直流电势  $E_a$  使晶闸管还是受正向电压而导通。

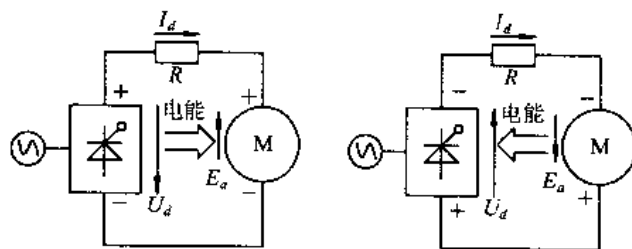


图 5.7 电动与逆变状态

逆变条件：

- (1) 要有直流电源，其极性与晶闸管导通方向一致；
- (2)  $E_a > U_d$ ；
- (3) 晶闸管控制角  $\alpha > \frac{\pi}{2}$ ，使  $U_d$  输出负电压。

### 5.1.4 不可逆变流器与可逆变流器

在电压型逆变器中晶闸管变流器输出电压虽可以控制正负两种极性，但其直流电方向为单向，所以只能在两象限工作，称为不可逆变流器。此时只能作整流，不能作逆变，如图 5.8 所示。

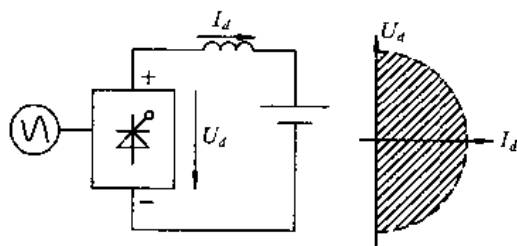


图 5.8 不可逆变流器

将两组不可逆变流器反并联构成直流电为双向,能在四象限工作,称为可逆变流器。此时既可作整流,又可作逆变,如图 5.9 所示。

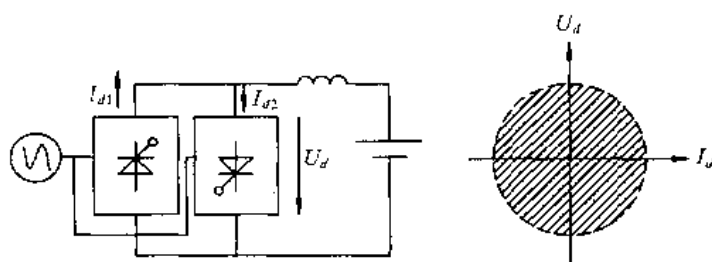


图 5.9 可逆变流器

### 5.1.5 变频器基本结构

异步电动机用变频器传动时的方块图如图 5.10 所示,变频器由变流器、平滑电路、逆变器、控制器四大部分组成。变流器将交流变为直流,平滑电路将此直流平滑后,由逆变器将它变换为频率可调的交流,向电动机提供电压、电流和频率。

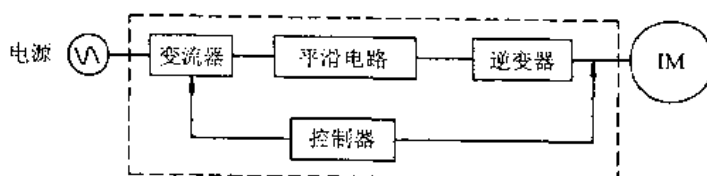


图 5.10 变频器的基本结构

## 5.2 交-交变频器

交-交变频器是指无直流中间环节,把频率固定的交流电源直接变换成频率电压连续可调的交流电,也称为直接变频,如图 5.11 所示。

### 5.2.1 工作原理

以单相为例,电路由两组反并联晶闸管变流器组成,如图 5.12(a)所示。采用无环流工作方式,一组工作,另一组封锁,两组变流器按一定频率交替工作,给负载输出某频率交流电,如图 5.12(b)所示。

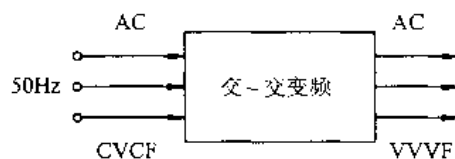


图 5.11 直接(交-交)变频装置

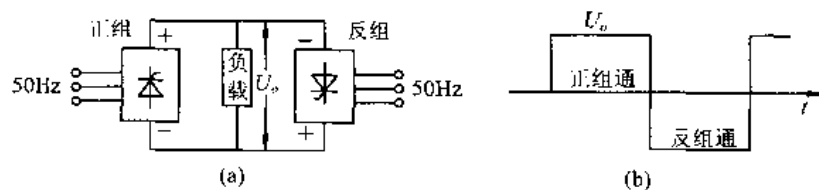


图 5.12 单相交-交变频电路原理

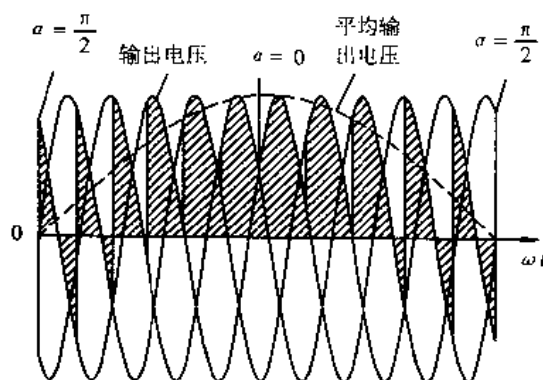


图 5.13 交-交变频器输出电压波形

对反并联变流器晶闸管的控制角  $\alpha$  从  $90^\circ \rightarrow 0 \rightarrow 90^\circ$  连续进行交变的相位调制, 则由正组变流器提供正半周输出交流电, 由负组变流器提供负半周输出交流电。改变控制角  $\alpha$  变化的快慢, 即正反两组换流器的切换频率可以控制输出交流电的频率, 改变控制角  $\alpha$  的大小, 可以控制交流输出电压的幅值。交-交变频器输出电压波形如图 5.13 所示。

### 5.2.2 整流与逆变状态

交-交变频器的负载为异步电机, 负载功率因数角为  $\varphi$ , 即输出电流滞后输出电压  $\varphi$  角。图 5.14(a) 是交-交变频器示意图,  $u_P, u_N$  表示正反组变流器可输出的交流电压, 二极管及对应的  $i_P, i_N$  表示交流电的流通方向,  $u_o, i_o$  表示负载端交流电压和电流。图 5.14(b) 给出了一个周期内负载电压、电流波形及正反两组变流器的电压、电流波形。  $t_1 \sim t_3$  期间负载电流正半周, 只能是正组变流器工作, 反组变流器被封锁, 其中在  $t_1 \sim t_2$  阶段, 输出电压和电流均为正, 正组变流器输出功率为正, 工作在整流状态。在  $t_2 \sim t_3$  阶段, 负载电流仍为正, 但输出电压已反向, 这一阶段正组变流器输出功率为负, 工作在逆变状态。在  $t_3 \sim t_5$  期间, 负载电流反向, 反组变流器工作, 正组变流器被封锁, 其中在  $t_3 \sim t_4$  阶段, 负载电流和负载电压均为负, 反组变流器输出功率为正, 工作在整流状态。在  $t_4 \sim t_5$  阶段, 负载电流为负而电压为正, 这一阶段反组变流器输出功率为负, 工作在逆变状态。

变流器的工作是由输出电流的方向决定, 与输出电压极性无关。变流器工作在整流状态还是逆变状态, 则是由输出电压方向和输出电流方向的异同而定。

交-交变频器完成变频过程必须有两种换流形式, 即换流过程和换组过程, 晶闸管的导通和关断过程, 称为换流过程。正组与反组变流器的交替工作过程称为换组过程。前者是晶闸管在电网电压过零时自然换流, 称为电网换流; 后者是利用输出电流过零信号进行换组。

### 5.2.3 输出正弦波电压的调制方法

使交-交变频电路的输出电压波形为正弦波的调制方法有多种, 其中最基本、广泛应用的是余弦交点法。其原理如下:

晶闸管变流器输出电压

$$U_o = U_{do} \cos \alpha \quad (5.1)$$

式中  $U_{do}$ ——当  $\alpha=0$  时理想空载整流电压;

$U_o$ ——交-交变频电路中, 每次控制角  $\alpha$  是不同的,  $U_o$  表示每次控制间隔内输出电压的平均值。

设要得到正弦波输出电压

$$U_o = U_{om} \sin \omega t \quad (5.2)$$

式中  $U_{om}$ ——正弦波幅值。

把式(5.1)与式(5.2)比较得

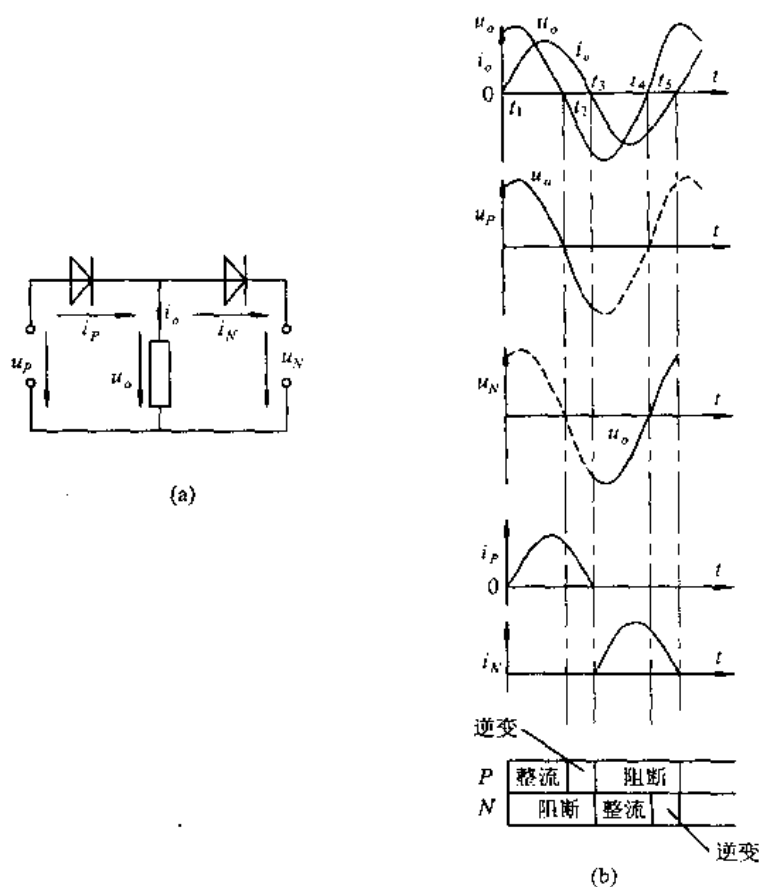


图 5.14 理想交-交变频器的工作状态

$$\cos \alpha = \frac{U_{om}}{U_{do}} \sin \omega t = \gamma \sin \omega t \quad (5.3)$$

式中,  $\gamma = \frac{U_{om}}{U_{do}}$ , 称为输出电压比 ( $0 \leq \gamma \leq 1$ )。

因此控制角

$$\alpha = \arccos(\gamma \sin \omega t) \quad (5.4)$$

采用微机控制, 把事先计算好的数据存入存储器, 运行时按照所存的数据进行实时控制。

交-交变频器的特点:

(1) 只用一次交流, 且使用电网换流, 直接变换效率高, 但可调频率范围窄, 为额定频率的 1/2 以下。

(2) 输出电压是由输入电压波的某些部分所构成, 因此在低频时输出波形较好, 接近正弦波。

(3) 按电网电压过零自然换流, 可采用普通晶闸管, 变流器容量可以很大。

(4) 因电路构成方式的特点, 所用晶闸管元件数较多, 三相交-交变频器至少需要 36 只晶闸管。

(5) 由于采用相控方式, 功率因数较低, 特别在低速运行时更低, 需要适当补偿。

鉴于上述特点, 交-交变频器特别适合于大容量低速传动, 在轧机、卷扬机、水泥球磨机、

矿石破碎机等传动装置中得到了较多的应用。它既可用于异步电动机传动,也可用于同步电动机传动。

### 5.3 交-直-交变频器

交-直-交变频是把频率固定的交流电整流成直流电,然后再把直流电逆变成频率电压连续可调的交流电,也叫间接变频。交-直-交变频器装置如图 5.15 所示。

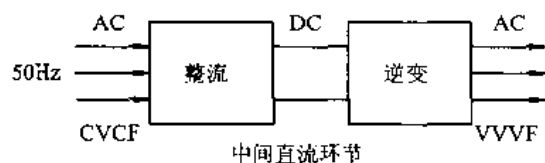


图 5.15 交-直-交变频装置

逆变电路根据直流侧电源性质分为两种:

- (1) 直流侧是电压源的称为电压型逆变器。
- (2) 直流侧是电流源的称为电流型逆变器。

#### 5.3.1 电压型逆变器

为便于说明,以单相逆变器为例。电压型逆变器工作原理如图 5.16 所示,图(a)为基本结构,图(b)为工作原理,图(c)为输出波形。其换流分(1)→(2)→(3)阶段,如图(b)虚线所示。直流电源并联大容量滤波电容  $C_d$ ,直流输出电压具有电压源特性,它相当于恒压源,逆变器电流可以反流入电源。其换流过程如下:

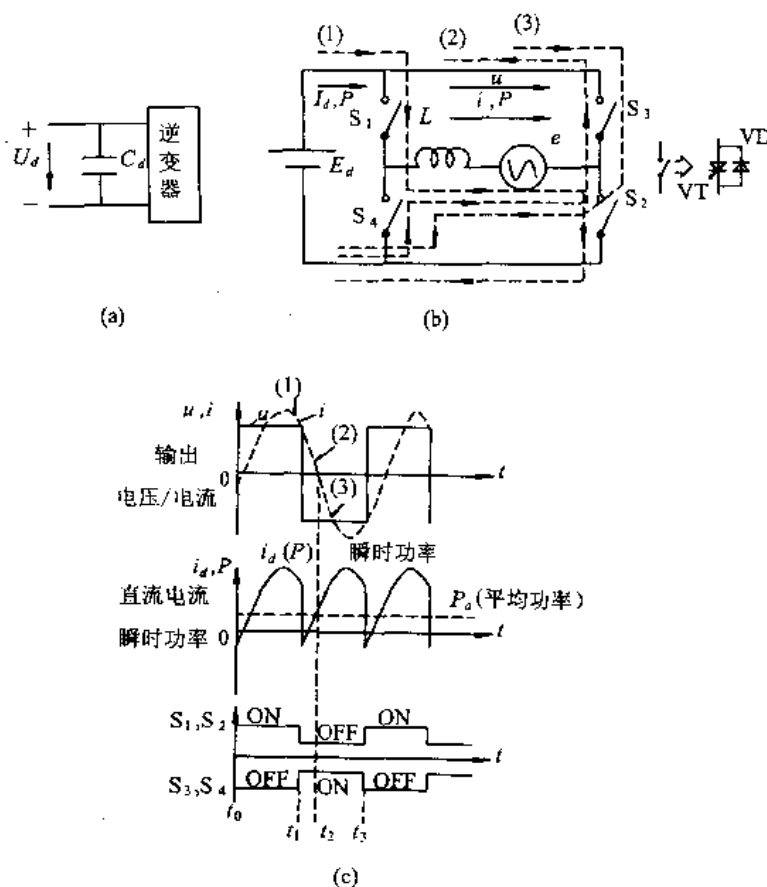


图 5.16 电压型逆变器工作原理



$S_1 \sim S_4$  相当于逆变器桥臂上开关元件  $VT_1 \sim VT_4$  和续流二极管  $VD_1 \sim VD_4$ 。在(1)阶段,  $S_1, S_2$  导通,  $S_3, S_4$  关断。直流电  $I_d$  通过  $VT_1, VT_2$  正向流过感性负载  $L$ , 由于是感性负载, 电流不能突变, 流过负载的正向电流从小开始增大。在(2)阶段, 使  $S_1, S_2$  关断,  $S_3, S_4$  导通。由于是感性负载, 储存无功能量, 电流方向不能突变, 此时无功电流通过  $S_3, S_4$  的续流二极管  $VD_3, VD_4$  流入恒压电源。在(3)阶段, 无功电流衰减到零, 此时直流电  $I_d$  通过  $VT_3, VT_4$  反向流过感性负载  $L$ , 完成了换流, 换流过程的波形如图(c)所示。

三相电压型逆变电路如图 5.17 所示, 由 6 只晶闸管组成, 每只晶闸管反并一只续流二极管, 为负载的滞后电流提供一条反馈到电源的通路。6 只晶闸管每隔  $60^\circ$  电角度按次序轮流触发一只, 相邻两相的晶闸管触发导通时间互差  $120^\circ$ , 一个周期共换流六次, 称为三相六拍工作状态。三相电压型逆变器每只晶闸管导通持续时间为  $180^\circ$ , 称为  $180^\circ$  导电型, 如图 5.18 所示。每个工作状态下都有 3 只晶闸管同时导通, 其中每个桥臂上都只有一只晶闸管导通, 形成三相负载同时通电, 如图 5.19 所示。晶闸管采用强迫换流,  $180^\circ$  导电型是同一桥臂上下两管互相换流。

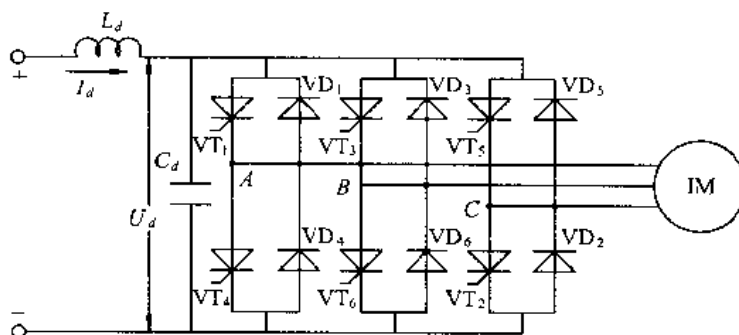
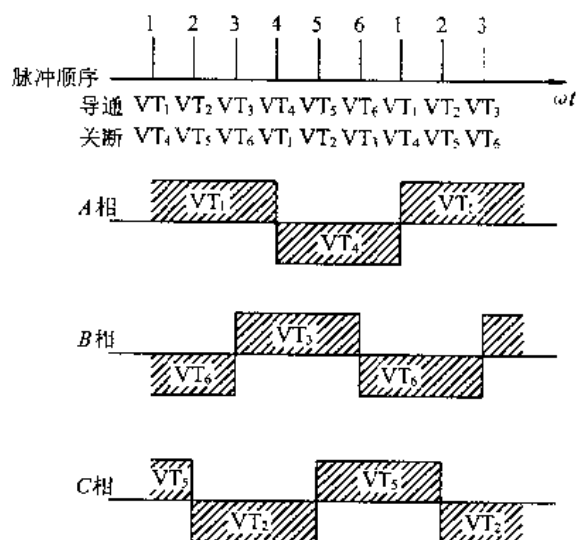
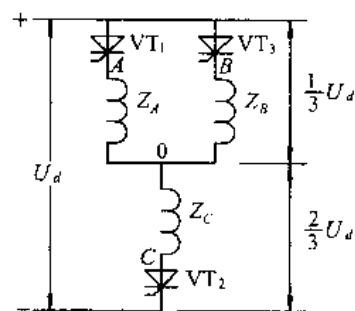
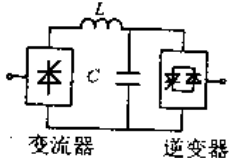
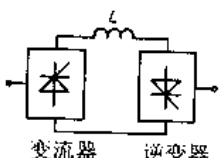
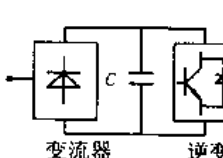
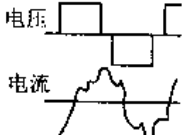
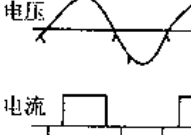
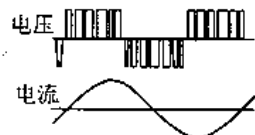


图 5.17 三相电压型逆变器主电路

图 5.18  $180^\circ$ 导电型逆变器晶闸管导通与关断情况图 5.19  $VT_1, VT_2, VT_3$  同时导通时电压型逆变器和异步电机绕组的联接

最简单的电压型变频器由可控变流器和电压型逆变器组成,用可控变流器调压,逆变器调频,如表 5.2 所示。

表 5.2 各种变频器特征

项 目	电压型变频器	电流型变频器	PWM 电压型变频器
主电路构成			
变流器构成	可控硅整流器	可控硅整流器	二极管整流器
逆变器构成	可控硅 + 强迫换流回路 或 GTO 等自关断元件	可控硅 + 强迫换流回路	GTO、GTR、IGBT 等自 关断元件
输出波形			
变流器容量	取决于输出有功功率(kW)	取决于输出容量(kV·A)	取决于输出有功功率(kW)
输入功率因数	0.8~0.85(与可控硅直 流调速相同)	0.75~0.85(取决于电机 功率因数)	基波功率因数为 1
输入侧高次谐波	与可控硅直流调速相同	与可控硅直流调速相同	高次谐波大
电能再生	要再生逆变器	能再生状态运行	要再生逆变器,有双 PWM 变流器时能直接再生 状态运行
转矩脉动	6 倍的转矩脉动是额定转 矩的 8%~10%	比电压型大一些	几乎没有

电压型逆变器主要特点:

- (1) 中间直流环节主要采用大电容滤波,相当于内阻抗为零的恒压源。
- (2) 由于直流电压源的钳位作用,交流侧输出电压是矩形波,负载是感性,电流波形为正弦波。
- (3) 交流侧为电感性负载时需要提供无功电流,直流侧电容起缓冲无功能量的作用。为了给交流侧向直流侧反馈的能量提供通道,各臂都反并了续流二极管。
- (4) 逆变器从直流侧向交流侧传送的功率是脉动的。
- (5) 电压型逆变器,当电机工作在再生制动状态时,因中间直流环节有大电容钳制着电压,直流侧电压方向不能改变,若需制动时,只好采用在中间直流环节中并联电阻的能耗制动;当需要向交流电源反馈能量时,只能靠改变直流电流的方向来实现,如果变流器由晶闸管组成,则必须再反并联一套逆变器,如图 5.20 所示。

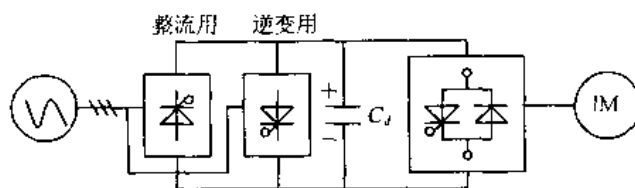


图 5.20 反并联逆变桥的电压型逆变器

### 5.3.2 电流型逆变器

电流型逆变器工作原理如图 5.21 所示，图(a)为基本结构，图(b)为工作原理，图(c)为输出波形。其换流分为(1)→(2)→(3)阶段，如图(b)虚线所示。由于直流电源串联了一个大电感滤波，直流输出电流具有电流源特性，它相当于恒流源，因此电流不能反流入电源，必须要有能量吸收回路。其换流过程如下：

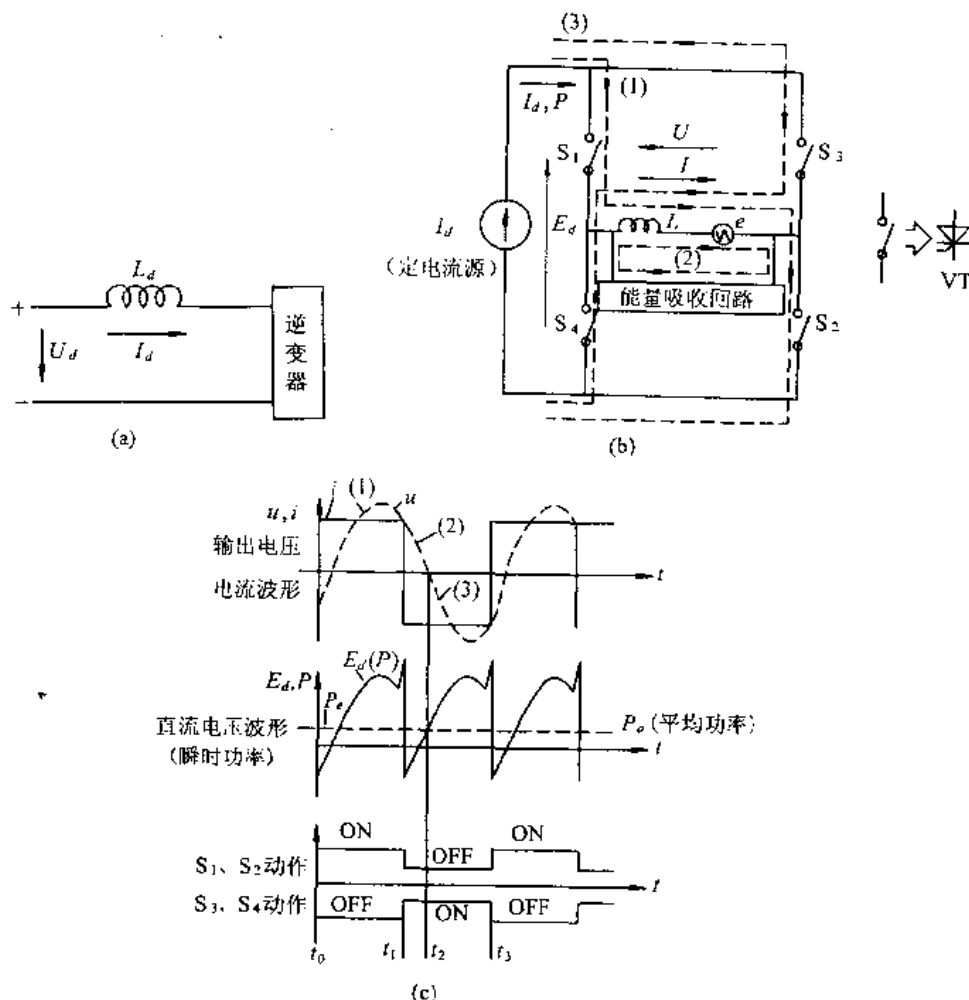


图 5.21 电流型逆变器工作原理

$S_1 \sim S_4$  相当于逆变器桥臂上开关元件  $VT_1 \sim VT_4$ 。在(1)阶段,  $S_1, S_2$  导通,  $S_3, S_4$  关断。由于是恒流源, 直流电  $I_d$  通过  $VT_1 \sim VT_2$  正向流过负载  $L$ , 其大小不变。在(2)阶段,  $S_1, S_2$

关断,  $S_3$ 、 $S_4$  导通。由于是恒流源, 感性负载储存的无功能量和无功电流不能反向流入电源, 必须要有能量吸收回路来释放这部分无功能量。在(3)阶段, 直流电  $I_d$  反向流过负载, 负载两端获得反向电压, 完成了换流过程。换流过程的波形如图(c)所示。

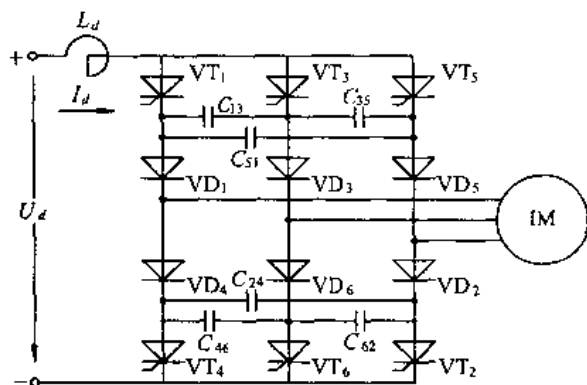


图 5.22 串联二极管式电流型  
逆变器主电路

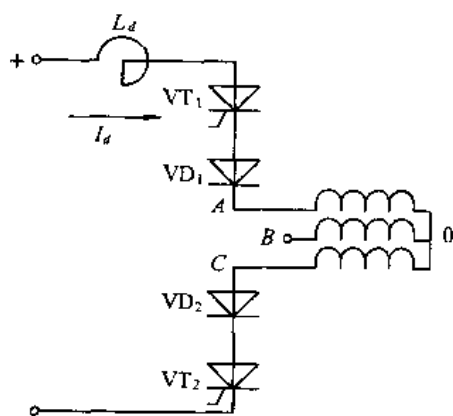


图 5.24  $VT_1$ 、 $VT_2$  同时导通时电流型逆变器和异步电机绕组的联结

电流型逆变器的主要特点:

- (1) 直流侧接有大电感, 相当于电流源, 直流电源基本无脉动, 直流回路呈高阻抗。
- (2) 因为各开关器件主要起改变直流电流通路的作用, 故交流侧电流为矩形波, 与负载性质无关, 其交流侧电压波形为正弦波。
- (3) 直流侧电感起缓冲无功能量的作用, 因电流不能反向, 故控制器件不必反并联二极管。
- (4) 逆变器从直流侧向交流侧传送的功率是脉动的。
- (5) 电流型逆变器当电机工作在再生制动状态, 需要向交流电源反馈能量时, 若交-直

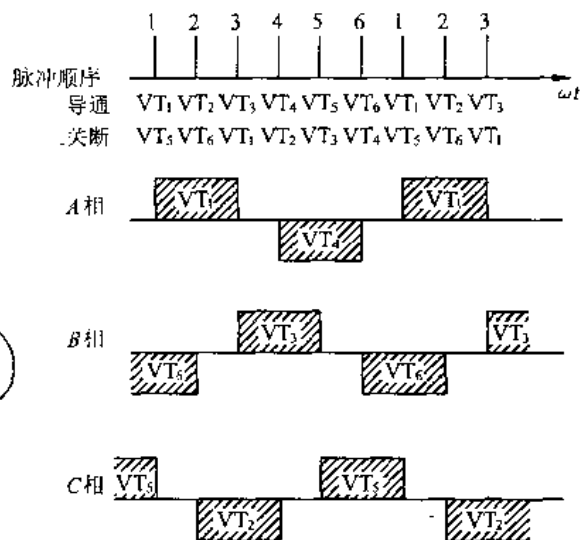


图 5.23  $120^\circ$ 导电型逆变器晶闸管导通  
与关断情况

三相电流型逆变器仍由 6 只晶闸管(SCR)组成, 如图 5.22 所示, 但无需反并联续流二极管, 因为在电流型变频器中, 电流方向无须改变, 但需换流电容。电流型逆变器一般采用  $120^\circ$  导电型, 即每只晶闸管导通时间为  $120^\circ$ , 每个周期换流六次, 共六个工作状态, 每个状态都是共阳极组和共阴极组各有一只晶闸管导通, 即同一时间(除换流过程外)只有 2 只晶闸管导通, 如图 5.23 所示。三相负载中只有两相通电, 一相悬空, 如图 5.24 所示。晶闸管采用强迫换流,  $120^\circ$  导电型是在同排相邻桥臂两管中进行互相换流。

电流型变频器基本组成如表 5.2 所示。

变换为可控变流器,输出电压  $U_d$  极性可以迅速反向,则可方便地实现再生制动,如图 5.25 所示。

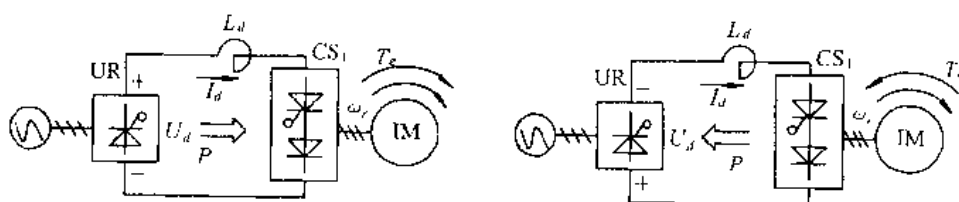


图 5.25 电流型逆变器的两种运行状态

### 5.3.3 PWM 电压型逆变器

前述基本逆变器加上可控变流器构成三相六拍变频器存在下列不足:

(1) 调频由逆变器完成,调压由可控变流器实现,二者之间需要协调配合,而且中间直流电路采用大惯性环节滤波,电压调节速度缓慢。

(2) 使用可控整流器,对电网产生谐波污染,网侧功率因数降低,电压和频率调得越低,功率因数也越低。

(3) 输出波形为矩形波或阶梯波,含有一系列的  $(6k \pm 1)$  次谐波,尽管可以通过多重连接来消除部分谐波,但要达到较为理想的波形,线路将相当复杂。

随着功率器件自关断能力和开关频率的提高,控制技术的发展,目前的逆变器已不再停留在  $180^\circ$  导电型和  $120^\circ$  导电型的相位控制,而是采用 PWM 脉宽调制技术,来控制逆变器开关动作,获得一组等幅而不等宽的矩形脉冲,改变矩形脉冲的宽度可以改变输出电压幅值,改变调制周期可以改变输出频率。这样,调压和调频同在逆变器内部完成,两者始终配合一致,而且与中间直流环节无关,因而加快了调节速度,改善了动态性能。PWM 控制技术既可以用于电压型逆变器,也可以用于电流型逆变器。图 5.26 为 PWM 控制逆变器,其中图(a)为 PWM 电压型逆变器,整流器为不可控的二极管整流,中间直流环节为大电容。图(b)为 PWM 电流型逆变器,整流器也为不可控的二极管整流,中间直流环节为大电感。由于电流型逆变器需要很大体积的电感作直流滤波,并且适用于容性负载,而电压型逆变器适用于感性负载,故目前市场上的变频器都采用 PWM 电压型逆变器。

PWM 电压型逆变器主要特点:

(1) 由于输出等幅脉冲,只需恒定直流电源供电,因此变流器为不可控整流桥,从而简化了主电路,缩小体积,降低成本,使电网侧功率因数大为改善。

(2) 采用 PWM 控制,能够抑制或消除低次谐波,加上使用自关断器件,开关频率大幅度提高,输出波形可以非常逼近正弦波,使电机转矩脉动减小。

(3) 逆变器在调频同时实现调压,与中间直流环节的元素参数无关,从而加快了系统的动态响应。

(4) 由 PWM 整流器和 PWM 逆变器组成的电压型变频器(也称双 PWM 变流器)无需增加任何附加主电路,就可以允许能量双向传递,实现四象限运行。

目前,PWM 技术被广泛应用于电气传动、不间断电源和有源滤波等,并得到越来越深入的研究,已经不限于逆变技术,也覆盖了整流技术。在整流电路中采用自关断器件,进行 PWM 控制,可使电网侧的输入电流接近正弦波,并且功率因数达到  $\cos\varphi=1$ ,同时可以消除

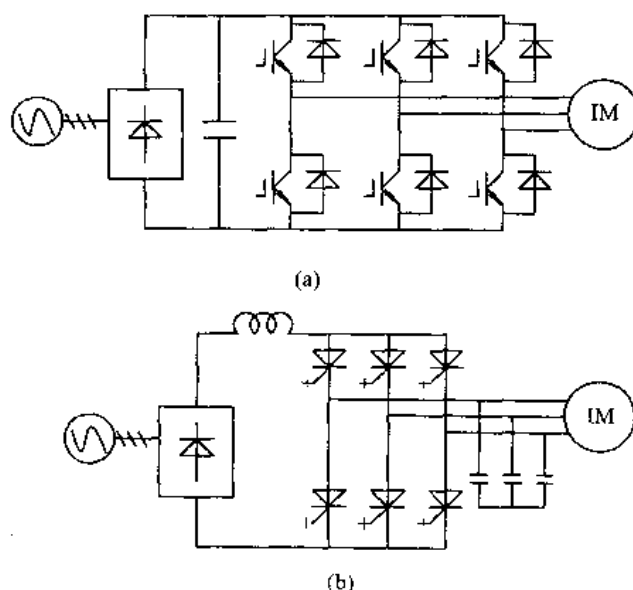


图 5.26 PWM 控制逆变器

电网的高次谐波,可望彻底解决对电网的污染问题。

PWM 电压型变频器组成如表 5.2 所示。各种变频器特征汇集于表 5.2。

PWM 控制的电压型逆变器与电流型逆变器的特征差别,如图 5.26 所示,主要在开关器件的电路结构。电压型逆变器的开关器件需反并联续流二极管,具有反向导通特性;而电流型逆变器的开关器件有反向电压阻止特性,这是因为交流电动机是感性负载,在进行开关动作时对能量处理的方法不一样。在电压型逆变器中,为把感性负载的能量反馈给直流电源侧,需要续流二极管;而在电流型逆变器中,负载的感性能量是由输出侧并联的电容器来处理,为使这种电容器不短路,开关器件必须阻止反向电压。当采用负载换流他励式的电流型逆变器,利用相间电容器处理负载的感性能量时,交流侧就不需要电容器。但是,为防止负载短路,仍然需要开关器件的反向电压阻止特性。

电压型逆变器与电流型逆变器,其对应的开、关信号约束和由于误动作而采用的直流短路时的保护难易度也不相同。

电压型逆变器中,当同一桥臂的上、下开关器件同时导通时,将会引起直流短路。因此在切换同一桥臂的上、下开关器件时,一个开关器件必须断开一段时间,另一个开关器件才能接通,这段时间称为短路防止时间,也叫死区时间。死区时间会造成电压、电流波形失真,需要采取死区时间补偿。如果由于误动作而造成同一桥臂上、下开关器件同时导通,这时由于直流侧无电感会产生高速的过电流上升沿,因此过电流及短路保护就较困难。

电流型逆变器中,如果三相的上桥臂(或下桥臂)同时都断开,则直流电抗器的电流回路被断开,就会产生过电压。因此在上、下桥臂的开关器件中,必须分别要有一相导通。在两相之间切换电流时,一相关断之前,另一相必须导通。假若由于误动作,同一桥臂上、下两开关器件同时导通,直流侧的电抗器限制了直流电流,因此短路和过流保护就较容易。

电压型逆变器由于有续流二极管,即使是感性负载,交流侧电压也钳位于直流电压,并可以进行高速开、关,因此可以使用无反向耐压的 MOSFET、GTR、IGBT 等功率器件,同时可以采用高频 PWM 控制。它应用于机床、机器人等需要高速转矩控制的交流电动机驱动系统。尤其最近,采用 IGBT 的电压型逆变器,在从小容量到大容量的电动机驱动系统中应用



非常广泛。

电流型逆变器采用有反向耐压的晶闸管、GTO 等大容量功率器件。在感性负载时,为了抑制交流侧的尖峰电压,换流时间比较长,PWM 控制限制在低频区域。它主要用于超大容量的泵类、鼓风机等电动机驱动系统。电流型逆变器输出的交流电压波形接近正弦波,可以降低电动机的噪音。部分电梯驱动采用电流型逆变器。

PWM 控制电压型逆变器与电流型逆变器主要特点比较汇总于表 5.3。

表 5.3 PWM 控制电压型逆变器与电流型逆变器的比较

序号	比较项目	电压型逆变器	电流型逆变器
1	直流回路滤波环节	电容器	电抗器
2	功率器件的特性	反向导通特性	反向电压阻止特性
3	功率器件的种类	需反并续流二极管 GTR IGBT GTO	需具有反向电压阻止功能 SCR GTO 需串联二极管
4	直流侧电压极性	单方向	双方向(再生制动时可反向)
5	直流侧电流极性	双方向(再生制动及感性负载电流续流时可以反向)	单方向
6	交流侧输出波形	交流电压为矩形波 交流电流为正弦波	交流电流为矩形波 交流电压为正弦波
7	开关信号的约束性	每相的同一桥臂上下开关不能同时导通	所有相的上桥臂开关(或下桥臂开关)不能同时导通
8	功率器件开关时间	短	长(为了抑制交流侧的尖峰电压)
9	交流侧负载的限制	适用于感性负载。容性负载会使电流变成脉冲状,因此不应用	适用于容性负载。感性负载时必须在输出端并联电容
10	再生制动	需在直流侧并联制动电阻或附加电源侧反并联逆变器	方便,不需要附加设备
11	动态特性	较慢,用 PWM 快	快
12	过流及短路保护	困难	容易
13	主要用途	小、中容量	大容量
14	用一台变频器驱动多台并联电机	容易	困难

#### 5.3.4 PWM 电压型变频器的主电路

目前,市场上供应的变频器主要采用 PWM 电压型交-直-交变频器。PWM 电压型交-直-交变频器主电路如图 5.27 所示。其结构与主要功能说明如下。

##### 5.3.4.1 交-直部分

##### (1) 整流管 $VD_1 \sim VD_6$

$VD_1 \sim VD_6$  组成三相整流桥,将电源三相交流整流成直流。

##### (2) 滤波电容器 $C_d$

① 滤平全波整流后的电压纹波;

② 当负载变化时,使直流电压保持平稳。

(3) 限流电阻  $R_L$  与开关  $S_L$

当变频器刚合上电源的瞬间,滤波电容器  $C_d$  的充电电流很大,过大的冲击电流将可能使三相整流桥的二极管损坏。为了保护整流桥,在变频器刚接通电源后的一段时间里,电路内串入限流电阻  $R_L$ ,其作用是将电容器  $C_d$  的充电电流限制在容许范围以内。

开关  $S_L$  的功能是:当  $C_d$  充电到一定程度时,令开关  $S_L$  接通,将限流电阻  $R_L$  短路掉。

在许多新系列的变频器里, $S_L$  已由晶闸管代替,如图 5.27 中虚线所示。

(4) 电源指示 HL

HL 除了表示电源是否接通以外,还有一个十分重要的功能,即在变频器切断电源后,表示滤波电容器  $C_d$  上的电荷是否已经释放完毕。

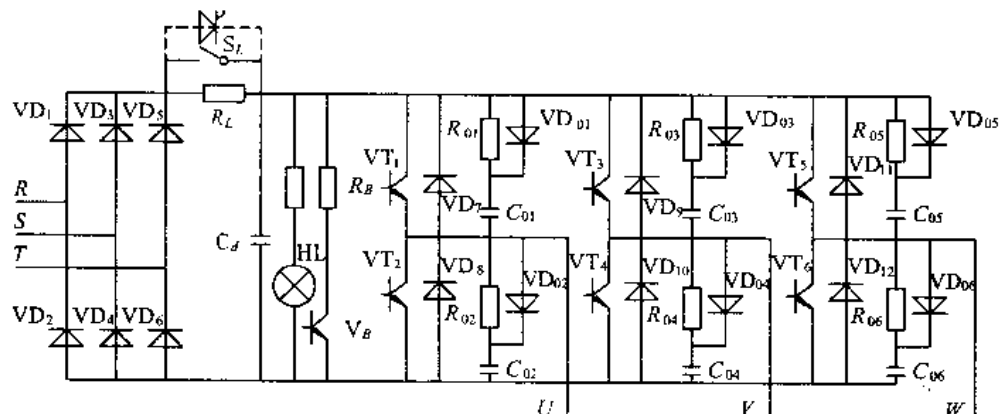


图 5.27 PWM 电压型交-直-交变频器的主回路

#### 5.3.4.2 直-交部分

(1) 逆变管  $VT_1 \sim VT_6$

$VT_1 \sim VT_6$  组成逆变桥,把  $VD_1 \sim VD_6$  整流所得的直流电,再逆变成频率可调的交流电。这是变频器实现变频的具体执行环节,是变频器的核心部分。

当前常用的逆变管有 IGBT、GTR、GTO 等。

(2) 续流二极管  $VD_7 \sim VD_{12}$

① 电动机的绕组是电感性的,其电流具有无功分量。 $VD_7 \sim VD_{12}$  为无功电流返回直流电源时提供通道。

② 当频率下降,电动机处于再生制动状态时,再生电流将通过  $VD_7 \sim VD_{12}$  返回给直流电路。

③  $VT_1 \sim VT_6$  进行逆变的基本工作过程是,同一桥臂的两个逆变管,处于不停的交替导通和截止的状态。这种交替导通和截止的换相过程中,也不时地需要  $VD_7 \sim VD_{12}$  提供通路。

(3) 缓冲电路( $C_{01} \sim C_{06}$ 、 $R_{01} \sim R_{06}$ 、 $VD_{01} \sim VD_{06}$ )

不同型号的变频器中,缓冲电路也不尽相同。图 5.27 所示是比较典型的一种。其功能如下:

①  $C_{01} \sim C_{06}$

逆变管  $VT_1 \sim VT_6$  每次由导通状态切换成截止状态的关断瞬间,集电极(C 极)和发射

极(E 极)间的电压  $U_{CE}$  将迅速地从 0V 上升到直流电压  $U_D$ , 过高的电压变化率  $\frac{du}{dt}$  将导致逆变管损坏。通过  $C_{01} \sim C_{06}$  的充电来减小在每次关断时的电压变化率。

### ② $R_{01} \sim R_{06}$

逆变管  $VT_1 \sim VT_6$  每次由截止状态切换成导通状态的瞬间,  $C_{01} \sim C_{06}$  上所充的电压(等于  $U_D$ ) 将向  $VT_1 \sim VT_6$  放电。此放电电流的初始值将很大, 并且将叠加到负载电流上, 导致  $VT_1 \sim VT_6$  过载而损坏。因此,  $R_{01} \sim R_{06}$  的功能是限制逆变管在接通瞬间  $C_{01} \sim C_{06}$  的放电电流。

### (3) $VD_{01} \sim VD_{06}$

$R_{01} \sim R_{06}$  的接入, 又会影响  $C_{01} \sim C_{06}$  在  $VT_1 \sim VT_6$  关断时减小电压变化率的效果。 $VD_{01} \sim VD_{06}$  接入后, 在  $VT_1 \sim VT_6$  的关断过程中, 使  $R_{01} \sim R_{06}$  不起作用; 而在  $VT_1 \sim VT_6$  的接通过程中, 又迫使  $C_{01} \sim C_{06}$  的放电电流流经  $R_{01} \sim R_{06}$ 。

## 5.3.4.3 制动电阻和制动单元

### (1) 制动电阻 $R_B$

电机在工作频率下降过程中, 将处于再生制动状态, 拖动系统的动能要反馈到直流电路中, 使直流电压  $U_D$  不断上升, 甚至可达到危险的地步。因此, 必须将再生到直流电路的能量消耗掉, 使  $U_D$  保持在容许范围内。制动电阻  $R_B$  就是用来消耗这部分能量的。

### (2) 制动单元 $V_B$

制动单元  $V_B$  由大功率晶体管及其驱动电路构成。其功能是为制动电流  $I_B$  流经  $R_B$  提供通路。

## 5.4 三电平 PWM 电压型逆变器

当前广泛应用的 SPWM 变频调速方式是一种比较成熟的变频方式。由于采用了高精度、高可靠性的微机作实时计算、控制, 其性能更加优异。

一种新型的 PWM 变频调速方式, 即电压矢量“等效”三电平 PWM 变频调速方式已经问世并在工程上得到应用。在 PWM 电压型逆变器中, 当输出电压较高时, 为避免器件串联引起动态均压问题, 同时降低输出谐波和  $du/dt$ , 逆变器部分可以采用三电平方式, 也称为中性点钳位 (Neutral Point Clamped—NPC) 方式。逆变器的功率器件可采用 GTO 或 IGBT。这种变频调速方式除了具有 SPWM 变频调速方式各方面的优异性能外, 还具有 SPWM 变频调速方式望尘莫及的优异性能, 如很小的输出电压谐波分量和非常好的低速特性。只要功率元件合适, 可以制成大、中、小不同容量的变频调速装置, 目前已有 (利用 GTO 功率元件的) 最大输出功率可达 10000kW 的调速装置。

### 5.4.1 三电平 PWM 电压型逆变器基本结构

图 5.28 是三电平 PWM 电压型逆变器的主回路结构图。它采用 12 只可关断功率元件及钳位二极管等组成带中性点钳位的电路。

三电平 PWM 逆变器就其一相而言它输出 (以电源中点 C 为参考) 直流电源的最高电平  $+\frac{U_d}{2}$  (令其状态为 P), 最低电平  $-\frac{U_d}{2}$  (令其状态为 N) 和零电平 (令其状态为 C)。表 5.4

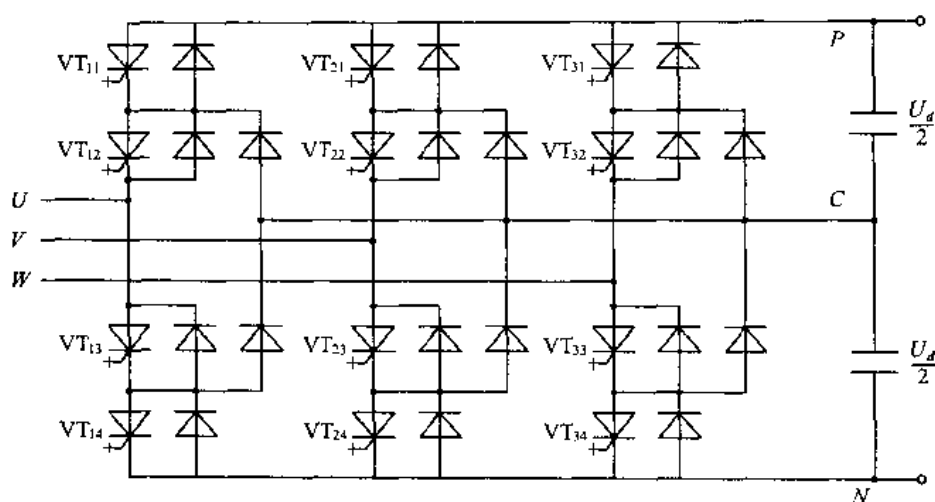


图 5.28 三电平 PWM 逆变器主回路结构图

写出了  $U$  相的情况。

表 5.4 基本单元输出状态表

$VT_{11}$	$VT_{12}$	$VT_{13}$	$VT_{14}$	输出电压	输出状态
ON	ON	OFF	OFF	$+\frac{U_d}{2}$	$P$
OFF	ON	ON	OFF	0	$C$
OFF	OFF	ON	ON	$-\frac{U_d}{2}$	$N$

#### 5.4.2 三相三电平变频器的输出状态与波形

如上所述,三相三电平 PWM 逆变器的每一相能够输出  $P$ 、 $C$ 、 $N$  三种状态与另外两相的三种输出状态相结合。则三相三电平 PWM 逆变器能输出  $3^3=27$  种不同输出状态。如表 5.5 所示,表格中第 1 个字母表示  $U$  相、第 2 个字母表示  $V$  相、第 3 个字母表示  $W$  相的输出状态。

表 5.5 三电平逆变器输出状态表

$PPP$	$PPN$	$PPC$	$PCN$	$PCC$	$PNN$	$PCP$	$PNC$	$PNP$
$CCC$	$CPN$	$CPC$	$CCN$	$CPP$	$CNN$	$CCP$	$CNC$	$CNP$
$NNN$	$NPN$	$NPC$	$NCN$	$NPP$	$NCC$	$NCP$	$NNC$	$NNP$

现在分析逆变器的输出电压波形。以直流电源的  $C$  点为参考点,按  $PNN \rightarrow PCN \rightarrow PPN \rightarrow CPN \rightarrow NPN \rightarrow NPC \rightarrow NPP \rightarrow NCP \rightarrow NNP \rightarrow CNP \rightarrow PNP \rightarrow PNC$  的顺序选择逆变器的输出状态,画出逆变器的瞬时输出相电压和线电压波形图,如图 5.29 所示。由图可知:逆变器输出相电压有 3 个阶梯,即零电平和  $\pm \frac{U_d}{2}$  电平。三相电压在相位上互差  $120^\circ$ ,逆变器输出线电压有 5 个台阶,即零电平、 $\pm \frac{U_d}{2}$  电平、 $\pm U_d$  电平,其相位差也是  $120^\circ$ 。

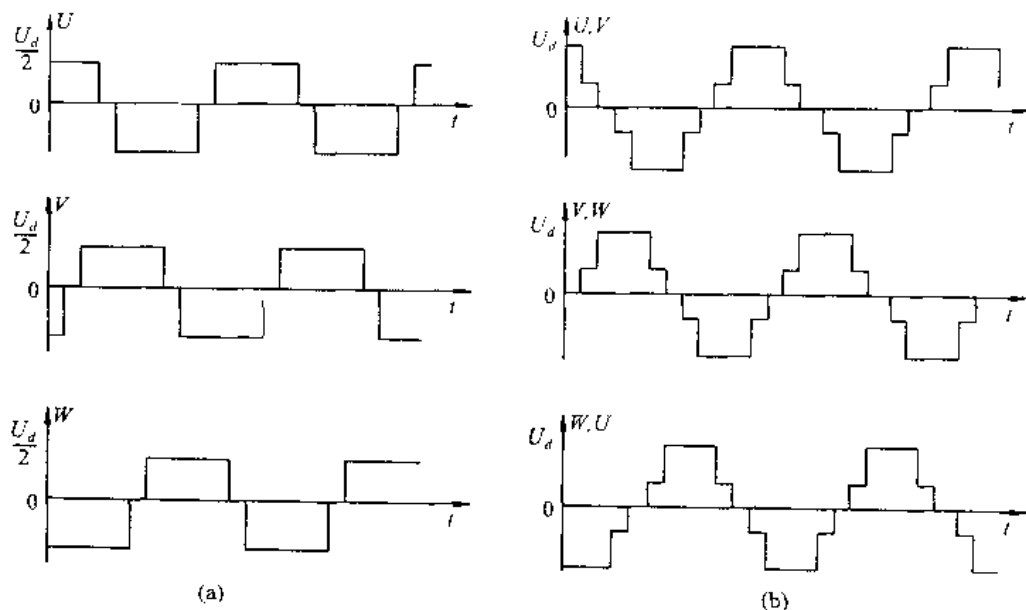


图 5.29 三电平逆变器输出相电压、线电压波形图

## 本章小结

- (1) 电力电子器件、整流与逆变、电动状态与逆变状态是电力变换电路的基础。
- (2) 目前电力变换电路使用的功率器件主要有晶闸管(SCR)、可关断晶闸管(GTO)、大功率晶体管(GTR)和绝缘栅双极晶体管(IGBT)。SCR 是半控型, GTO、GTR、IGBT 是全控型。SCR、GTO、GTR 是电流控制, IGBT 是电压控制。
- (3) 变频器的基本结构由变流器、平滑回路、逆变器和控制器四大部分组成。
- (4) 交-交变频器无中间直流环节, 为直接变频, 效率高, 但可调频率范围在  $\frac{1}{2}$  额定频率以下。适用于大容量、低速传动。
- (5) 交-直-交变频器根据中间直流环节不同, 分为电压型逆变器和电流型逆变器两种。
- (6) 电压型逆变器中间直流环节并联大电容滤波, 相当于内阻抗为零的电压源, 换流时, 电流可以反流入电源, 不需要能量吸收回路。
- (7) 电流型逆变器中间直流环节串联大电感滤波, 相当于高阻抗的恒流源, 换流时, 电流不能反流入电源, 必须要有能量吸收回路。
- (8) 电压型逆变器可以采用中间直流环节并联制动电阻, 或者反并联一套逆变器, 或者可采用与逆变器结构完全相同的可控变流器, 就可以使电动机在再生制动状态下实现能量回馈。
- (9) PWM 电压型逆变器兼有电压型和电流型的优点, 是目前变频器的主流。
- (10) 双 PWM 变流器可以不增加任何附加电路实现交流电动机四象限运行。

## 习 题

- 5.1 现代交流调速的特点是什么? 电力电子学包含哪些内容?
- 5.2 用于电力变换电路的功率器件主要有哪几种? 它们的开关频率各是多少? 控制类型有何区别? 导

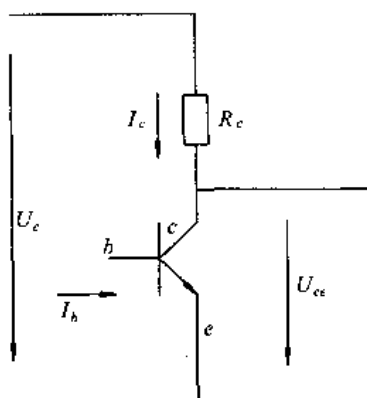


图 5.30

通和关断条件各是什么？

5.3 为什么 GTR 管必须工作在饱和和截止两种状态？

5.4 GTR 管的基本电路如图 5.30 所示, 已知  $U_c = 200\text{V}$ ,  $R_c = 10\Omega$ , GTR 的电流放大倍数  $\beta = 50$ ,  $I_b = 200\text{mA}$ , 深度饱和状态时,  $U_{ce} = 2\text{V}$ 。试计算: (1) 放大状态时的  $I_c$ 、 $U_{ce}$  和功率  $P_c = U_{ce} I_c$ ; (2) 深度饱和状态时的  $I_c$  和功率  $P_{ce}$ 。

5.5 什么叫整流? 什么叫逆变? 什么叫有源逆变? 什么叫无源逆变?

5.6 什么叫电动状态? 什么叫逆变状态? 它们的电能流向有何不同?

5.7 逆变的基本条件是什么?

5.8 什么叫不可逆流器? 什么叫可逆流器?

5.9 变频器的基本结构由哪几部分组成?

5.10 什么叫交-交变频器? 它的基本结构和工作原理有什么特点?

5.11 交-交变频器的两组变流器有哪几种工作状态? 确定该工作状态的依据是什么?

5.12 交-交变频器在完成变频过程中有哪几种换流形式? 对应的换流条件各是什么?

5.13 交-直-交变频器有哪几种类型? 它们的结构特点各有什么不同?

5.14 为什么在电压型逆变器的功率开关器件上要并联续流二极管?

5.15 在电流型逆变器中, 用晶闸管组成的逆变器与采用 PWM 控制用可关断晶闸管组成的逆变器, 在处理感性能量的方法上有何不同? 主电路的结构又有何不同?

5.16 为什么电压型逆变器的过流及短路保护困难, 而电流型逆变器的过流及短路保护容易?

5.17 为什么在电压型逆变器中, 功率开关器件必须具有反向导通特性?

5.18 三相六拍逆变器工作状态与 PWM 逆变器工作状态有何不同?

5.19 什么叫  $180^\circ$  导电型? 什么叫  $120^\circ$  导电型? 它们对应的逆变器叫什么? 对应的换流功率器件又有什么不同?

5.20 为什么目前市场上供应的逆变器主要采用 PWM 电压型逆变器?

5.21 试画出 PWM 电压型逆变器主电路的结构, 并分别说明各部分的作用。

5.22 三电平 PWM 逆变器的主电路结构与一般的 PWM 逆变器有何不同? 试画出三电平 PWM 逆变器  $U$  相输出状态表。



## 6 PWM 控制技术

### 本章提要

PWM 控制技术是 PWM 电压型逆变器的核心。PWM 控制技术是利用调制波与三角波信号比较后获得一系列等幅不等宽的脉冲序列,在 PWM 电压型逆变器中实现电压、频率协调控制。本章第一节介绍 PWM 控制原理,三角波极性模式,三角波调制方式,SPWM 波形生成方法。第二节介绍 SPWM 集成电路芯片。第三节介绍跟踪型 PWM 控制原理和类型。

**关键词:**脉宽调制,载波比,调制方式,SPWM 集成芯片,跟踪型控制。

**核心问题:**SPWM 控制原理,PWM 调制方式,跟踪型 PWM 控制。

1964 年德国的 A. Schonung 等率先提出了脉宽调制变频的思想,他们把通讯系统中的调制技术推广应用于交流变频。脉宽调制(Pulse Width Modulation 缩写为 PWM)就是利用半导体器件的导通和关断,把直流电压变成一定形状的电压脉冲列,以实现变频、变压及控制和消除谐波为目的的一门技术,它采用多个脉冲宽度可调的方波,取代普通逆变器输出电压、电流的  $120^\circ$ 、 $180^\circ$  方波,以达到降低高次谐波成分、减少转矩脉动、拓宽调速范围的目的。因为无论是矩形波电压还是矩形波电流,都含有一系列的谐波分量,产生一系列的谐波磁势,一方面增加谐波损耗,降低电动机效率;另一方面在电动机中产生一系列的谐波转矩。在高速运行时,因为谐波频率较高,影响不大,但在低速运行时,由于谐波频率随着基波频率的降低而降低,谐波转矩对电动机的影响就大了,严重时会影响电动机的调速范围,低速时不能正常运行。例如由矩形波电压供电的电动机,其效率将下降  $5\% \sim 7\%$ ,功率因数下降  $8\%$  左右,而电流却要增大  $10\%$  左右。用这种技术构成的 PWM 变频器基本上解决了常规六拍阶梯波变频器中存在的问题,为近代交流调速系统开辟了新的发展领域。

### 6.1 PWM 控制

#### 6.1.1 PWM 控制原理

脉宽调制是用脉冲宽度不等的一系列矩形脉冲去逼近一个所需要的电压或电流信号。

图 6.1 示出三角波调制法原理。它是利用三角波载波作为信号  $u_c$  与调制信号  $u_r$  (一般为正弦波)相比较,以确定各分段矩形脉冲的宽度。

三角波调制法的电路原理如图 6.1(a)所示。在电压比较器 A 的两输入端分别输入正弦波调制信号  $u_r$  和三角波载波信号  $u_c$ ,在 A 的输出端便得到 PWM 调制电压脉冲。PWM 脉冲宽度的确定可由图 6.1(b)看出。由于  $u_r$  和  $u_c$  分别接至电压比较器 A 的“-”和“+”输入端,显然当  $u_r < u_c$  时,A 的输出为高电平;反之, $u_r > u_c$  时,输出为低电平。图 6.1(b)中  $u_r$  与

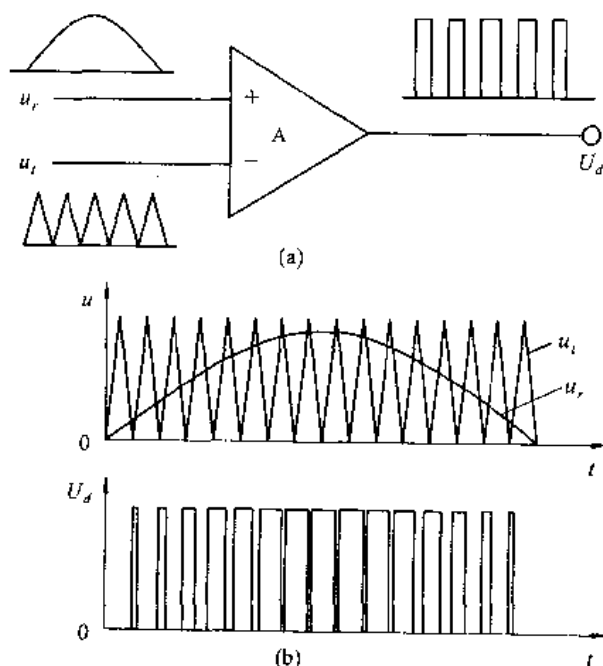


图 6.1 三角波调制法原理

(a) 电路原理图; (b) PWM 脉冲的形成

$u_i$  的交点之间的距离随调制信号  $u_r$  的大小而变, 而该交点之间的距离决定了电压比较器输出电压脉冲的宽度, 因而可得到幅值相等而脉冲宽度不等的 PWM 的电压信号  $U_d$ 。改变调制波的频率时, 输出电压基波的频率也随之改变; 降低调制波的幅值时, 各段脉冲的宽度都将变窄, 从而使输出电压基波的幅值也相应减小。

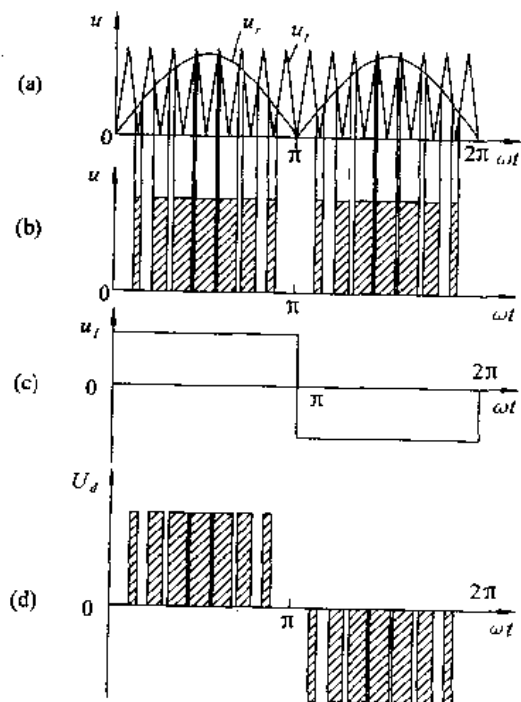


图 6.2 单极性 PWM 模式(单相)

### 6.1.2 单极性与双极性 PWM 模式

从调制脉冲的极性看, PWM 又可分为单极性与双极性控制模式两种。

#### 6.1.2.1 单极性 PWM 模式

产生单极性 PWM 模式的基本原理如图 6.2 所示。首先由同极性的三角波载波信号  $u_i$  与调制信号  $u_r$  比较(图 6.2(a)), 产生单极性的 PWM 脉冲(图 6.2(b)); 然后将单极性的 PWM 脉冲信号与图 6.2(c)所示的倒相信号  $u_i$  相乘, 从而得到正负半波对称的 PWM 脉冲信号  $U_d$ , 如图 6.2(d)所示。

#### 6.1.2.2 双极性 PWM 模式

双极性 PWM 控制模式采用的是正负交变的双极性三角载波  $u_i$  与调制波  $u_r$ , 如图 6.3 所示, 可通过  $u_i$  与  $u_r$  的比较直接得到双极性

的 PWM 脉冲,而不需要倒相电路。

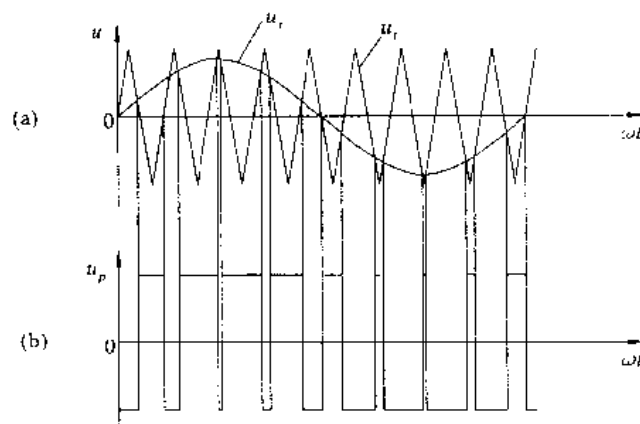


图 6.3 双极性 PWM 模式调制原理

与单极性模式相比,双极性 PWM 模式控制电路和主电路比较简单,然而对比图 6.2 (d)和图 6.3(b)可看出,单极性 PWM 模式要比双极性 PWM 模式输出电压中、高次谐波分量小得多,这是单极性模式的一个优点。

### 6.1.3 SPWM 控制

上面说明了 PWM 控制的基本原理。当调制信号波  $u_r$  为正弦波时,所得到的就是 SPWM 波形,称正弦波脉宽调制。这种情况使用最广,本章所介绍的 PWM 控制主要就是指 SPWM 控制。当调制信号不是正弦波时,也能得到与调制信号等效的 PWM 波形。

单极性 PWM 控制的实现方法如图 6.4 所示,采用 GTR 作开关器件的逆变电路,设负载为电感性。输出的 PWM 波形在正半周是  $+U_d$ 、0 两种电平,在负半周是 0、 $-U_d$  两种电平,因此对 GTR 按下面规律控制:

- (1) 正半周期:让  $VT_1$  一直保持导通,而让  $VT_4$  交替通断。
- (2) 负半周期:让  $VT_2$  一直保持导通,而让  $VT_3$  交替通断。

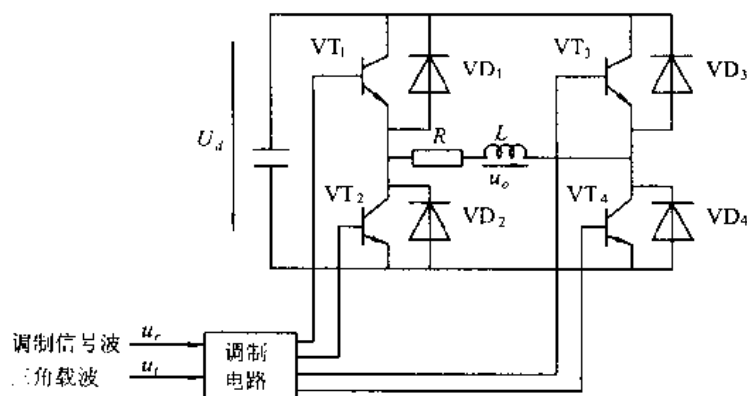


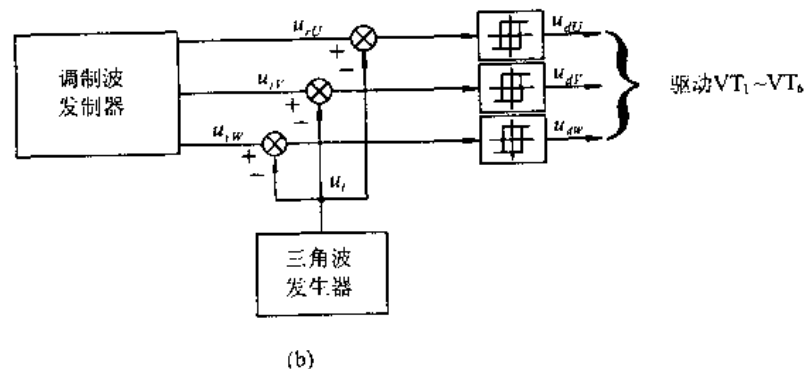
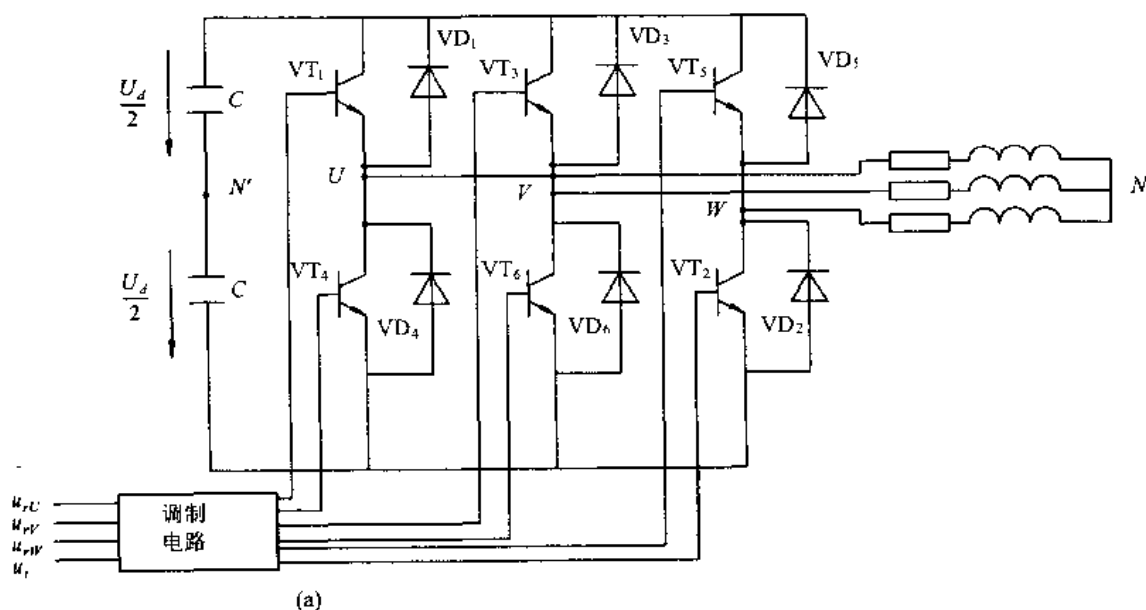
图 6.4 单相桥式 PWM 逆变电路

双极性 PWM 控制时,输出的 PWM 波形只有  $\pm U_d$  两种电平,因此,对 GTR 按下面规律控制:

(1) 当  $u_r > u_i$  时, 输出电压为正, 使  $VT_1$ 、 $VT_4$  导通。

(2) 当  $u_r < u_i$  时, 输出电压为负, 所以  $VT_2$ 、 $VT_3$  导通。

在 PWM 型逆变电路中, 使用最多的是图 6.5(a) 的三相桥式逆变电路, 其控制方式一般都采用双极性方式。图 6.5(b) 为调制电路,  $U$ 、 $V$  和  $W$  三相的 PWM 控制通常公用一个三角波载波  $u_i$ , 三相调制信号  $u_{rU}$ 、 $u_{rV}$  和  $u_{rW}$  的相位依次相差  $120^\circ$ 。  $U$ 、 $V$  和  $W$  各相功率开关器件的控制规律相同, 现以  $U$  相为例来说明。当  $u_{rU} > u_i$  时, 给上桥臂晶体管  $VT_1$  以导通信号, 给下桥臂晶体管  $VT_4$  以关断信号, 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  $u_{rU} < u_i$  时, 给  $VT_4$  以导通信号, 给  $VT_1$  以关断信号, 则  $u_{UN'} = -U_d/2$ 。  $VT_1$  和  $VT_4$  的驱动信号始终是互补的。当给  $VT_1$  (或  $VT_4$ ) 加导通信号时, 可能是  $VT_1$  (或  $VT_4$ ) 导通, 也可能是二极管  $VD_1$  (或  $VD_4$ ) 续流导通, 这要由感性负载中原来电流的方向和大小来决定, 和单相桥式逆变电路双极性 PWM 控制时的情况相同。  $V$  相和  $W$  相的控制方式和  $U$  相相同。  $u_{UN'}$ 、 $u_{VN'}$  和  $u_{WN'}$  的波形如图 6.5(c) 所示。可以看出, 这些波形都只有  $\pm U_d/2$  两种电平。像这种逆变电路相电压 ( $u_{UN'}$ 、 $u_{VN'}$  和  $u_{WN'}$ ) 只能输出两种电平的三相桥式电路无法实现单极性控制。图中线电压  $u_{UV}$  的波形可由  $u_{UN'} - u_{VN'}$  得出。可以看出, 当  $VT_1$  和  $VT_6$  导通时,  $u_{UV} = U_d$ ; 当  $VT_3$  和  $VT_4$  导通时,  $u_{UV} = -U_d$ ; 当  $VT_1$  和  $VT_3$  或  $VT_4$  和  $VT_6$  导通时,  $u_{UV} = 0$ , 因此逆变器输出线电压由  $\pm U_d$ 、 $0$  三种电平构成。



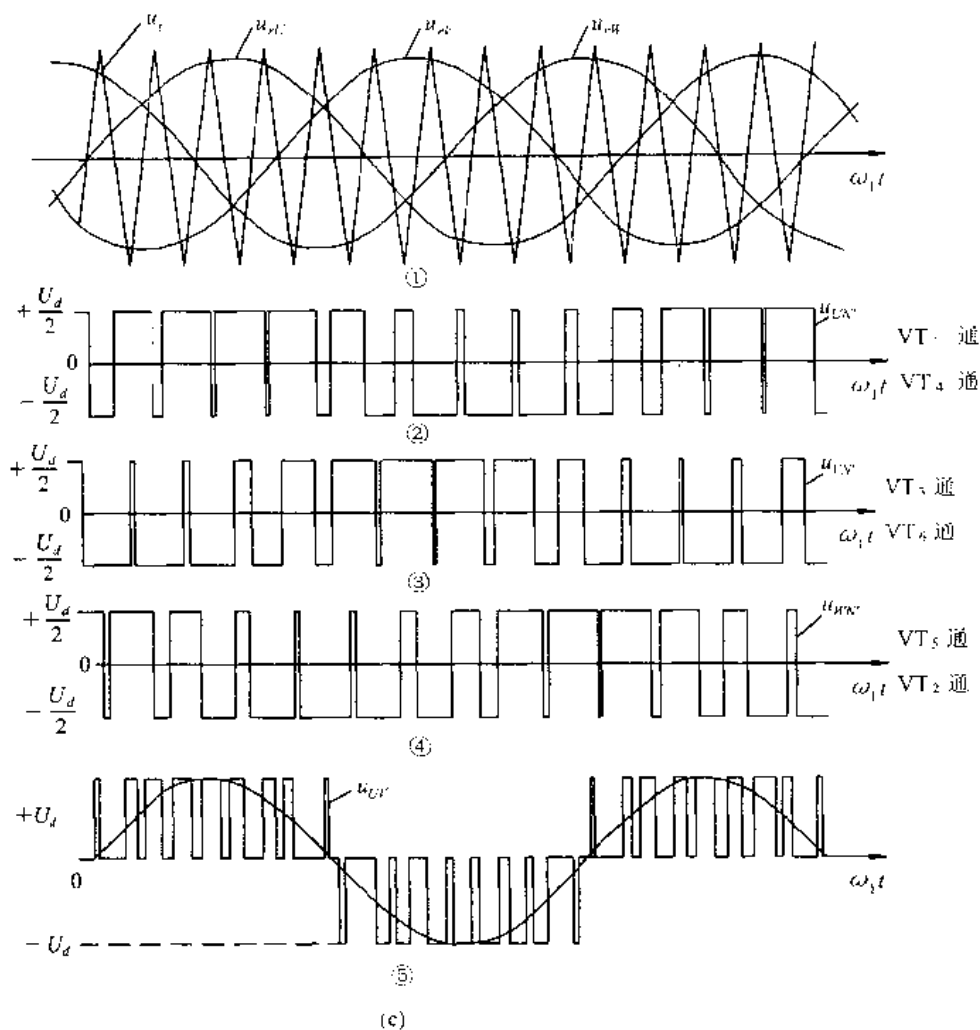


图 6.5 三相 PWM 逆变电路及波形

图 6.5(c) 中的负载相电压  $u_{UN}$  可由下式求得

$$u_{UN} = u_{UN^*} = \frac{u_{UN^*} + u_{VN^*} + u_{WN^*}}{3}$$

可以算出, 它由  $(\pm 2/3)U_d$ 、 $(\pm 1/3)U_d$  和 0 共 5 种电平组成。

在双极性 PWM 控制方式中, 同一相上下两个臂的驱动信号都是互补的。但实际上为了防止上下两个臂直通而造成短路, 在给一个臂施加关断信号后, 再延迟  $\Delta t$  时间, 才给另一个臂施加导通信号。延迟时间的长短主要由功率开关器件的关断时间决定。这个延迟时间将会给输出的 PWM 波形带来影响, 使其偏离正弦波。

#### 6.1.4 PWM 的调制方式

在 PWM 逆变电路中, 载波频率  $f_c$  与调制信号频率  $f_r$  之比  $N = f_c/f_r$ , 称为载波比。根据载波和信号波是否同步及载波比的变化情况, PWM 逆变电路可以有异步调制和同步调制两种控制方式。

##### 6.1.4.1 同步调制

在同步调制方式中, 载波比  $N = \text{常数}$ , 变频时三角载波的频率与正弦调制波的频率同

步变化,因而逆变器输出电压半波内的矩形脉冲数是固定不变的。这种调制方式的优点是,在开关频率较低时可以保证输出波形的对称性。在三相逆变器中,要求三相输出电压对称,必须要有三个相位角互差  $120^\circ$  电角度的正弦调制波与同一组三角波相交,由于相位差  $120^\circ$  相当于同一周的  $1/3$ ,因此必须取载波比  $N$  为 3 的整数倍,这样三相采样点才具有简单的对应关系。

同步调制方式的主要缺点是,当输出频率很低时,由于相邻两脉冲间的间距增大,谐波会显著增加,使负载电机产生较大的脉动转矩和较强的噪声。另外,这种调制由于载波周期随信号周期连续变化而变化,在利用微处理机进行数字化技术控制时,带来极大不便,故难以实现。

#### 6.1.4.2 异步调制

为了消除上述同步调制的缺点,可以采用异步调制方式。异步调制中,在逆变器的整个变频范围内,载波比  $N$  是不等于常数的。一般在改变调制信号频率  $f_i$  时保持三角载波频率  $f_c$  不变,因而提高了低频时的载波比。这样逆变器输出电压半波内的矩形脉冲数可随输出频率的降低而增加,相应地可减少负载电机的转矩脉动与噪声,改善了低频工作的特性。另外,由于载波频率是固定的,也便于微处理机进行数字化控制。

#### 6.1.4.3 分段同步调制

异步调制在改善低频工作的同时,又会失去同步调制的优点。当载波比随着输出频率的降低而连续变化时,势必使逆变器输出电压的波形及其相位都发生变化,很难保持三相输出间的对称关系,因而引起电动机工作的不平稳。为了扬长避短,可将同步和异步两种调制方式结合起来,成为分段同步的调制方式。实用的 SPWM 变压变频器多采用此方式。

在一定频率段范围内,采用同步调制,保持了输出波形对称的优点。当频率降低较多时,使载波比分段有级地增加,又采纳了异步调制的长处。具体地说,把逆变器整个变频范围划分成若干个频段,在每个频段内都维持载波比  $N$  恒定,对不同频段取不同的  $N$  值,频率低时  $N$  值取大些,一般按等比级数安排。表 6.1 给出一个实际系统的频段和载波比分配,以便参考。图 6.6 所示是相应的  $f_i$  与  $f_c$  的关系曲线。由图可见,在逆变器输出频率  $f_i$  的不同频段内,用不同的  $N$  值进行同步调制,而各频段载波频率的变化范围基本一致,以满足功率开关器件对开关频率的限制。图中最高开关频率为  $1080 \sim 1116\text{Hz}$ ,在 GTR 允许范围之内。

表 6.1 分段同步调制的频段和载波比

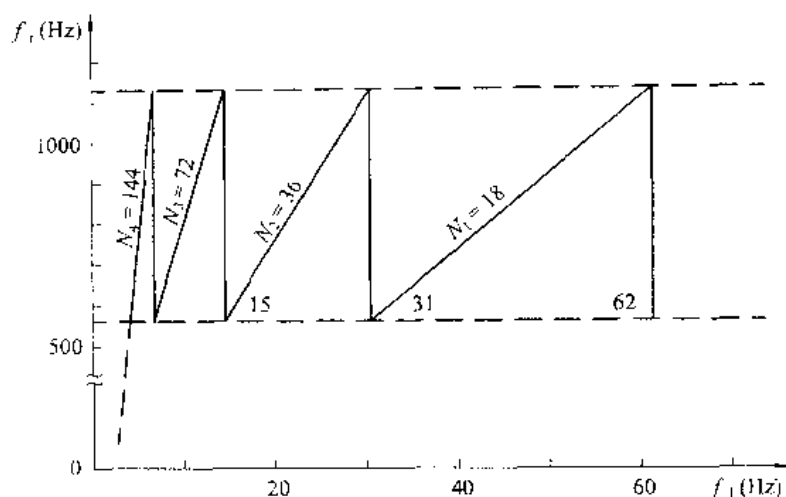
逆变器输出频率 $f_i$ (Hz)	载波比 $N$	开关频率 $f_c$ (Hz)
32~62	18	576~1116
16~31	36	576~1116
8~15	72	576~1080
4~7.5	144	576~1080

载波比  $N$  值的选定与逆变器的输出频率、功率开关器件的允许工作频率以及所用的控制手段都有关系。

在某段频率范围内最小输出频率的算法:

已知:逆变器输出频率范围为  $4 \sim 62\text{Hz}$ ,用 GTR 作开关器件,最大开关频率  $f_{i\max} =$



图 6.6 分段同步调制时  $f_t$  与  $f_1$  的关系曲线

1.1kHz, 一般最小开关频率  $f_{t\min} = (0.5 \sim 0.67)f_{t\max}$ , 视分段级数要求而定。

求: 第 1 段最小输出频率  $f_{1\min}$ 。

解: 取上限输出频率  $f_{1\max} = 62\text{Hz}$

$$\text{则第 1 段载波比 } N_1 = \frac{f_{t\max}}{f_{1\max}} = \frac{1100}{62} = 17.7$$

取  $N_1$  为 3 的倍数, 则  $N_1 = 18$ , 修正后:

$$\text{最大开关频率 } f_{t\max} = N_1 \times f_{1\max} = 18 \times 62 = 1116\text{Hz}$$

$$\text{取最小开关频率 } f_{t\min} = 0.51f_{t\max} = 0.51 \times 1116 = 570\text{Hz}$$

$$\text{则第 1 段最小输出频率 } f_{1\min} = \frac{f_{t\min}}{N_1} = \frac{570}{18} = 31.7 \approx 32\text{Hz}$$

### 6.1.5 SPWM 波形的生成方法

按照前面讲述的 PWM 逆变电路的基本原理和控制方法, 可以用模拟电路构成三角波载波和正弦调制波发生电路, 用比较器来确定它们的交点, 在交点时刻对功率开关器件的通断进行控制, 就可以生成 SPWM 波形。但这种模拟电路结构复杂, 难以实现精确的控制。微机控制技术的发展使得用软件生成的 SPWM 波形变得比较容易, 因此, 目前 SPWM 波形的生成和控制多用微机来实现。本节主要介绍用软件生成 SPWM 波形的几种基本算法。

#### 6.1.5.1 自然采样法

按照 SPWM 控制的基本原理, 在正弦波和三角波的自然交点时刻控制功率开关器件的通断, 这种生成 SPWM 波形的方法称为自然采样法。正弦波在不同相位角时其值不同, 因而与三角波相交所得到的脉冲宽度也不同。另外, 当正弦波频率变化或幅值变化时, 各脉冲的宽度也相应变化。要准确生成 SPWM 波形, 就应准确地算出正弦波和三角波的交点。

图 6.7 给出了用自然采样法生成 SPWM 波形的方法。

交点 A 是发出脉冲的时刻  $t_A$ , 交点 B 是结束脉冲的时刻  $t_B$ ,  $t_2$  为脉宽,  $t_1 + t_3$  为脉宽间歇时间,  $T_c = t_1 + t_2 + t_3$  为载波周期,  $M = \frac{U_m}{U_{cm}}$  为调制度,  $U_m$  为调制波幅值,  $U_{cm}$  为载波幅值。

设  $U_{cm} = 1$ , 则  $U_m = M$ , 正弦调制波为  $u_r = M \sin \omega_1 t$ ,  $\omega_1$  为调制频率, 也是逆变器输出频率。由几何相似三角形关系可得脉宽计算式

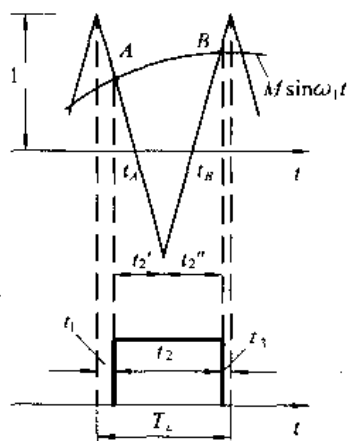


图 6.7 生成 SPWM 波形的自然采样法

$$t_2 = \frac{T_c}{2} \left[ 1 + \frac{M}{2} (\sin \omega_1 t_A + \sin \omega_1 t_B) \right] \quad (6.1)$$

这是一个超越方程,  $t_A, t_B$  与载波比  $N$  和调制度  $M$  都有关系, 求解困难, 并且  $t_1 \neq t_3$ , 计算更增加困难, 这种采样法不适宜微机实时控制。

#### 6.1.5.2 规则采样法

自然采样法的主要问题是 SPWM 波形每个脉冲的起始和终止时刻  $t_A$  和  $t_B$  对三角波的中心线不对称, 使求解困难。如果设法使 SPWM 波形的每一个脉冲都与三角载波的中心线对称, 于是式 (6.1) 就可以简化, 而且两侧的间隙时间相等, 即  $t_1 = t_3$ , 从而使计算工作量大为减轻。

规则采样法有两种, 图 6.8(a) 为规则采样 I 法。其特点是: 它固定在三角载波每一周期的正峰值时找到正弦调制波上的对应点, 即图中  $D$  点, 求得电压值  $u_{rd}$ 。用此电压值对三角波进行采样, 得  $A, B$  两点, 就认为它们是 SPWM 波形中脉冲的生成时刻,  $A, B$  之间就是脉宽时间  $t_2$ 。规则采样 I 法的计算显然比自然采样法简单, 但从图中可以看出, 所得的脉冲宽度将明显地偏小, 从而造成不小的控制误差。这是由于采样电压水平线与三角载波的交点都处于正弦调制波的同一侧造成的。

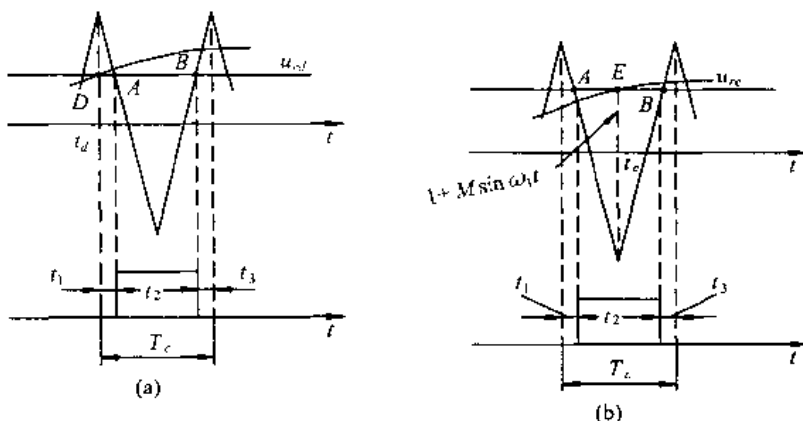


图 6.8 生成 SPWM 波形的规则采样法

(a) 规则采样 I 法; (b) 规则采样 II 法

图 6.8(b) 为规则采样 II 法。图中仍在三角载波的固定时刻找到正弦调制波上的采样电压值, 但所取的不是三角载波的正峰值, 而是其负峰值, 得图中  $E$  点, 采样电压为  $u_{re}$ 。在三角载波上由  $u_{re}$  水平线截得  $A, B$  两点, 从而确定了脉宽时间  $t_2$ 。这时, 由于  $A, B$  两点坐落在正弦调制波的两侧, 因此减少了脉宽生成误差, 所得的 SPWM 波形也就更准确了。

规则采样法的实质是用阶梯波来代替正弦波, 使算法简化。在规则法中, 三角波每个周期的采样时刻都是确定的, 不作图就可算出相应时刻的正弦波值。以规则采样 II 法为例, 采样时刻的正弦波值依次为  $M \sin \omega_1 t_r, M \sin(\omega_1 t_r + T_c), M \sin(\omega_1 t_r + 2T_c) \dots$ , 由几何相似三角形关系可得脉宽计算公式

$$t_2 = \frac{T_c}{2} (1 + M \sin \omega_1 t_r) \quad (6.2)$$

间歇时间

$$t_1 = t_3 = \frac{1}{2}(T_c - t_2) \quad (6.3)$$

实用的逆变器多是三相的,因此还应形成三相的 SPWM 波形。

三相的 SPWM 波形如图 6.9 所示。三相正弦调制波互差  $120^\circ$ ,三角波是公用的。这时 A 相和 B 相脉冲波形相同,每相的脉宽时间  $t_{a2}$ 、 $t_{b2}$ 、 $t_{c2}$  均可用式(6.2)计算。三相脉宽时间总和为  $t_{a2} + t_{b2} + t_{c2} = (3/2)T_c$ ;三相间隙时间总和为  $3T_c - (3/2)T_c = (3/2)T_c$ ;脉冲两侧间隙时间相等,  $t_{a1} + t_{b1} + t_{c1} = t_{a3} + t_{b3} + t_{c3} = (3/4)T_c$ 。

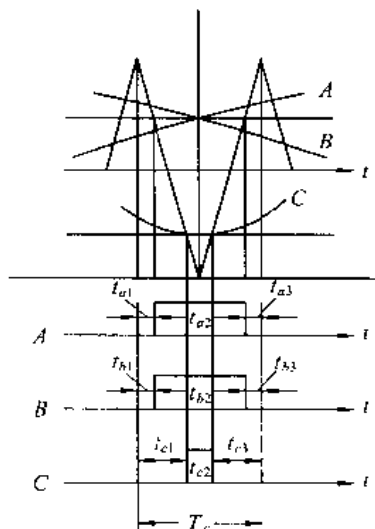


图 6.9 三相 SPWM 波形

## 6.2 SPWM 集成电路芯片

产生三相 SPWM 波形的专用集成电路已有多,近几年来应用较多的是 HEF4752 和 SLE4520 集成电路芯片。本节对这两种芯片作简单介绍。

### 6.2.1 HEF4752

HEF4752 是全数字化的三相 SPWM 波生成集成电路。这种芯片既可用于有强迫换流电路的三相晶闸管变频器,也可用于全控型开关器件构成的变频器。对于后者,可输出三相对称 SPWM 波控制信号,调频范围为  $0 \sim 200\text{Hz}$ 。由于它生成的 SPWM 波的最大开关频率比较低,一般在  $1\text{kHz}$  以下,所以较适于以 GTR 或 GTO 为开关器件的变频器,而不适于 IGBT 变频器。

#### 6.2.1.1 HEF4752 的管脚功能

HEF4752 为 28 脚双列直插式芯片,如图 6.10 所示。它有 12 个逆变器驱动输出端,3 个控制输出端,7 个控制输入端,4 个时钟输入端,2 个电源端。分别简要说明如下:

#### (1) 12 个驱动输出端

① 三相变频器主开关器件驱动输出端 R 相的 ORM1、ORM2(第一个字母表示输出口,第二个字母表示相序, M 表示主开关器件,数字 1、2 分别表示该相上下桥臂); Y 相的

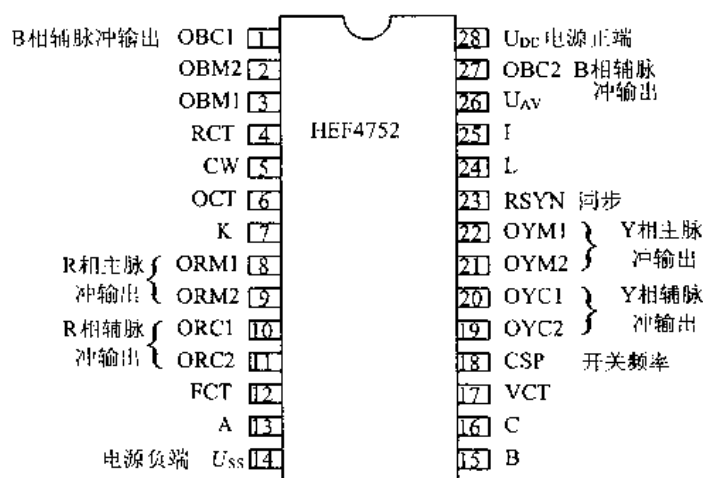


图 6.10 HEF4752 的管脚图

OYM1、OYM2; B 相的 OBM1、OBM2(表示方法均与上述类同)。这里用 R、Y、B 区别三相, 分别对应于前面所用的 U、V、W。

② 三相变频器换流电路辅助开关管的驱动输出端 R 相的 ORC1、ORC2(C 表示换流输出); Y 相的 OYC1、OYC2; B 相的 OBC1、OBC2。

#### (2) 4 个时钟输入端

① FCT 为频率控制时钟输入端, 用以控制 SPWM 波的基波频率(即变频器输出频率) $f$ 。

② VCT 为电压控制时钟输入端, 用以控制变频器输出的 SPWM 基波电压有效值  $U$ 。

③ RCT 为最高开关频率基准时钟输入端, 用以限定变频器开关器件的最高开关频率。

④ OCT 为输出延迟时钟, 它与输入端 K 的电平相配合控制每一相上、下桥臂两个功率开关器件开通的延迟(即死区时间  $t_d$ )。

#### (3) 7 个控制输入端

① K 端 它与 OCT 端配合控制死区时间。

② L 端 为启动/停止控制端, 当  $L=1$  时允许驱动输出端输出 SPWM 信号;  $L=0$  时禁止输出, 驱动输出端全部为低电平。

③ CW 端 为相序控制端。CW=1 时, 设相序为 RYB(对应电动机三相相序为 UVW), 电动机正转; CW=0 时则相序为 RBY(UWV), 即电动机反方向运转。

④ I 端 用以使 HEF4752 适用于所控制的变频器类型。当变频器主回路使用晶闸管功率器件时, 应使  $I=1$ ; 使用 GTR 或 GTO 等自关断功率器件时, 应使  $I=0$ 。

⑤ A 端 为复位输入控制端。

⑥ B 端 为芯片制造厂家测试用的端子, 使用时应接地。

⑦ C 端 功能及用途同 B 端。

#### (4) 3 个控制输出端

① RSYN 为 R 相同步信号输出, 供示波器外同步用。

② U<sub>av</sub> 为模拟变频器输出线电压值的信号, 供测试用。

③ CSP 为变频器开关信号输出,用以指示变频器开关频率值。

(5) 电源端

①  $U_{in}$  接电源正端。

②  $U_{ss}$  接地。

#### 6.2.1.2 HEF4752 内部结构框图及工作原理

HEF4752 内部结构框图如图 6.11 所示。它由三个计数器,即 FCT 计数器、VCT 计数器、RCT 计数器,一个译码器,三个输出口以及供生产厂家测试用的试验电路组成。

HEF4752 能产生输出频率可调(0~200Hz)的三相 SPWM 波信号,并且可使输出电压随输出频率呈线性变化。

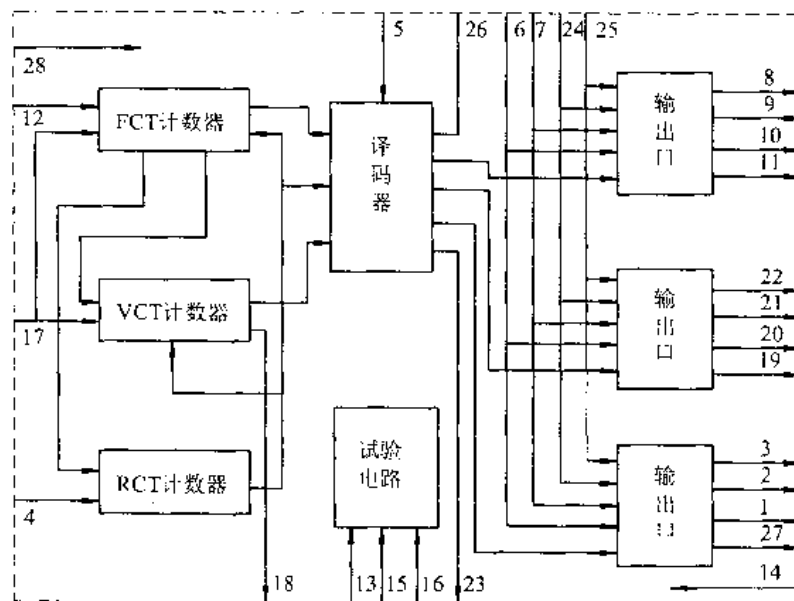


图 6.11 HEF4752 内部结构框图

#### 6.2.2 SLE4520

如上所述,HEF4752 三相 SPWM 集成电路设置的开关频率比较低,不适合于 IGBT 变频器。因此,后来又发展了一种新的 SLE4520 三相 PWM 集成电路。它是一种应用 ACMOS 技术制作的低功耗高频大规模集成电路,是一种可编程器件。它能把三个 8 位数字量同时转换成三路相应脉宽的矩形波信号,与 8 位或 16 位微机联合使用,可产生三相变频器所需的六路控制信号,输出的 SPWM 波的开关频率可达 20kHz,基波频率可达 2600Hz。因此,适用于 IGBT 变频器或其他中频电源变频器。

##### 6.2.2.1 SLE4520 的管脚功能

SLE4520 为双列直插式 28 脚芯片,如图 6.12 所示。它有 13 个输入端、5 个控制端、8 个输出端、2 个电源端。分别说明如下:

(1) 13 个输入端

① XTAL1(2 脚)、XTAL2(3 脚),为外晶振输入端,可外接 12MHz 晶振,为 SLE4520 内部各单元电路提供一个外接参考时钟。

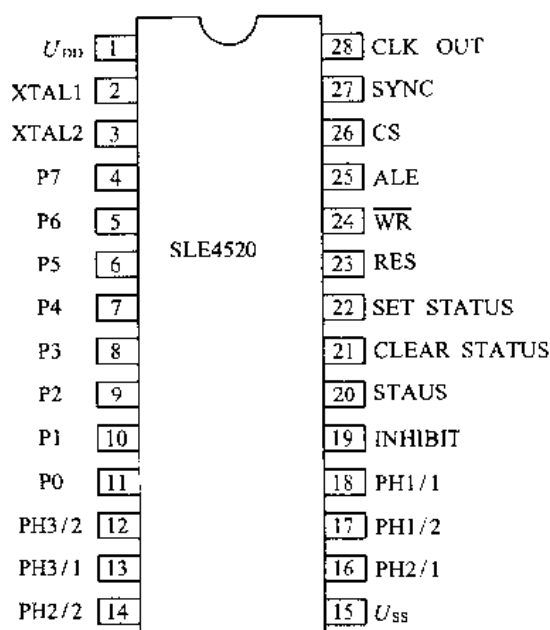


图 6.12 SLE4520 的管脚图

## (2) 5 个控制端

① CLEAR STATUS(21 脚)及 SET STATUS(22 脚),为通断状态触发器的两个输入端,即清零端与置位端,可接保护电路的输出或接微机的输出。清零端有效则开通 SLE4520 的 SPWM 信号输出端;置位端有效则关断 SPWM 信号输出端。

② RES(23 脚),为 SLE4520 的复位端,可与微机复位电路的输出相连。该端为高电平时,使 SLE4520 内部各状态锁存器、计数器等复位,保证开机时从相同的状态开始工作。

③ CS(26 脚),为 SLE4520 的片选信号输入端,可与微机系统的译码电路输出端相连。该端为高电平时,SLE4520 芯片被选通工作;为低电平时,该芯片不工作。

④ INHIBIT(19 脚),为脉冲封锁端,接保护电路的输出。该端为高电平时 SLE4520 的输出全被封锁,可用作变频器各种故障保护的封锁脉冲端。

## (3) 8 个输出端

① PH1/1(18 脚)、PH1/2(17 脚)、PH2/1(16 脚)、PH2/2(14 脚)、PH3/1(13 脚)、PH3/2(12 脚),分别为变频器  $U$ 、 $V$ 、 $W$  三相上、下桥臂开关器件的控制信号输入端,接三相变频器驱动电路的输入端,提供驱动三相变频器的 SPWM 信号。

② STATUS(20 脚),为通断状态触发器的输出端,可接一个指示器,用以指示 SLE4520 的状态是在输出驱动变频器状态还是在封锁输出状态。

③ CLK OUT(28 脚),为晶振频率输出端,接微机的时钟信号输入端,使微机系统的时钟与 SLE4520 的时钟保持同步。

## (4) 2 个电源端

①  $U_{DD}$ (1 脚),为电源正端,接 +5V 电源。

②  $U_{SS}$ (15 脚),为电源负端,接地。

## 6.2.2.2 SLE4520 内部结构框图及工作原理

## (1) 内部结构

② P7~P0(4 脚~11 脚)为 8 位数据输入端,与 8 位 CPU 的数据总线相接。其功能是将微机输出的命令或数据送入 SLE4520。

③  $\overline{WR}$ (24 脚),为来自微机的脉冲信号输入端,与微机的  $\overline{WR}$  相连。当该端为低电平(0)时,将来自微机的地址数据写到 SLE4520 中的地址锁存器内。

④ ALE(25 脚),为来自微机的地址锁存允许脉冲信号输入端,与微机的 ALE 相连。它与来自微机的  $\overline{WR}$  信号一起根据程序中设定的地址信号对 SLE4520 内部的 3 个 8 位数据寄存器,2 个 4 位控制寄存器进行选择。

⑤ SYNC(27 脚),为来自微机的触发脉冲信号输入端,与微机的输出端相连。该端输入信号控制 3 个可预置 8 位减法计数器是否开始进行递减运算。



SLE4520 内部结构框图如图 6.13 所示,共包括 17 个单元电路:三个(对应于  $U$ 、 $V$ 、 $W$  三相的)8 位数据锁存器,三个可预置数的 8 位计数器,三个过零检测器,一个 4 分频锁存器,一个可编程  $1:n$  预置分频器,一个 4 位死区时间寄存器,一个  $1:4$  地址译码锁存器,一个通断控制触发器,一个振荡器,以及一个脉冲放大器。这些单元电路分别与 SLE4520 内部数据总线或控制总线相连。

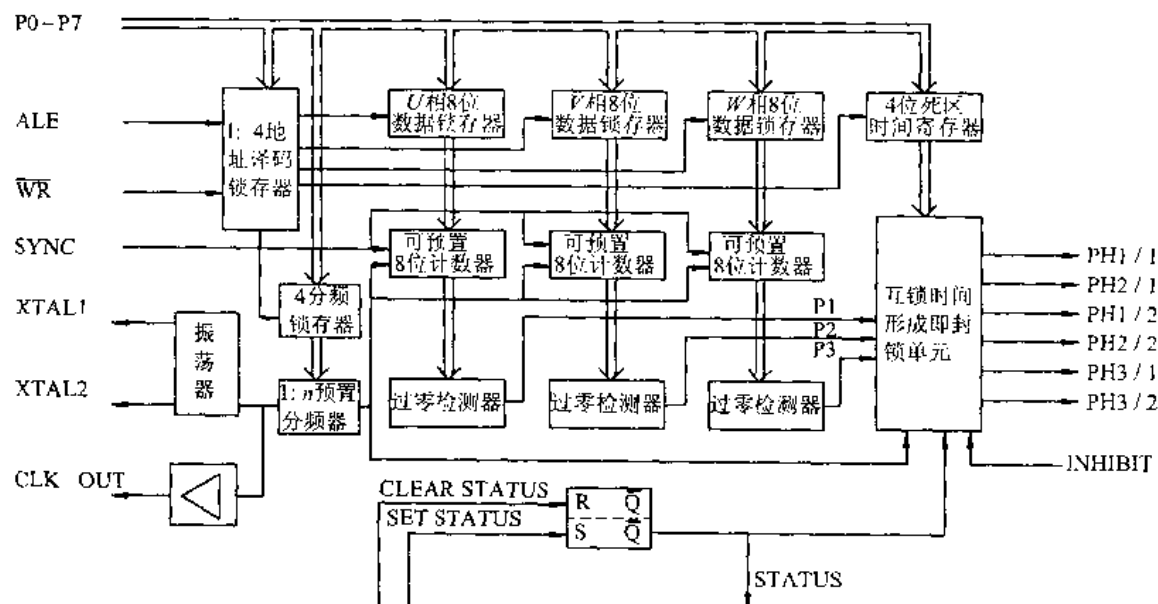


图 6.13 SLE4520 内部结构框图

SLE4520 采用内部译码结构,各寄存器地址见表 6.2。

表 6.2 SLE4520 内部寄存器地址表

地 址	寄 存 器
00	$U$ 相寄存器
01	$V$ 相寄存器
02	$W$ 相寄存器
03	死区位移寄存器
04	4 分频控制寄存器

### (2) 数字量如何转换为脉宽

在片选信号  $\overline{CS}$  有效、SET STATUS 及 INHIBIT 端信号无效的情况下,当 ALE、WR 信号有效时,由微机输出的地址数据经由数据总线  $P0 \sim P7$  写入地址译码锁存器。然后,根据地址译码,由微机输出的 SPWM 脉宽数据分别写入 3 个 8 位数据锁存器。在 SYNC 端输入触发脉冲信号后,三相的脉宽数据同步地装入减法寄存器,并开始进行减 1 计算。一旦哪一相减 1 计数器减到零,则该相过零检测器就发出信号,使该相输出由高电平(无效)变为低电平(有效),形成一个脉冲。计数器减到零后即停止工作,直到下一个 SYNC 端的同步触发脉冲到来,再使该相输出为高电平。

### (3) 开关频率的选择

减 1 计数器的减法速度由 4 位预分频器及可编程分频器控制。这样,可以通过编程方便地改变开关频率,实现输出频率的微调。

#### (4) 死区位移寄存器和死区时间设定

死区时间是把脉宽调制信号与一个延迟信号相结合而获得的。具体地讲,由于SLE4520 每一路输出都是低电平有效,所以死区时间的形成是通过延迟脉冲负沿到来的时刻获得的,而这个“延迟”又是通过一个15 位位移寄存器来设定的。位移寄存器的时钟,即延迟时钟的频率是由在可编程分频器的分频控制寄存器中设置的数值来决定的。延迟时钟分频比率只有两种,或者是1:4,或者是1:6。可见死区时间决定于三个因素,即晶振频率、可编程控制器的设置数值以及位移寄存器的设置数值。

#### (5) 输出级

在没有死区时间的情况下,PH1/2 的输出信号与 PH1/1 的输出信号是相反的;PH2/2 的输出信号与 PH2/1 的输出信号是相反的;PH3/2 的输出信号与 PH3/1 的输出信号也是相反的,均为低电平有效。输出信号的负沿都向右延迟一个由程序设置的死区时间。输出级电流可达20mA,可直接驱动TTL 电路或者隔离用的光耦。

输出级可以动态或静态封锁。在INHIBIT(19 脚)信号有效期间,SLE4520 的6 个输出端均被置为高电平。这时,若输出是连接到光耦中发光二极管的阴极,则发光二极管无电流,变频器的6 个开关器件全部被封锁。在开始工作时,封锁输出是很重要的。这是因为只有晶振输出已建立,并且在初始化程序执行后,才能有正确的脉宽调制脉冲输出。因此,微机必须有一个输出口与INHIBIT 端相连,在接通电源后,微机将此输出口置为高电平,封锁输出。而在初始化程序结束后,再将此端口置为低电平,允许SLE4520 输出。

封锁输出的另一方法是将状态触发器的置位端SET STATUS(22 脚)加一高电平。这种方法可用于各种故障保护。故障状态可由状态触发器的输出端STATUS(20 脚)接指示器来指示,并可用此信号将故障状态通知微机。故障排除后,给状态触发器的清零端CLEAR STATUS(21 脚)输入一个高电平脉冲,即可解除封锁,开通SLE4520 的SPWM 信号输出。

## 6.3 跟踪型 PWM 控制

变频器是根据电流、电压或磁通的指令值直接控制变频器的上述输出量,所以又称为瞬时值控制型变频器。

### 6.3.1 电流跟踪型 PWM 控制

电流跟踪型 PWM 逆变器,又称电流控制型逆变器,是由一个通常的 PWM 电压型逆变器和一个电流控制环组成,使逆变器输出可控的电流。其基本思路,是将一个正弦波定子电流给定信号与定子电流实测信号相比较,若实际电流值大于给定值,则通过逆变器开关器件的动作使之减少;反之,则使之增加。使实际输出电流围绕着给定的正弦波电流作锯齿形变化,并将偏差限制在一定范围内;与此同时,逆变器输出的电压波成为 PWM 波。这样,如果逆变器的开关器件具有足够高的开关频率,则定子电流就能很快地调节其幅值和相位,使电动机电流得到高品质的动态控制。因此,实际上,电流跟踪型 PWM 逆变器是一个通常的电压型 PWM 逆变器加一个电流闭环构成的砰-砰控制(又称继电控制)系统,从而将电动机复杂的电压模型改造成为电流模型,使控制模式简单化。这种控制方式很适合于高性能的单电

动机交流电气传动。

图 6.14 为使用滞环比较器的单相电压型逆变器电流跟踪型 PWM 控制原理。给定值  $i^*$  与实际值  $i$  之差为  $\Delta i = i^* - i$ , 将  $\Delta i$  输入滞环比较器, 当  $i^* > i$  时,  $VT_1$  导通,  $VT_2$  截止, 使负载电流  $i$  上升; 当  $i^* < i$  时,  $VT_2$  导通,  $VT_1$  截止, 使负载电流  $i$  下降。这样, 通过  $VT_1$ 、 $VT_2$  的交替通断, 使实际电流  $i$  在  $i^* + I_T$  与  $i^* - I_T$  之间这段范围内振动式地跟踪。图 6.15 是电流 SPWM 波形的产生及开关动作状态。滞环的宽度决定了电流偏差值与功率器件的开关频率。

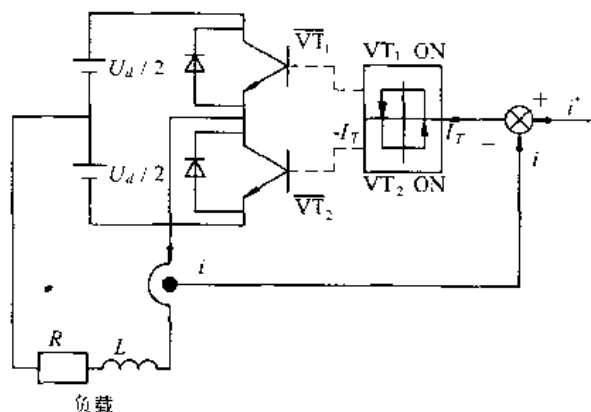


图 6.14 电流跟踪型 PWM 控制

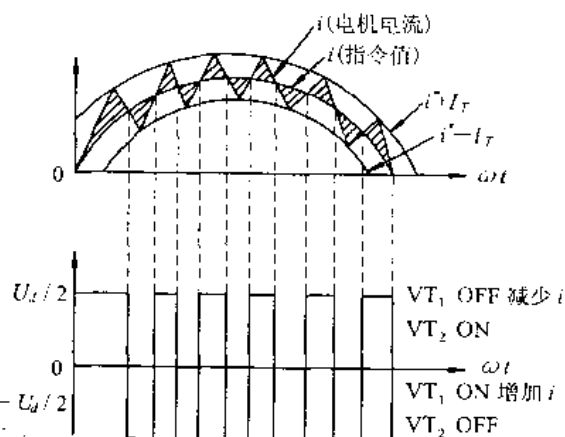


图 6.15 电流 SPWM 波形的产生及开关动作状态

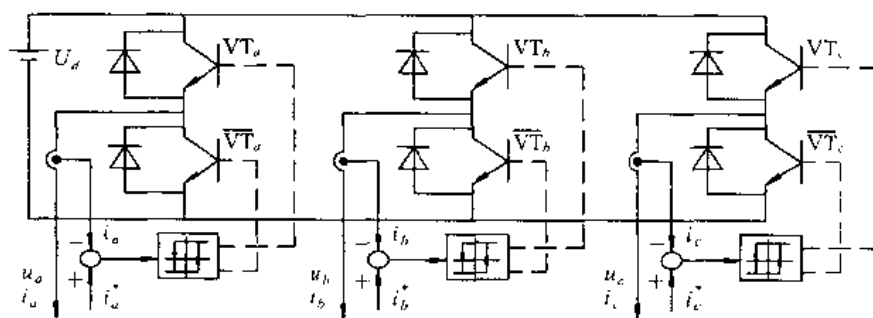


图 6.16 三相电流跟踪型变频器的控制

用三个图 6.14 的控制电路可以组成一个三相电流跟踪型变频器的逆变桥路, 如图 6.16 所示。三相的电流指令值为  $i_a^*$ 、 $i_b^*$ 、 $i_c^*$ 。图 6.17 为其输出线电压和电流波形。线电压波形的前后半周期里都有相反极性的电压脉冲存在, 这将使负载的谐波损耗增大。

本方式的特点:

- (1) 硬件简单。
- (2) 输出电流按正弦变化, 电流控制响应快。
- (3) 电流传感器采用霍尔效应传感器调速时,

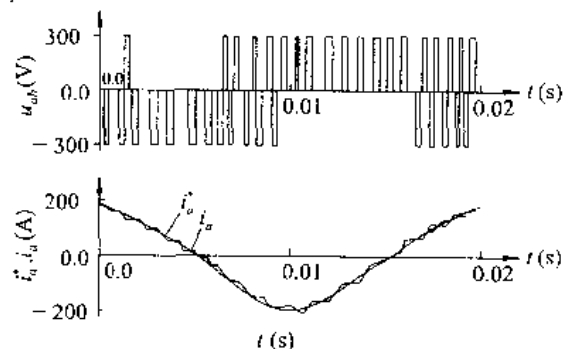


图 6.17 输出线电压和电流波形

只需改变电流给定信号的频率,无需调节逆变器的电压。

(4) 由于输出线电压的正、负半周期里都存在着极性相反的电压脉冲,这不但增加了谐波损耗,也增加了开关次数。因此,在开关频率相同的情况下,输出电流的谐波成分较其他方式多。

### 6.3.2 电压跟踪型 PWM 控制

图 6.18 是电压跟踪型变频器的控制回路,让输出电压的基波分量  $u_1$  跟踪指令值  $u_1^*$ 。两者之差  $(u_1^* - u_1)$  经过积分器或一次延迟电路后送到滞环比较器输入端,其输出用于驱动逆变桥上的半导体开关器件。

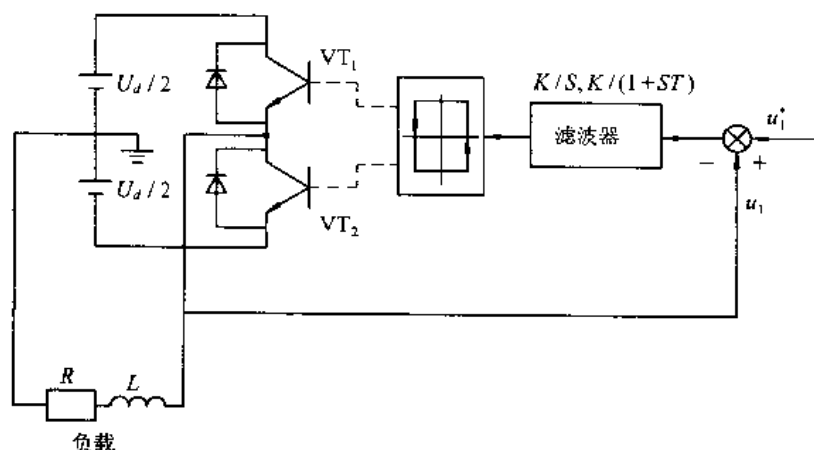


图 6.18 电压跟踪型控制

当  $u_1^* = 0$  时,该电路成为产生方波的自激振荡电路,为此,另加直流电压使  $u_1^*$  产生一个偏移,即正负脉冲宽度不同。这样,即使  $u_1^*$  变化,如果其变化频率比自激振荡频率低得多的话,  $u_1$  的基波就能跟踪  $u_1^*$ ,并与之大致相等。

### 6.3.3 磁通跟踪型 PWM 控制

图 6.19 为磁通跟踪型变频器的控制电路,即电压积分值的电路。输出电压  $u_1$  经积分器  $K/S$  后变为磁通  $\phi_1$ 。 $\phi_1$  跟踪  $\phi_1^*$ ,道理与前两节一样。这种电路其磁通为恒定,即  $U/f$  恒定

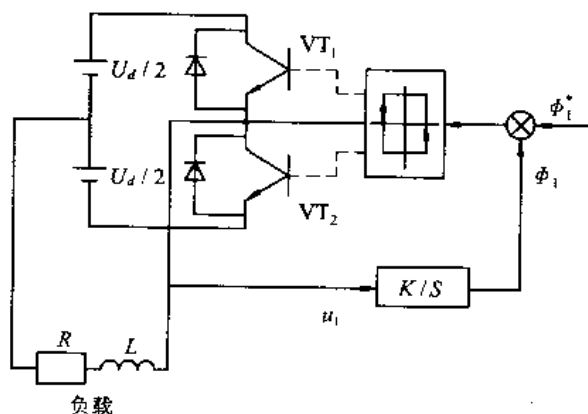


图 6.19 磁通跟踪型控制

控制,常用于含有铁心的旋转机械或变压器。

上述电压跟踪和磁通跟踪都可以像图 6.4 一样组成三相桥,在此不赘述。

### 本章小结

(1) PWM 控制是脉宽调制技术,它是利用调制信号波与三角波比较后获得一系列等幅不等宽的脉冲序列。

(2) 改变调制信号波的频率,输出频率会随之改变;改变调制信号波的幅值,则输出电压的幅值亦会随之改变。因此,只要控制调制信号波,使其频率、幅值协调变化,则在 PWM 电压型逆变器输出可以实现电压、频率协调控制。

(3) 从调制脉冲的极性看,PWM 可分为单极性与双极性控制模式两种。双极性 PWM 模式控制电路和主电路要比单极性模式简单,但是,输出电压中、高次谐波分量要比单极性大得多。

(4) SPWM 控制是正弦波脉宽调制,当调制信号波为正弦波时,就可以得到 SPWM 波形。

(5) SPWM 调制方式根据载波比  $N$  不同,可分为同步调制、异步调制和分段调制。

(6) 用计算机软件生成 SPWM 波形的基本算法有自然采样法和规则采样法。规则采样法的实质是用阶梯波来代替正弦波,使算法简化,以便计算机采样和计算。

(7) HEF4752 和 SLE4520 是产生三相 SPWM 波形的专用集成芯片,能产生输出频率可调的三相 SPWM 波信号。

(8) 跟踪型 PWM 控制是根据电流、电压或磁通的指令值直接控制变频器的上述输出量,它是瞬时值控制,动态响应好。

### 习 题

6.1 什么叫 PWM? 什么叫 SPWM?

6.2 什么叫单极性 PWM 控制? 什么叫双极性 PWM 控制?

6.3 什么叫同步调制? 什么叫异步调制? 它们各有什么优缺点? 什么叫分段同步调制?

6.4 已知逆变器输出频率范围为  $4 \sim 62\text{Hz}$ ,功率开关器件为 GTR 管,最大开关频率  $f_{i\max} = 1.1\text{kHz}$ ,取最小开关频率  $f_{i\min} = 0.51f_{i\max}$ ,现采用分段同步调制,当在某段同步调制时,逆变器输出最高频率为  $31\text{Hz}$ ,求该段同步调制时输出最低频率为多少?

6.5 在 PWM 控制的电压型逆变器中,同一桥臂上下两功率开关器件为什么必须是驱动互补?

6.6 在 PWM 电压型逆变器中,什么叫死区时间? 它对输出波形有何影响?

6.7 在 SPWM 波形生成方法中有哪几种采样法? 它们各有什么特点?

6.8 试述 SLE4520 PWM 发生器的基本结构及其工作原理? 为什么 SLE4520 适宜于 IGBT 管的逆变器?

6.9 跟踪型 PWM 控制有几种类型? 电流跟踪型 PWM 控制有何优点?

## 7 VVVF 调速系统

### 本章提要

异步电机的 VVVF(变压变频)调速系统一般简称变频调速系统。由于在变频调速时转差功率不变,在各种异步电动机调速系统中效率最高,同时性能也最好,故是交流调速的主要发展方向。

本章第一节介绍交流调速系统的基本控制结构。根据不同的用途适当组合可构成各种闭环系统,实现转矩控制、速度控制或位置控制。第二节介绍交流调速的基本类型。它可分为变转差  $s$ 、变极  $P$  和变频  $f_1$ ,其中变频调速是最好的一种节能省力型调速方案。第三节介绍异步电动机机械特性。从异步电动机等效电路的电磁转矩表达式,可以证明变频调速时的机械特性是平行移动的,并比较了  $U_1/\omega_1$ 、 $E_1/\omega_1$ 、 $E_r/\omega_1$  三种恒值控制的机械特性。第四节介绍 VVVF 控制,指出在 VVVF 控制时电压/频率协调控制的必要性,提出低频时转矩提升的  $U_1/f_1$  控制电压模式及实现  $E_r/\omega_1$  控制方法。第五节介绍转差频率控制。转差频率控制是一种速度反馈的闭环控制,从异步电动机的机械特性方程可以证明,在转差  $s$  很小的稳定运行时,电磁转矩  $T_e$  与转差频率  $\omega_1$  成正比,通过控制转差频率可以实现转矩控制。第六节介绍通用变频器。这是实现异步电动机变频调速的高科技产品。它主要由主电路、检测电路和控制电路三大部分组成,按照不同的生产机械的要求可以选用不同的控制方式。指出变频器功率因数不高的原因及其改善方法,正确使用变频器内各种保护功能,合理选择通用变频器的容量和外围设备是用好变频器的一个重要环节。

**关键词:**交流调速,控制结构,基本类型,机械特性,VVVF 控制,转差频率控制,通用变频器,功率因数。

**核心问题:**VVVF 控制方式,转差频率控制方式,通用变频器基础。

### 7.1 交流调速系统的基本控制结构

交流调速系统的控制量基本上是转矩、速度、位置,根据不同的用途适当组合可构成各种闭环系统。一般按图 7.1 组成转矩、速度、位置由内向外的闭环系统,但并不是所有的控制系统都需要三个闭环,可按照控制对象适当选择控制环。

控制器一般采用 PID(比例、积分、微分)控制,控制硬件从模拟电路发展到数字电路,现在主要采用计算机数字控制技术。引入现代控制理论使控制形式发生了质的变化,例如用外扰动转矩观测器的前馈补偿控制、模型参考自适应控制、2 自由度控制、多惯性体运动系统的振动抑制控制、自学习控制、模糊控制、神经网络控制等。因此控制环往往也并不是像图 7.1 那样单纯。



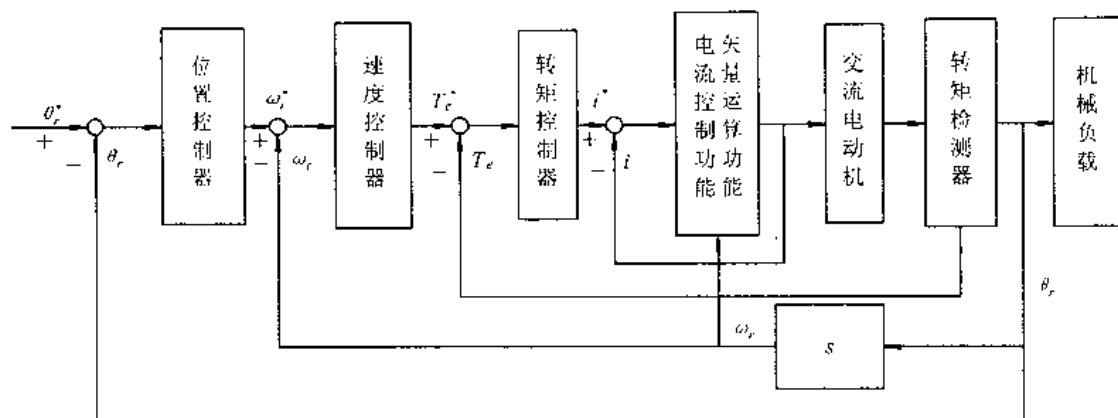


图 7.1 运动控制系统闭环结构示意图

### 7.1.1 转矩控制

在运动控制系统中转矩控制是最基本的控制，交流调速之所以能普及是因为交流电机能像直流电机那样可以进行转矩控制。一般在运动控制系统中，控制环的最内侧是转矩环，这显示了转矩控制环的重要性。

直流电机由于其结构特点可以很容易进行转矩控制，只要保持励磁一定，则转矩与电枢电流成正比，因此转矩控制可以转化为电枢电流控制。但是交流电机的转矩控制并不简单，要采用矢量控制理论，边进行高精度的计算，边进行转矩控制。在进行矢量控制时还需要速度信息，因此需要安装速度传感器。随着控制理论与计算机控制技术的发展，出现了无速度传感器矢量控制。在转矩控制中存在精度和动态响应两个问题，交流电机可以快速电流响应，因此转矩控制的响应比直流电机更优越。在转矩精度方面，控制依存于理论计算，所以受电机参数的精度影响。转矩控制一般不采用转矩检测器，而采用电流反馈控制。

### 7.1.2 速度控制

在变频器与交流电动机组成的调速系统中，根据所需的速度控制精度可采用开环或闭环方式。异步电动机用变频器可以简单地进行开环速度控制，但是会产生速度误差。现在的变频器改进了性能，根据电压电流值的运算可以修正其误差，或采用无速度传感器矢量控制，可以获得 0.1% 左右的精度。速度闭环控制，需要安装速度传感器。根据速度传感器与变频器的性能，可以获得高精度的速度控制系统。

### 7.1.3 位置控制

位置控制也有开环与闭环两种方式。开环方式需要用步进电机之类的专用电机。采用步进电机就可以组成一个非常简单的位置控制系统。闭环方式需要在控制对象中安装位置传感器，传感器的精度越高，位置控制系统的性能就越好。

## 7.2 交流调速的基本类型

异步电动机定子对称的三相绕组中通入对称的三相交流电，在电机气隙内会产生一个

旋转磁场,其旋转速度为同步转速

$$n_0 = \frac{60f_1}{p} \quad (7.1)$$

式中  $f_1$ ——定子绕组电源频率;

$p$ ——电机磁极对数。

异步电动机转差率

$$s = \frac{n_0 - n}{n_0} \quad (7.2)$$

则异步电动机转速

$$n = n_0(1 - s) = \frac{60f_1}{p}(1 - s) \quad (7.3)$$

由式(7.3)可知,异步电动机调速方法有如下几种:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{变同步转速 } n_0 \left\{ \begin{array}{l} \text{变极 } p \\ \text{变频 } f_1 \end{array} \right. \\ \text{变转差率 } s \left\{ \begin{array}{l} \text{定子调压} \\ \text{转子串电阻} \\ \text{电磁转差离合器} \\ \text{串级调速} \end{array} \right. \end{array} \right.$$

由电机学可知,转差功率

$$P_s = sP_{em} = P_{Cu_2} \quad (7.4)$$

式中  $P_{em}$ ——电磁功率;

$P_{Cu_2}$ ——转子铜耗。

由式(7.4)可知,变极调速与变频调速为转差功率不变型,不论其转速高低,转差功率消耗基本不变,因此调速效率为最高。

在变转差率  $s$  的调速方法中,定子调压、转子串电阻及电磁转差离合器这三种调速为转差功率消耗型。因为  $n \downarrow \rightarrow s \uparrow \rightarrow P_s \uparrow$ , 所以随转速的降低,转差功率将转换成热能消耗掉,调速效率为最低。串级调速的指导思想是回收转差功率  $P_s$ , 因此它属于转差功率回馈型。在低速时,一部分能量消耗在转子中,大部分能量回馈给电网或转化成机械能,调速效率为居中。在电力电子技术与计算机控制技术突飞猛进的今天,交流调速的主流为变频调速。表7.1将各种调速方法的性能指标作一比较,以便了解。

表 7.1 异步电动机各种调速方法性能指标的评价

调速方法 比较项目	变极	变频	变转差率			
			调压调速	转子串电阻	电磁转差 离合器调速	串级调速
是否改变同步转速 ( $n_0 = 60f_1/p$ )	变	变	不变	不变	不变	不变

续表 7.1

调速方法 比较项目		变极	变频	变转差率			
				调压调速	转子串电阻	电磁转差离合器调速	串级调速
调速指标	静差率(转速相对稳定性)	小(好)	小(好)	开环时大 闭环时小	大(差)	开环时大 闭环时小	小(好)
	在一般静差率要求下的调速范围 $D$	较小 ( $D=2\sim4$ )	较大 ( $D=10$ )	闭环时较大 ( $D=10$ )	小( $D=2$ )	闭环时较大 ( $D=10$ )	较小 ( $D=2\sim4$ )
	调速平滑性	差 (有级调速)	好 (无级调速)	好 (无级调速)	差 (有级调速)	好 (无级调速)	好 (无级调速)
	低速时效率	高	高	低	低	低	中
	适应负载类型	恒转矩 恒功率	恒转矩 恒功率	通风机 恒转矩	恒转矩	通风机 恒转矩	恒转矩
	设备投资	少	多	较少	少	较少	较多
	电能损耗	小	较小	大	大	大	较小
运用电机类型		多速电机 (鼠笼式)	鼠笼式	一般为绕 线式,小容 量时可采用 特殊鼠笼式	绕线式	滑差电机	绕线式

### 7.3 异步电动机变频调速时机械特性

异步电动机变频调速时,在改变定子电源角频率  $\omega_1$  的同时电压幅值  $U_1$  也要相应变化,电压与角频率可以有不同的配合,它们对应的机械特性也不一样。

#### 7.3.1 $U_1/\omega_1$ 为恒值(VVVF 控制)的机械特性

由电机与电力拖动可知,异步电动机等效电路如图 7.2 所示。

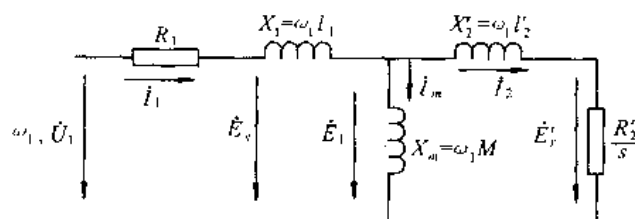


图 7.2 异步电动机等效电路

$\omega_1$ —电源角频率; $\dot{E}_1$ —定子磁通对应的感应电势; $R_1$ 、 $R_2$ —定转子相电阻; $\dot{E}_1$ —气隙磁通对应的感应电势;

$X_1$ 、 $X_2$ —定转子漏电抗; $\dot{E}_2$ —转子磁通对应的感应电势; $X_m$ —励磁电抗; $s$ —转差率; $L_1$ 、 $L_2$ —定转子漏电感;

$\dot{U}_1$ —定子相电压; $\dot{I}_1$ 、 $\dot{I}_2$ —定转子相电流; $\dot{i}_m$ —励磁电流; $M$ —励磁电抗

根据上述等效电路可以求得异步电动机的电磁转矩

$$T_e \approx 3p \left( \frac{U_1}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1 R_2'}{(sR_1 + R_2')^2 + s^2\omega_1^2(L_1 + L_2')^2} \quad (7.5)$$

式中  $p$ ——电机极对数。

电动机在正常运转时  $s$  一般很小,从式(7.5)分母可以略去  $s$  的项,则

$$T_e \approx 3p \left( \frac{U_1}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1}{R_2'} \quad (7.6)$$

又因为  $\omega_1 = 2\pi f_1$ ,  $n_0 = \frac{60f_1}{p}$ , 则转速降

$$\Delta n = sn_0 = \frac{60}{2\pi p} s\omega_1 \quad (7.7)$$

由式(7.6)与式(7.7)可知,当  $U_1/\omega_1$  为恒值时,对于恒转矩负载而言,电磁转矩  $T_e$  不变时,  $s\omega_1$  为常数,使转速降  $\Delta n$  也不变,此时变频调速时的机械特性是平移的。

式(7.5)对  $s$  求导,令  $dT_e/ds=0$ ,则可求得异步电动机的最大转矩

$$T_{e\max} = \frac{3}{2} p \left( \frac{U_1}{\omega_1} \right)^2 \frac{1}{\frac{R_1}{\omega_1} + \sqrt{\left( \frac{R_1}{\omega_1} \right)^2 + (L_1 + L_2')^2}} \quad (7.8)$$

由式(7.8)可见,  $T_{e\max}$  是随着  $\omega_1$  的降低而减小。在频率很低时,  $T_{e\max}$  太小将限制调速系统的带载能力。采用定子电压降补偿,适当提高  $U_1$ ,可以增强带载能力,如图 7.3 所示。

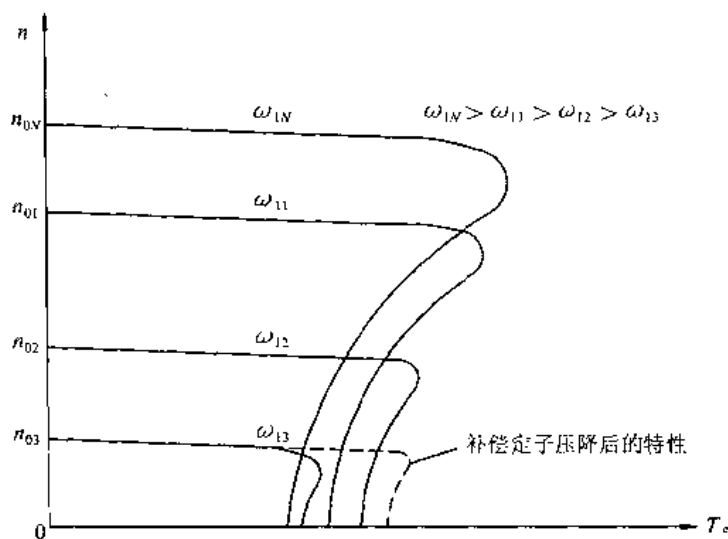


图 7.3 恒压频比控制时变频调速的机械特性

### 7.3.2 $E_1/\omega_1$ 为恒值的机械特性

由图 7.2 等效电路可以看出

$$I_2 = \frac{E_1}{\sqrt{\left( \frac{R_2'}{s} \right)^2 + \omega_1^2 L_2'^2}} \quad (7.9)$$

代入电磁转矩基本关系式得

$$T_e = \frac{P_{em}}{\omega_1} = \frac{3I_2'^2 R_2'/s}{\omega_1} = 3p \left( \frac{E_1}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1 R_2'}{R_2'^2 + s^2 \omega_1^2 l_2'^2} \quad (7.10)$$

当  $s$  很小时可忽略式(7.10)分母中含  $s^2$  项, 则

$$T_e \approx 3p \left( \frac{E_1}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1}{R_2'} \quad (7.11)$$

将式(7.10)对  $s$  求导, 并令  $dT_e/ds=0$ , 可得  $E_1/\omega_1$  为恒值控制时最大转矩  $T_{e\max}$  和对应的临界转差  $s_m$

$$s_m = \frac{R_2'}{\omega_1 l_2'} \quad (7.12)$$

$$T_{e\max} = \frac{3}{2} p \left( \frac{E_1}{\omega_1} \right)^2 \frac{1}{l_2'} \quad (7.13)$$

由式(7.13)可见, 在  $E_1/\omega_1$  为恒值控制时, 最大转矩  $T_{e\max}$  是恒定的。

结论:

当  $E_1/\omega_1$  为恒值调频调速时,

- (1) 机械特性线性段范围要比  $U_1/\omega_1$  为恒值控制宽。
- (2)  $T_{e\max}$  与  $\omega_1$  无关, 不会有低频时变小, 使其低频带载能力增强。
- (3) 通过低频时定子电压补偿可实现  $E_1/\omega_1$  为恒值控制。

### 7.3.3 $E_r/\omega_1$ 为恒值的机械特性

由图 7.2 等效电路转子侧可以写出

$$I_2 = \frac{E_r'}{R_2'/s} \quad (7.14)$$

代入电磁转矩基本关系式得

$$T_e = 3p \left( \frac{E_r'}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1}{R_2'} \quad (7.15)$$

由式(7.15)可见, 不必作任何近似就可以得  $T_e \propto s$ , 即在任何频率段机械特性  $T_e = f(s)$  完全是一条直线。它与直流电机机械特性相同, 它是一种高性能的交流变频调速, 用异步电机矢量控制可以实现  $E_r/\omega_1$  为恒值控制。三种不同的电压频率配合时的机械特性如图 7.4 所示。

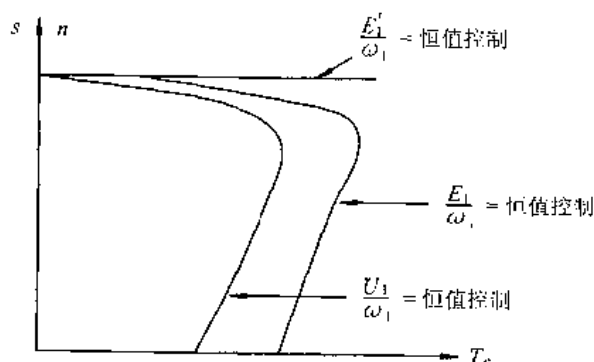


图 7.4 不同电压频率配合时的机械特性

## 7.4 VVVF 控制

### 7.4.1 VVVF 控制的电压模式

由电机学可知,异步电机的相电势

$$E_1 = 4.44 f_1 N_1 K_{N1} \Phi_m$$

式中  $f_1$ ——定子电源频率;

$N_1$ ——定子每相绕组匝数;

$K_{N1}$ ——绕组系数;

$\Phi_m$ ——主磁通。

由于从电动机外部不能直接控制电动机相电势  $E_1$ , 因此一般采用  $U_1 \approx E_1 = 4.44 f_1 N_1 K_{N1} \Phi_m$ , 通过控制定子电压  $U_1$  来控制电机相电势  $E_1$ 。在调频过程中, 为保持主磁通  $\Phi_m$  不变, 必须使  $U_1/f_1 = \text{常数}$  进行调压调频控制, 简称为 VVVF 控制。

如果只调频率  $f_1$ , 而不调定子电压  $U_1$ , 则会使主磁通  $\Phi_m$  变化, 从而使电动机特性变坏, 因此变频必须同时变压。例如, 当电压  $U_1$  不变时, 只改变频率  $f_1$ , 则

$$\begin{aligned} f_1 \uparrow &\rightarrow \Phi_m \downarrow \rightarrow T_{e\max} \downarrow \rightarrow \lambda_m \downarrow \\ f_1 \downarrow &\rightarrow \Phi_m \uparrow \rightarrow \text{磁饱和} \left\{ \begin{array}{l} I_m \uparrow \\ P_{Fe} \uparrow \\ \cos\varphi \downarrow \end{array} \right\} \text{使电机性能变坏} \end{aligned}$$

式中  $T_{e\max}$ ——电机最大转矩;

$\lambda_m$ ——过载能力;

$P_{Fe}$ ——铁耗;

$\cos\varphi$ ——功率因数。

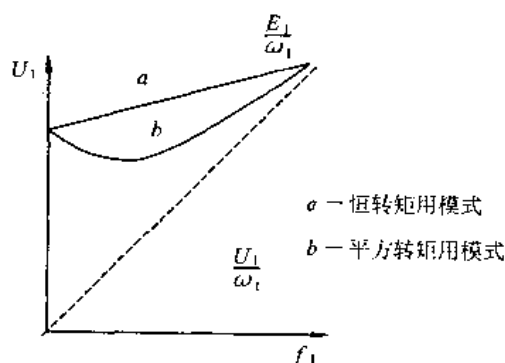


图 7.5 转矩提升的  $U_1/f_1$  控制电压模式

图 7.2 等效电路的异步电动机定子电压方程为

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + (R_1 + jX_1)\dot{I}_1 \quad (7.16)$$

所以  $U_1/f_1 = \text{常数}$  控制与  $E_1/f_1 = \text{常数}$  控制的转矩特性有所不同, 如图 7.3 和图 7.4 所示。在  $E_1/f_1 = \text{常数}$  控制时, 电动机最大转矩不变, 而在  $U_1/f_1 = \text{常数}$  控制时, 电动机在低频时最大转矩将减小, 这是由于在低频时, 电压  $U_1$  很小, 定子阻抗压降相对较大, 使  $E_1/f_1$  变小而造成的。因此, 在低频时必须对电压  $U_1$  进行补偿, 称转矩提升补偿, 如图 7.5 所示。

### 7.4.2 VVVF 控制的基本结构

图 7.6 是实现转矩提升自动补偿的原理图, 转矩提升的补偿是根据电动机负荷的大小



自动调节。通过自动补偿就能保持  $E_1/f_1 = \text{常数}$ , 具有图 7.3 低频时的转矩特性。图 7.5 中的  $a$  曲线电压模式适用于恒转矩负载。但是对于风机、泵类负载, 其机械特性与转速平方成正比, 按  $E_1/f_1 = \text{常数}$  控制方式, 不论频率大小, 其励磁电流均不变, 在低频时效率将下降。此时采用图 7.5 中的  $b$  曲线电压模式, 在低频不需要大转矩时, 效率可以得到改善, 而在高速时可以获得足够的转矩。

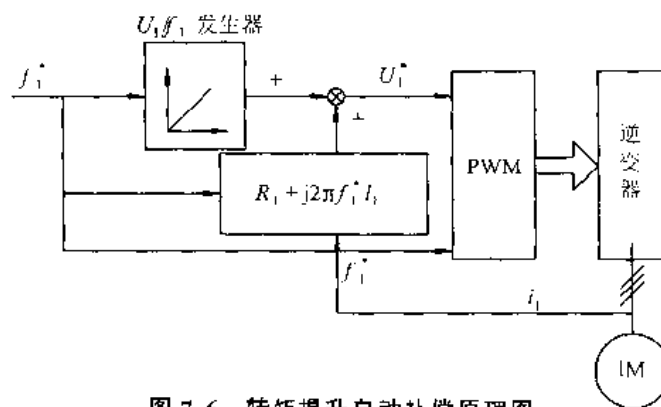
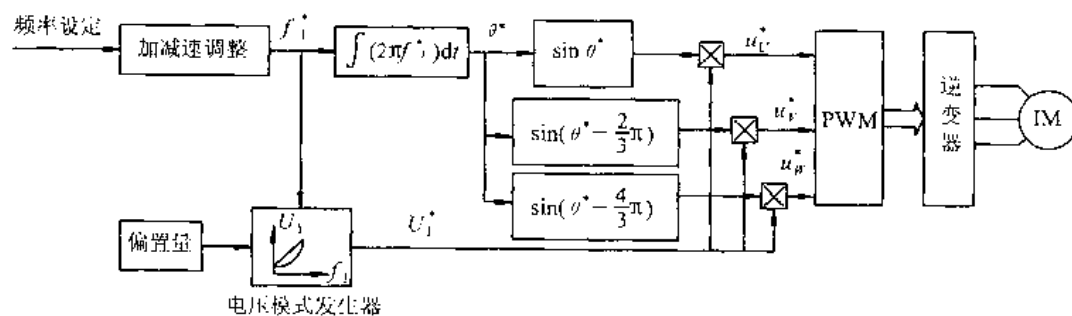


图 7.6 转矩提升自动补偿原理图

图 7.7 是  $U_1/f_1$  控制变频器的基本结构, 这些运算均在变频器内的 CPU 中进行。

图 7.7  $U_1/f_1$  控制逆变器的基本结构

## 7.5 转差频率控制

转差频率控制是检测电动机转速, 然后把电动机速度与转差频率的和作为给定逆变器的输出。由于能够任意控制与转矩电流有直接关系的转差频率  $\omega_s$ , 与  $U_1/f_1$  相比, 其加减速特性和限制过流的能力得到了提高。另外, 它应用了速度控制器, 利用它和速度反馈进行速度闭环控制。

### 7.5.1 转差频率控制概念

由式(7.10)得机械特性方程

$$T_e = 3p \left( \frac{E_1}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1 R_2'}{R_2'^2 + s^2\omega_1^2 l_2'^2} \quad (7.17)$$

式中,  $E_1 = 4.44f_1 N_1 K_{N1} \Phi_m = \frac{1}{\sqrt{2}} \omega_1 N_1 K_{N1} \Phi_m$

令  $s\omega_1 = \omega_s$ ,  $K_m = \frac{3}{2}pN_1^2 K_{N1}^2$ , 则式(7.17)变为

$$T_e = K_m \Phi_m^2 \frac{\omega_s R_2'}{R_2'^2 + (\omega_s l_2')^2} \quad (7.18)$$

在稳定运行时,  $s$  很小,  $\omega_s$  很小,  $R_2' \gg \omega_s l_2'$

$$\therefore T_e \approx K_m \Phi_m^2 \frac{\omega_s}{R_2'} \quad (7.19)$$

当主磁通  $\Phi_m$  不变,  $T_e \propto \omega_s$ , 控制转差频率  $\omega_s$  即可控制电磁转矩  $T_e$ 。

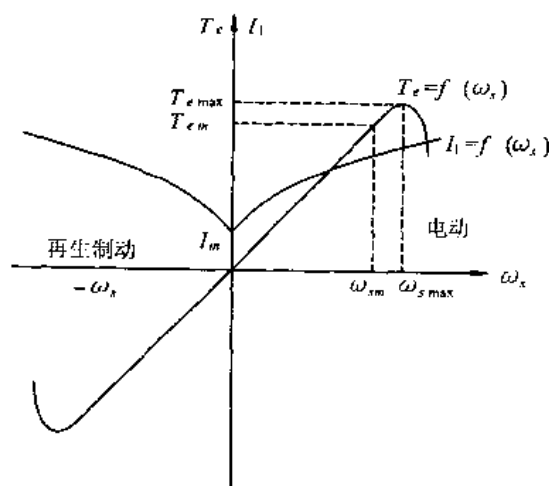
### 7.5.2 转差频率控制规律

将式(7.18)对  $s$  求导, 令  $dT_e/d\omega_s = 0$ , 可得最大电磁转矩与对应的临界转差频率

$$T_{e, \max} = \frac{K_m \Phi_m^2}{2l_2'} \quad (7.20)$$

$$\omega_{s, \max} = \frac{R_2'}{l_2'} \quad (7.21)$$

$T_e = f(\omega_s)$  曲线如图 7.8 所示,  $\omega_{sm}$  为限幅转差频率, 当  $\omega_s$  在较小的运行段, 即  $\omega_s < \omega_{sm}$  时,  $T_e$  与  $\omega_s$  成直线关系。



从式(7.19)可知, 要使  $T_e \propto \omega_s$  的另一个基本条件必须是  $\Phi_m = \text{常数}$ 。如何能保持主磁通  $\Phi_m$  不变? 由图 7.2 等效电路得

$$\dot{I}_1 = -\dot{I}_2 + \dot{I}_m \quad (7.22)$$

$$\dot{I}_2 = \frac{-\dot{E}_1}{\frac{R_2'}{s} + j\omega_1 l_2'} \quad (7.23)$$

$$\dot{I}_m = \frac{\dot{E}_1}{j\omega_1 M} \quad (7.24)$$

由式(7.22)、式(7.23)、式(7.24)得定子电流幅值

$$I_1 = I_m \sqrt{\frac{R_2'^2 + \omega_s^2 (M + l_2')^2}{R_2'^2 + \omega_s^2 l_2'^2}} \quad (7.25)$$

图 7.8 转差频率与电磁转矩和定子电流曲线

当励磁电流  $I_m$  不变时, 主磁通  $\Phi_m$  也保持不变, 此时  $I_1 = f(\omega_s)$ , 如图 7.8 中曲线。

综上所述, 转差频率控制规律为:

- (1) 在  $\omega_s < \omega_{sm}$  范围内, 保持  $\Phi_m$  为常数, 则转矩  $T_e$  与  $\omega_s$  成正比;
- (2) 按图 7.8 中  $I_1 = f(\omega_s)$  曲线控制  $I_1$  能保持主磁通  $\Phi_m$  不变。

### 7.5.3 转差频率控制的基本结构

定子电流  $I_1$ 、转矩  $T_e$  与转差频率  $\omega_s$  的关系如图 7.8 所示。在电动机允许的过载转矩 (一般为额定转矩的 150%~200%) 以下, 大体上可以认为产生的转矩与转差频率成正比。另外, 定子电流随转差频率的增加而单调增加, 所以, 如果我们给出的转差频率不超过容许过载时的转差频率, 还可限制电动机电流。

实现转差频率控制需要检测电动机的速度,此速度加上转差频率即是逆变器的输出频率。

转差频率控制系统基本结构如图 7.9 所示,速度指令值  $\omega_r^*$  与速度反馈值  $\omega_r$  之偏差,通过速度 PI 调节器,产生转差频率指令值  $\omega_s^*$ ,逆变器输出频率由  $\omega_r^* + \omega_s^* = \omega_1^*$  控制。转差频率限幅器能以逆变器容许电流范围内的最大扭矩进行加减速运行,以实现时间最短的加减速运行。其他部分与  $U_1/f_1$  控制结构相同。

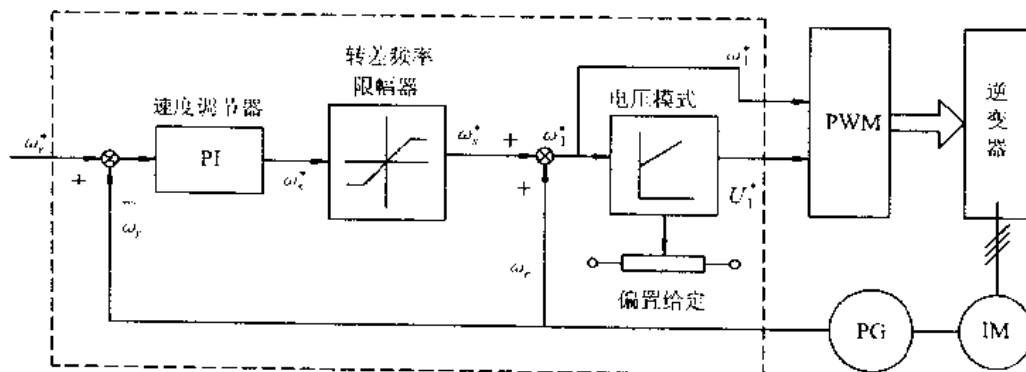


图 7.9 转差频率控制系统基本结构

## 7.6 通用变频器

通用变频器是近 10 年发展起来的交流电动机新型变频调速装置,它具有调速精度高、响应快、保护功能完善、过载能力强、节能显著、维护方便、智能化程度高、易于实现复杂控制等优点,已在我国推广普及。功率从几百瓦到几百千瓦,主要是进口变频器,有安川、富士、三菱、西门子、TC 公司产品。该产品更新换代快,竞争激烈,总的趋势是向小型化、智能化、多功能、大容量、低价格方向发展。

现代通用变频器大都采用高速全控开关器件 GTR、IGBT 等管,由这些功率开关器件组成 PWM 电压型逆变器,智能功率模块 IPM 也已在变频器中广泛采用。

现代通用变频器的控制系统要比早先产品复杂得多,而且是数字化,采用微处理器控制,有的采用 32 位数字信号处理器 DSP,为实现高级控制方式和复杂性能提供了保证。

通用变频器现在作为交流电动机变频调速用的高新技术产品,在国民经济的各部门得到了广泛的应用。通用变频器的含义:一是这种变频器可用以驱动通用性交流电动机,而不一定使用专用变频电机;二是这种变频器具有各种可供选择的功能,能适应许多不同性质的负载机械。

### 7.6.1 通用变频器的基本结构功能

通用变频器的基本结构原理如图 7.10 所示,该系统主要由主电路(包括驱动电路)、控制电路、信号采样电路、信号处理与故障保护电路、外部接口电路与电源电路等组成。

#### 7.6.1.1 主电路

主电路主要由整流电路、中间直流环节和逆变器三部分组成。

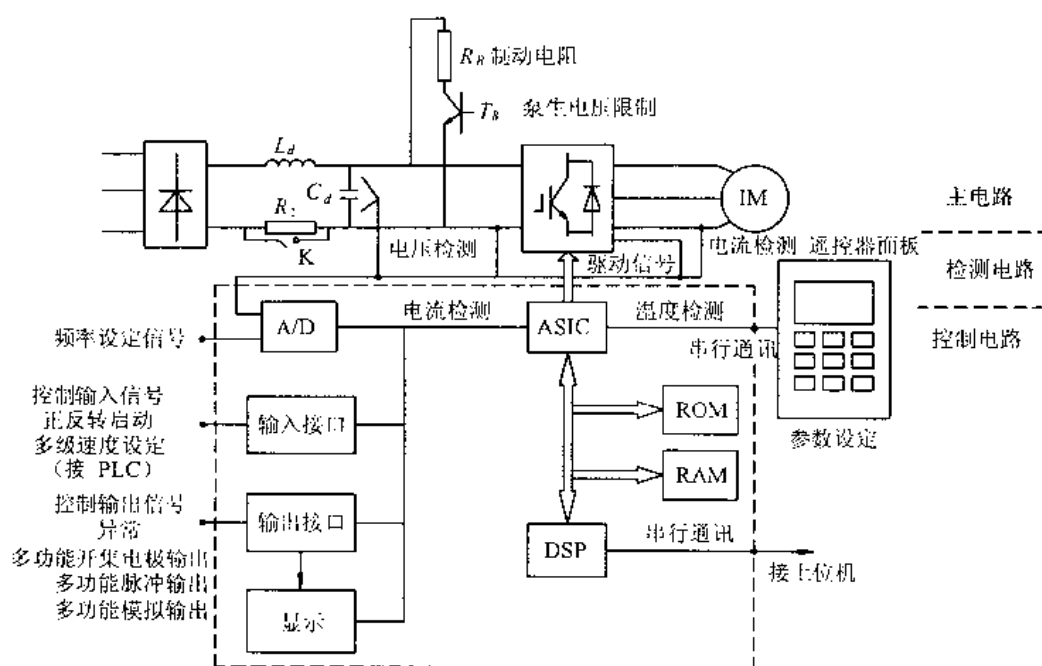


图 7.10 通用变频器的基本结构原理图

整流电路一般采用整流二极管组成的三相或单相整流桥。小功率通用变频器整流桥输入多为单相 220V，较大功率的整流桥输入一般均为三相 380V 或 440V。

整流电路输出的脉动整流电压，必须加以滤波。由于其后续的逆变器是 PWM 电压型逆变器，故需采用大电容  $C_d$  与小电感  $L_d$  相互配合进行滤波。大滤波电容  $C_d$  还兼有补偿无功功率的作用；而电感  $L_d$  则有限制电流  $i$  和限制  $di/dt$  的作用，另外电感  $L_d$  还能改善变频器的功率因数。为避免大电容  $C_d$  在通电瞬间产生过大的充电电流，一般还要在直流回路串入一个限流电阻  $R_0$ ，刚通电时，它限制瞬间充电电流，待几十毫秒后，充电电流减小再由开关 K 加以短接，以免影响电路正常工作。开关 K 可以是接触器触头，也可以是功率开关器件，如晶闸管等。

根据输出的需要，逆变器可以是三相或单相。常见的通用变频器一般都是三相逆变器。逆变器的开关元件目前大都采用高速全控型器件 IGBT。这些功率开关器件受来自控制电路的 PWM 信号的控制而通断，将直流母线电压变成按一定规律变化的 PWM 电压驱动电动机。

通用变频器在直流环节处专门设置了泵升电压吸收电路  $T_B$ ，以消除电动机再生制动工况下向电源一侧回馈能量引起的直流母线电压异常升高现象。

当有快速减速要求时，将定子频率  $f_1$  迅速减小，而感应电动机及其负载由于惯性很容易使转差频率  $s < 0$ ，电动机进入再生制动，电流经逆变器的续流二极管整流成直流对滤波电容充电。因通用变频器的整流桥是由单向导电的二极管组成，不能吸收电动机回馈的电流，因此，若电动机原来的转速较高，再生制动时间较长，直流母线电压会一直上升到对主电路开关元件和滤波电容形成威胁的过高电压，即所谓的泵生电压。

通用变频器一般通过制动电阻  $R_B$  来消耗这些能量，即将一个大功率开关器件  $T_B$  和一个制动电阻  $R_B$  相串联，跨接在中间直流环节正、负母线两端。大功率开关器件  $T_B$  一般装在

变频器机箱内,而制动电阻  $R_B$  通常作为附件放在机箱外。当直流电压达到一定值时,该大功率开关器件被导通,制动电阻就接入电路,从而消耗掉电动机回馈的能量,以维持直流母线电压基本不变。

#### 7.6.1.2 控制电路

这是通用变频器中最复杂、最关键的部分。现代通用变频器的控制电路大都是以高性能微处理器和专用大规模集成电路(ASIC)为核心的数字电路。ASIC 专用集成电路,把控制软件和系统监控软件以及部分逻辑电路全部集成在一片芯片中,它使控制电路板更简洁,具有良好的保密性。频率设定信号和系统的检测信号电压、电流等经 A/D 变换送入控制电路。系统的计算由数字信号处理器(DSP)完成,它的计算结果和计算所需的原始数据经过数据总线和 ASIC 中的 CPU 进行变换,ROM、RAM 存放程序或中间数据。系统的设定功能亦可以由远程操作器完成。

控制系统大致分为如下两个部分:

(1) 微处理器监控部分。这部分主要是设定、实现与控制规律运算部分。所谓“设定”主要是设定  $U/f$  曲线,选定控制规律,设定运转频率、最低输出频率、转速上升时间以及转速下降时间等。现代通用变频器一般都是用轻触式数字面板来设定各种功能与参数的。各种通用变频器的显示部分,有的由 LED 组成,有的则用液晶显示。主要显示各种功能代码、设定参数值、运行中的频率、电流、电压、功率值以及各种故障代码等。有些通用变频器已实现显示汉字信息。

(2) PWM 信号生成部分。这部分主要由专用大规模集成电路 ASIC 完成。即 ASIC 根据微处理器的指令值和一些必要的信号,实时输出按一定规律变化的 PWM 信号。

大多数通用变频器的基本运行方式是频率开环控制,必要时可以引入若干信号的反馈,实现转差闭环控制,或矢量变换控制,以适应高精度调速的需要。

#### 7.6.1.3 信号采样电路

采样电路主要是对整个变频器系统的输入电压、输入电流,中间直流电压、直流电流,逆变器输出电压、输出电流,温升以及电动机转速等进行信号采集。

#### 7.6.1.4 信号处理和故障保护

经采样电路取得的电压、电流、温度、转速等信号经信号处理电路进行分压、光电隔离、滤波、放大等适当处理进入 A/D 转换器,然后作为反馈信号输入 CPU 作为控制算法的依据和供显示用,或者作为一个开关量或电平信号输入至故障保护电路。故障保护有欠压、缺相、过压、过流、过载、短路以及温度过高等保护。

特别值得一提的是,对于自通风的普通异步电动机,如果长时间工作在低频、低速状态,会因通风量不足而严重发热,甚至烧坏绕组,而这时通用变频器的相应保护电路并不一定会起作用,因此,在这种情况下应在电动机的适当部位加装过热保护继电器,一旦电动机过热,过热保护继电器动作,立刻封锁逆变器 PWM 信号并断开电动机电路。

#### 7.6.1.5 外部接口电路

这部分电路主要是指从外部电路输入控制信号,或将变频器的正常运转信号(如频率、电压、电流等)或故障信号输出供外部电路使用,或将转速等信号反馈至变频器以构成闭环系统的输入和输出接线端子。



### 7.6.1.6 控制电源与驱动电源

现代通用变频器已大多采用开关稳压电源作控制及驱动电源。使用开关稳压电源有许多好处,它不但体积小,而且可在输入电源、电压大幅度变化情况下使输出电压仍然稳定,变频器运行可靠。

另外,变频器中间直流环节的直流电压也可为开关电源供电,这就避免了因交流电源瞬时断电而引起控制系统功能紊乱的现象。

### 7.6.2 通用变频器的控制方式

当对异步电动机调速时,需要根据电动机的特性对供电电压(电流)和频率进行适当控制,采用不同的控制方法所得到的调速性能、特性和作用是不同的。

通用变频器所采用的控制方式可按系统结构分为两类:开环控制和闭环控制。开环控制主要是  $U_1/f_1$  协调控制。闭环控制需要速度等反馈信息,可进行转差频率控制、矢量变换控制等。整个情况如表 7.2 所示。

表 7.2 通用变频器的控制方式

系统结构	开环(无速度反馈)	闭环(有速度反馈)
控制方式	$U_1/f_1$ 控制	转差频率控制,矢量控制

通用变频器的控制方式是按  $U_1/f_1$  控制、转差频率控制、矢量控制的顺序发展起来的,越是后来的控制方式其性能越优良。特别是矢量控制技术,可以实现与直流电动机拖动系统相当的调速性能。当然,先进的控制方式其控制比较复杂,需要专门的知识,同时需要调整的因素多,变频器的价格也比较高。目前各种控制方式的通用变频器已产品化,我们可根据调速目的、用途和调速系统所需的性能指标选择具有最合适的控制方式的通用变频器,以构成性能价格比高的交流调速系统。

### 7.6.3 通用变频器的容量选择

通用变频器的容量选择要根据不同的负载来确定。

变频器说明书中的“配用电动机容量”只适用于连续恒定负载,如鼓风机、泵类。对于变动负载、断续负载和短时负载,电动机允许短时间过载,因此变频器的容量应按运行过程中可能出现的最大工作电流来选择,

$$I_{CN} \geq I_{M \max} \quad (7.26)$$

式中  $I_{CN}$ ——变频器额定电流;

$I_{M \max}$ ——电动机最大工作电流。

变频器的过载能力的允许时间只有 1min,这只是对于设定电动机的启动和制动过程才有意义。而电机的短时过载是相对于达到稳定温升所需的时间而言的,通常是远远超过 1min。

对于连续恒负载运转时所需变频器容量计算可按下式进行

$$P_{CN} \geq k \sqrt{3} U_M I_M \times 10^{-3} \quad (7.27)$$

$$I_{CN} \geq k I_M \quad (7.28)$$



式中  $k$ ——电流波形系数(PWM 方式取 1.05~1.0);

$P_{CN}$ ——变频器额定容量(kV·A);

$I_M$ 、 $U_M$ ——电动机额定电流、电压;

$I_{CN}$ ——变频器额定电流。

在变频器驱动绕线式异步电动机时,由于绕线式异步电动机绕组阻抗较鼠笼式异步电动机小,容易发生纹波电流而引起过电流跳闸现象,所以应选择比通常容量稍大的变频器。

#### 7.6.4 通用变频器的功率因数

##### 7.6.4.1 变频器的输入电流

变频器的输入电路是三相交流电源经全波整流后向滤波电容器  $C_d$  充电的电路,如图 7.11(a)所示。

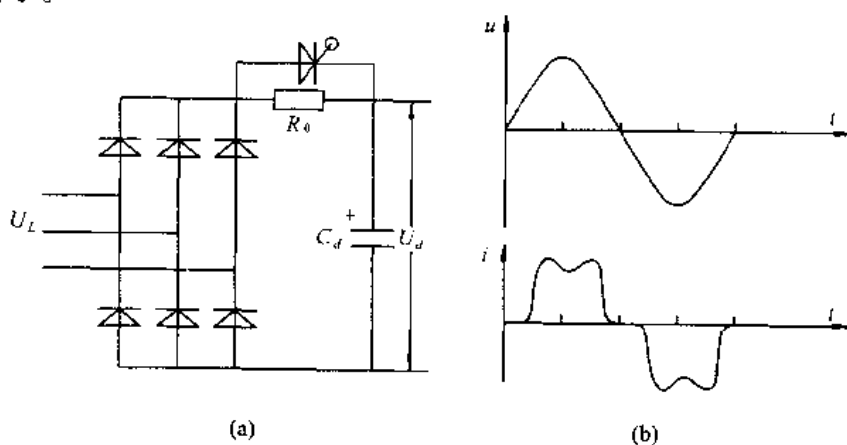


图 7.11 变频器的输入电流波形

(a) 输入电路; (b) 输入电流波形

显然,只有当电源的线电压  $U_L$  大于电容器两端的直流电压  $U_d$  时,才进行充电;低于  $U_d$  值时,立即终止充电。输入电流总是出现在电压的振幅值附近,呈不连续的冲击波形式,如图 7.11(b)所示。它具有很大的高次谐波成分,有关资料表明,输入电流的频谱分析如图 7.12 所示。由图可知,其 5 次谐波和 7 次谐波分量是很大的,几乎比基波分量小不了多少。

##### 7.6.4.2 变频器输入电路的功率因数

高次谐波电流的瞬时功率可以由下式计算

$$p_i = u_i i_i \quad (7.29)$$

式中下标  $i$  为谐波次数。

现以 5 次谐波电流为例进行观察。变频器的输入电压为正弦波,如图 7.13 曲线①所示,5 次谐波电流如曲线②所示,两者的乘积  $p_5$  如曲线③所示。 $p_5$  曲线与时间轴之间的面积(图中之阴影部分)表示该时间段内所做的功。

由图可知,在电源电压的每半个周期内,有一部分是“+”功,是电源电压在做功;另一部

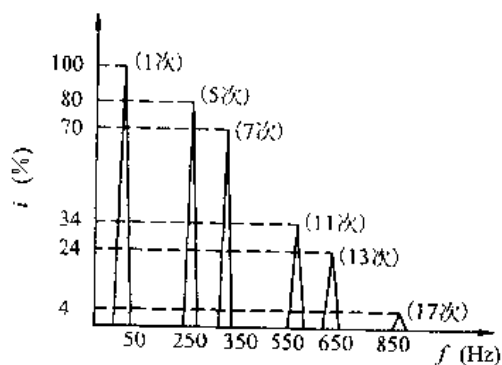


图 7.12 输入电流的频谱分析

分是“-”功,表示电源在吸收能量。可以证明,在电源电压的每半个周期内,所有正功  $p_s$  和与所有负功  $p_s$  和是相等的,做功的总和为 0,故平均功率为 0。

可见,高次谐波电流使电源与负载之间不断地进行能量交换,并不真正做功。这与储能元件(电感元件和电容元件)在交流电路中和电源之间进行能量交换其效果上是完全相同的。

变频器输入电路的无功功率是由高次谐波电流产生,而高次谐波电流成分较大。因此变频器输入电路的功率因数较低。

#### 7.6.4.3 改善变频器功率因数的方法

如前所述,变频器功率因数较低的原因是输入端高次谐波电流成分较大,而产生高次谐波电流的原因是中间直流环节的大滤波电容。

针对以上分析的情况,在变频器输入电路中,改善功率因数的根本途径是削弱高次谐波电流。为此,在电路中串入电抗器是比较行之有效的方法。具体方法有两种,如图 7.14 所示。

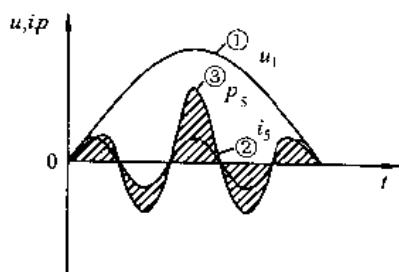


图 7.13 5 次谐波电流的瞬时功率

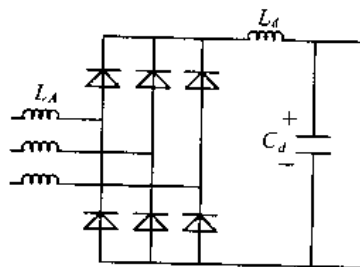


图 7.14 电抗的接入法

(1) 直流电抗器  $L_d$  串于整流桥和滤波电容之间。直流电抗器的结构简单、体积小,且滤波效果好,可使功率因数提高到 0.95。

(2) 交流电抗器  $L_A$  串接于三相的输入电路中。交流电抗器的滤波效果较差,只能将功率因数提高到 0.75~0.85。但它除了滤波功能外,还具有以下功能:

- ① 抑制输入电路中的浪涌电流。
- ② 削弱电源电压不平衡的影响。

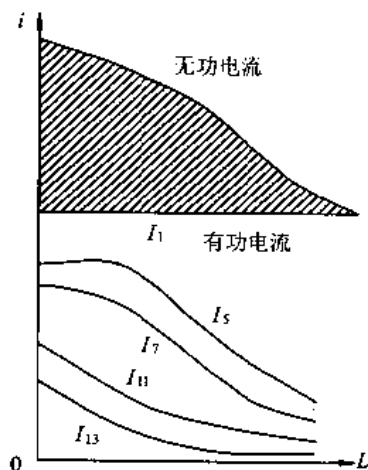


图 7.15 接入电抗器的效果

接入电抗器后,各次谐波电流与电感的关系如图 7.15 所示。由图可知,随着电感量的增大,各次谐波电流都将显著减小。

图 7.15 表明,电感越大,改善功率因数的效果越好。但电感太大,也会增大基波电流的电压降,减小变频器的输入电压。所以,选用电抗器时,电抗器上的电压降以不大于额定电压的 3% 为宜。

由于电源变压器的内部阻抗也能起到电抗器的上述作用。因此,一般说来,当变压器容量大于  $500\text{kV} \cdot \text{A}$  或变压器容量超过变频器容量的 10 倍以上时,应选配电抗器。

应该注意的是,不要在变频器输出端接电容器来吸收高次谐波电流或改善电网功率因数。其理由如下:

(1) 变频器输出是 PWM 电压, 含有很多高次谐波, 一旦接上电容器, 由于谐波作用, 将增大变频器输出电流, 会损坏大功率开关器件和连接的电容器。

(2) 变频器输入侧功率因数取决于变频器的 AC-DC 变换电路系统, 不取决于电机的功率因数, 所以在变频器的输出端连接电容器, 并不能改善输入功率因数。

### 7.6.5 通用变频器的保护

由于设置不当、负载的变化、外界运行条件的改变以及变频器的元器件的损坏或接触不良等因素都有可能造成变频器的故障。当变频器出现故障和非正常运行时, 变频器必须有快速可靠的保护。一般通用变频器提供的保护功能包括: 过电流、过载、制动电阻过载、过电压、EEPROM 出错、欠电压、CPU 错误、外部跳闸、瞬时电源故障、功率模块故障等。

#### 7.6.5.1 过电流保护

当变频器的输出侧发生短路或电动机堵转时, 变频器将流过很大的电流, 从而造成电力半导体的损坏。为了防止过电流, 变频器中设置有过电流保护电路。当电流超过某一数值时, 变频器或者通过关断电力半导体器件切断输出电流, 或者调整电动机的运行状态减少变频器的输出电流。例如, 如果电动机的启动时间设置过短, 或者转动惯量太大时, 启动时常会发生过电流, 这时可以重新设置启动时间。对于新一代变频器, 在电流超过额定电流的一定范围内, 允许变频器运行一段时间, 变频器的输出频率保持不变, 如图 7.16 所示, 此时电动机的启动时间将比设定时间要长。如果启动时间设置太短, 则切断变频器的输出。

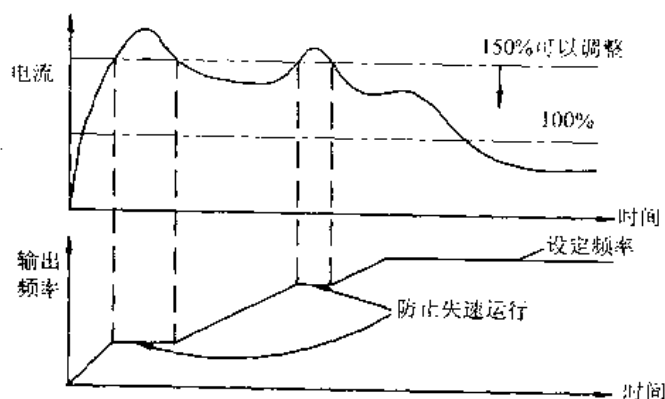


图 7.16 过电流保护动作示意图

变频器为了实现过电流保护, 需要从变频器的硬件和软件两个方面采取措施。由于软件处理时受到采样时间以及微处理器的处理速度的限制, 因此对于某些快速变化的过电流不能进行保护。这种情况下, 通常采用硬件电路进行保护。例如, 在主电路电力半导体器件驱动电路中包括过电流的检测和封锁驱动信号的保护电路, 它不经过 CPU 的处理, 可以实现对变频器的快速保护。当硬件保护电路动作时, 它还会给 CPU 发出中断信号, CPU 据此进行相应的处理。

#### 7.6.5.2 过载保护

在传统的电力拖动系统中, 通常采用热继电器保护电动机的电流不会超过电动机绕组发热所能容许的过电流。热继电器具有反时限特性, 即电动机的过载电流愈大, 容许电动机持续运行的时间愈短; 而电动机的过载电流较小, 则容许电动机持续运行的时间较长。

采用微处理器作为变频器的主控制单元,可以很方便地实现热继电器的反时限特性。通过检测变频器的输出电流,并和存储的保护特性所确定的电流进行比较,当变频器的输出电流大于过载保护电流时,微处理器按照反时限特性的要求进行必要的计算。在一定运行时间内,变频器继续运行;当过载持续的时间超出反时限特性所决定的时间时,变频器将停止工作;如果在容许的时间之前,过载的情况已经消失,变频器恢复正常运行。这就是前述的电子热继电器功能。

#### 7.6.5.3 制动电阻过载保护

当制动电阻工作时间过长,再生制动电阻将停止工作,此时过电压保护电路将起作用,从而使变频器停止工作。这种保护功能仅在部分变频器中才具有。

#### 7.6.5.4 过电压保护

当电动机减速或制动时,电动机将通过变频器的作用,将变频器输出侧的交流电转换成变频器直流侧的直流电对大滤波电容  $C_d$  充电,从而使变频器直流侧电压升高。若变频器直流侧电压超过一定数值,有可能击穿滤波电容或电力半导体器件,造成变频器损坏,严重时甚至可能殃及变频器周围设备和人员。过电压保护和过电流保护有相似之处,需要根据过电压的程度分别处理。图 7.17 示出过电压保护的处理模式。当变频器的直流电压超过一定数值后,直流制动电路开始进行再生制动,电动机继续减速;当直流电压继续升高超过一定数值后,直流制动电路所消耗的能量已不足以平衡电动机减速所释放的动能,如继续减速有可能造成直流电压的进一步升高,为此变频器将停止电动机减速。如果直流电压超过保护电压值,变频器将切断输出电流,电动机自动停车。

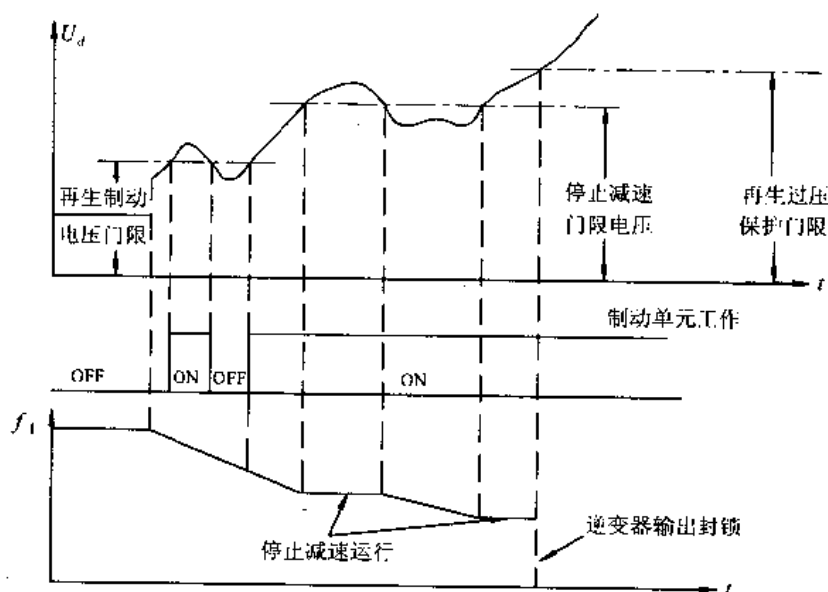


图 7.17 过电压保护模式

当减速时间设定过短时,容易发生直流过电压。适当延长制动时间可以避免大惯量负载减速时可能出现的过电压。在变频器制动过程中发生减速停止时,电动机的实际制动时间比设定的制动时间要长。

#### 7.6.5.5 其他保护

变频器除提供以上保护外,还提供欠电压保护、CPU 故障保护、电源掉电重合闸保护以

及外部跳闸保护等。

当变频器的输入电压低于额定电压的 75%~80% 时,由于变频器不能为电动机提供足够的电磁转矩,电动机的发热严重,变频器将停止工作。

如果外部干扰使 CPU 或 EEPROM 发生非正常运行,变频器也将停止工作。

当变频器控制部分处于运行状态时接通电源,例如电源瞬时断电后复电时,如果变频器不具备重合闸功能,应在变频器中设置防止重合闸功能;如果变频器提供瞬时断电重合闸功能,那么变频器可以继续运行,但是考虑到断电后控制电路维持供电时间和主电路维持供电时间不一致,主电路复电时控制电路仍在工作,此时不希望变频器的主电路继续运行,所以变频器仍应停止工作。

当变频器的外部发生故障时,变频器应具备协调处理功能,使变频器停止工作。

有些故障现象是短时出现的,例如由于电源供电质量造成的短时过电压或欠电压等,在电源的电压恢复正常时变频器可以恢复正常运行;有些故障是永久性的,如功率模块损坏,运行人员需要查出故障元器件并加以更换,变频器才能恢复正常运行状态;有些故障是变频器的参数设定不合理造成的,这时需要根据运行条件重新设定,例如由于加/减速时间设定不合理可能造成加/减速过程的过电流,适当延长加/减速时间可以避免加/减速过程的过电流故障的发生。检查故障的原因并排除故障是运行人员的基本技能。

以上介绍的变频器的功能对变频器的用户是十分重要的,只有用好这些功能才能充分发挥变频器的作用。另一方面,作为变频器的开发人员,在设计变频器时要考虑如何实现这些功能,努力提高变频器的性能价格比才能占领市场。

#### 7.6.6 通用变频器的外围设备

通用变频器的主要外围设备如图 7.18 所示。

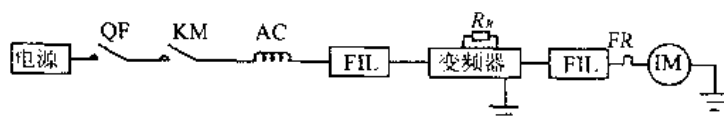


图 7.18 通用变频器的主要外围设备

图 7.18 中各部分名称及作用如下:

电源:向变频器输入侧提供工频电源。请注意电压等级是否正确,以免损坏变频器。在交流电源与变频器之间必须安装无熔丝低压断路器。

QF:无熔丝低压断路器

低压断路器是一种电源开关,决定各用电设备是否供电。在检修用电设备时,则起隔离电源的作用。

KM:电磁接触器

接触器主要功能是:

- (1) 电源一旦断电后,自动将变频器与电源脱开,以免重新供电时变频器自行工作。
- (2) 变频器因故障而跳闸,可以通过接触器与电源脱开。电磁接触器请勿作变频器的运行/停止切换功能。

AC:交流电抗器



交流电抗器主要功能是抑制变频器输入侧的高次谐波电流,改善电网功率因数。

FIL:无线电噪声滤波器

其功能是限制变频器因高次谐波对外界的干扰,以免影响其附近的通信器材正常工作。

FR:热继电器

其功能是保护电机过载。

$R_B$ :制动电阻

其功能是用于吸收电动机再生制动的再生电能,可以缩短大惯量负载的自由停车时间,还可以在位能负载下放时,实现再生运行。

注意事项:

- (1) 请使用适用容量的异步电动机。
- (2) 若一台变频器驱动多台电动机时,请考虑电机同时运转时的电流量必须小于变频器的额定电流,并在每台电机前加装适当容量的热继电器保护电动机。
- (3) 在变频器与电动机之间请勿加装进相电容器,LC、RC 等电容型之类。
- (4) 请勿将电动机与变频器共同接地,必须分别接地。

### 本章小结

(1) 交流调速系统的基本控制量是转矩、速度、位置三个物理量,按不同的用途和控制对象可以构成转矩、速度、位置由内向外的闭环系统。其中转矩控制是最基本的控制,它在控制环的最内侧,显示了转矩控制环的重要性。转矩控制可以转化为电流控制,交流电动机可以快速电流响应,因此转矩控制的响应比直流电动机更快。

(2) 交流调速的基本类型有变极  $p$ 、变频  $f_1$  和变转差  $s$ 。前两者为转差功率不变型,不论其转速高低,转差功率消耗基本不变,调速效率为最高,因此变频调速成为当今交流调速的主流。

(3) 在变频调速中有  $U_1/\omega_1$ 、 $E_1/\omega_1$ 、 $E'_r/\omega_1$  三种恒值控制。 $E_1/\omega_1$  恒值控制的机械特性线性段范围要比  $U_1/\omega_1$  恒值控制的宽。通过低频定子电压补偿可以提高转矩输出特性,实现  $E_1/\omega_1$  控制方法。 $E'_r/\omega_1$  恒值控制的机械特性为一条直线,与直流电动机机械特性完全相同,采用异步电机矢量控制可以实现  $E'_r/\omega_1$  控制。

(4) 在 VVVF 控制时,电压/频率协调控制是变频调速的控制原则,否则会使异步电动机特性变坏。VVVF 控制是开环调速系统。

(5) 转差频率控制是一种速度反馈的闭环控制。在电动机正常运行范围内,能满足转差频率控制规律,即电磁转矩  $T_e$  与转差频率  $\omega_s$  成正比,定子电流  $I_1$  随转差频率  $\omega_s$  的增加而单调增加。

(6) 通用变频器是交流电动机新型变频调速装置,它由主电路、检测电路和控制电路三大部分组成,主电路的基本结构为 PWM 电压型逆变器,检测电路主要是检测中间直流环节的电压和电流,输出端的交流电压和电流,供控制电路运算及保护电路动作之用。控制电路主要由数字信号处理 DSP 和专用大规模集成电路 ASIC,进行数据处理和产生 PWM 波形。

(7) 通用变频器的控制方式有开环的  $U_1/f_1$  控制、闭环的转差频率控制和矢量控制。



(8) 变频器的过载能力的允许时间只有 1min,变频器的容量选择原则是按电动机在运行中可能出现的最大工作电流来选择。

(9) 变频器调速系统的功率因数与电动机本身的功率因数无关。变频器主电路中直流环节的大滤波电容是造成输入端有较大成分高次谐波的原因,它使变频器的功率因数较低。要改善变频器的功率因数,可以在输入端串交流电抗器  $L_{\text{A}}$  或直流侧串直流电抗器  $L_{\text{d}}$ 。

## 习 题

- 7.1 试述异步电机调速原理及其基本类型。
- 7.2 异步电机中电磁功率与转差功率是什么关系?
- 7.3 为什么现代交流调速的主流是变频调速?
- 7.4  $\frac{U_1}{\omega_1} \approx \text{恒值}$ ,  $\frac{E_1}{\omega_1} = \text{恒值}$ ,  $\frac{E'_1}{\omega_1} = \text{恒值}$ ,这三种电压频率协调控制的机械特性有何相同点和不同点? 试画出各自的机械特性。
- 7.5 什么叫转矩提升功能? 试画出 VVVF 控制的电压模式?
- 7.6 为什么在变频调速时,必须要进行电压、频率协调控制?
- 7.7 什么叫转差频率控制? 转差频率控制规律是什么?
- 7.8 什么叫通用变频器? 变频器的容量选择主要依据是什么?
- 7.9 为什么变频器的功率因数不高? 改善变频器的功率因数主要有哪几种方法?
- 7.10 在变频器驱动的异步电机调速系统中,异步电机的功率因数是否会影响变频器输入端的功率因数? 为什么?
- 7.11 变频器主要有哪些保护?
- 7.12 变频器主要有哪些外围设备?

## 8 矢量控制技术

### 本章提要

矢量控制技术是交流调速的高性能控制技术。矢量控制理论产生于 20 世纪 60 年代末,但是直到电力电子学、计算机控制技术和现代控制理论得到飞跃发展的 20 世纪 90 年代,矢量控制技术才得到充分应用,目前在交流调速中占有十分重要的地位。

本章主要介绍异步电动机矢量控制技术的基本理论和当前国际上最新的矢量控制系统结构。第一节从异步电动机 T 型等效电路推导出通用等效电路,找出适合矢量控制的等效电路。第二节介绍矢量控制的基本坐标变换关系,并利用坐标变换推导出矢量控制时的异步电动机的数学模型。第三节具体介绍矢量控制异步电动机数学模型。第四节介绍矢量控制类型。第五节介绍国际流行的矢量控制系统。第六节介绍无速度传感器矢量控制系统,着重介绍速度推算的方法。第七节介绍无电压、速度传感器矢量控制系统。第八节介绍基于磁通观测器的矢量控制系统。本章最后介绍矢量控制用的参数计算。

**关键词:**异步电机,等效电路,坐标变换,矢量控制,数学模型。

**核心问题:**等效电路变换,异步电机的  $d$ - $q$  轴理论,矢量控制的数学模型,转子磁链  $\vec{\Psi}_2$  推算方法,速度推算方法。

矢量控制也叫磁场定向控制。它的基本思路是利用  $d$ - $q$  旋转坐标变换,将定子电流分解成励磁电流  $i_{d1}$  和转矩电流  $i_{q1}$ 。在调速过程中保持转子磁链  $\Psi_2$  不变,即  $i_{d1} = \text{常数}$ ,此时交流电机调速原理与直流电机相同。矢量控制理论是 1968 年首先由德国 Darmtader 工科大学的 Hasse 博士发表,1971 年西门子公司的 Blaschke 又将这种一般化的概念形成系统理论,并以磁场定向控制的名称发表。前者是在学会的论文杂志上发表;而后者是公司的研究成果,故以专利的形式发表。20 世纪 80 年代初矢量控制进入实用阶段,经过 20 多年工业实践的考验、改进与提高,目前已达到成熟阶段。

### 8.1 异步电动机等效电路变换

#### 8.1.1 电机学中的等效电路

在不计铁损时电机学中异步电动机的等效电路为图 8.1,称为 T 型等效电路。

由图 8.1 等效电路可建立电压平衡方程式

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + j(X_1 + X_m) & jX_m \\ jX_m & \frac{R_2}{s} + j(X_2 + X_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad (8.1)$$

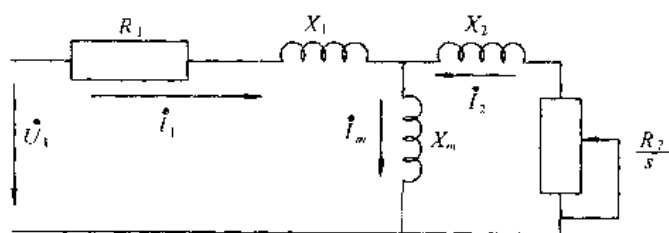


图 8.1 T 型等效电路

式中  $X_1$ ——定子漏电抗,  $X_1 = \omega_1 l_1$ ;

$X_2$ ——转子漏电抗,  $X_2 = \omega_1 l_2$ ;

$X_m$ ——励磁电抗,  $X_m = \omega_1 M$ ;

$\dot{U}_1$ ——定子电压;

$\dot{I}_1, \dot{I}_2$ ——定、转子电流;

$\dot{I}_m$ ——励磁电流;

$s$ ——转差率;

$\omega_1$ ——电源角频率;

$l_1, l_2$ ——定、转子漏感;

$M$ ——等效互感。

### 8.1.2 通用等效电路

T 型等效电路并不是异步电机唯一的等效电路,从定子侧看输入阻抗相同的等效电路在理论上应该有无数个,经过等效电路变换,从中可以选用对控制有用的等效电路。

设  $a$  为任意常数,变换矩阵  $C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & a \end{bmatrix}$ , 则  $C^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & a \end{bmatrix}$ 。令

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2/a \end{bmatrix} \quad (8.2)$$

把式(8.2)代入式(8.1),并在等式两侧左乘  $C^T$ , 则

$$C^T \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ 0 \end{bmatrix} = C^T [Z] C \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2/a \end{bmatrix} \quad (8.3)$$

把式(8.3)展开为

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + j(X_1 + X_m) & jaX_m \\ jaX_m & \frac{a^2 R_2}{s} + ja^2(X_2 + X_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2/a \end{bmatrix} \quad (8.4)$$

再把式(8.4)展开,经过配项与合项可得

$$\dot{U}_1 = R_1 \dot{I}_1 + j[X_1 + (1-a)X_m]\dot{I}_1 + jaX_m \dot{I}_m \quad (8.5)$$

$$0 = jaX_m \dot{I}_m + j[a^2(X_2 + X_m) - aX_m](\dot{I}_2/a) + \frac{a^2 R_2}{s}(\dot{I}_2/a) \quad (8.6)$$

式中,  $\dot{I}_m = \dot{I}_1 + \dot{I}_2/a$ 。

由式(8.5)、式(8.6)得到图 8.2 所示的通用等效电路。

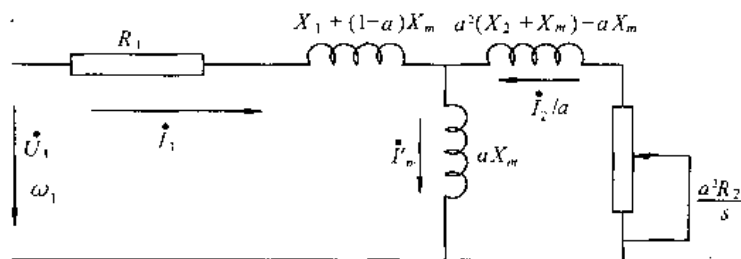


图 8.2 通用等效电路

显然,当  $a=1$  时,即为电机学中的 T 型等效电路,对图 8.2 通用等效电路从定子侧求输入阻抗

$$\begin{aligned}
 Z_1 = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} &= R_1 + j[X_1 + (1-a)X_m] + \frac{1}{\frac{1}{jaX_m} + \frac{1}{\frac{a^2R_2}{s} + j[a^2(X_2 + X_m) - aX_m]}} \\
 &= R_1 + jX_1 + \frac{jX_m \left( \frac{R_2}{s} + jX_2 \right)}{\frac{R_2}{s} + j(X_2 + X_m)} \quad (8.7)
 \end{aligned}$$

电磁功率

$$P_{em} = 3 \frac{a^2 R_2}{s} (I_2/a)^2 = 3 \frac{R_2}{s} I_2^2 \quad (8.8)$$

显然,通用等效电路与图 8.1 的 T 型等效电路从定子侧求输入阻抗、电磁功率以及对应的电磁转矩都不变。由于  $a$  为任意常数,说明异步电机等效电路从理论上讲不是唯一的,它可以有无数个。

从通用等效电路还可以看出,由于定子侧输入阻抗不变,定子电流  $\dot{I}_1$  与  $a$  无关,即使  $a$  发生变化,定子电流  $\dot{I}_1$  也不会发生变化。但是转子电流与  $a$  有关,为  $1/a$  倍,励磁电流  $\dot{I}_m = \dot{I}_1 + \dot{I}_2/a$ ,所以励磁电流  $\dot{I}_m$  也将随  $a$  值变化而变动。

### 8.1.3 不对称 T 型等效电路

在图 8.2 的通用等效电路中的三个电抗可改写成

$$X_1 + (1-a)X_m = \omega_1(L_1 - aM) \quad (8.9)$$

$$a^2(X_2 + X_m) - aX_m = \omega_1(a^2L_2 - aM) \quad (8.10)$$

$$aX_m = \omega_1 aM \quad (8.11)$$

式中  $L_1 = l_1 + M$ ,  $L_2 = l_2 + M$ ,  $L_1$ 、 $L_2$  分别为定、转子等效电感。

#### 8.1.3.1 矢量控制等效电路

令式(8.10)的  $a^2L_2 - aM = 0$ , 则  $a = M/L_2$ , 通用等效电路变换成图 8.3 所示的不对称等效电路,称为 T-1 型等效电路。该等效电路的特点是励磁电流  $\dot{I}_m$  与转子电流  $\dot{I}_2/a$  互成  $90^\circ$  正交。令  $\dot{I}_m = \dot{I}_{d1}$ ,  $-\dot{I}_2/a = \dot{I}_{q1}$ , 则  $\dot{I}_1 = \dot{I}_{d1} + \dot{I}_{q1}$ , 称  $\dot{I}_{d1}$  为励磁电流,  $\dot{I}_{q1}$  为转矩电流。把定子电流

$\dot{I}_1$  分解成励磁电流  $\dot{I}_{d1}$  与转矩电流  $\dot{I}_{q1}$ ，分别独立控制，这就是矢量控制的基本思路。该电路的另一个特点，励磁电抗离定子端较远，离转子端较近，它所反映的是转子磁链  $\dot{\Psi}_2$ ，所以这种不对称等效电路为矢量控制用等效电路。

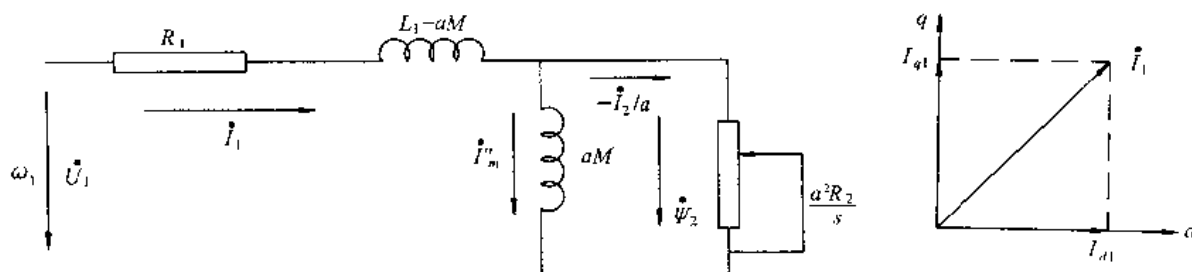


图 8.3 矢量控制等效电路

### 8.1.3.2 直接转矩控制等效电路

令式(8.9)的  $L_1 - aM = 0$ ，则  $a = L_1/M$ ，通用等效电路变换成图 8.4 所示的不对称等效电路，称为 T-Ⅱ 型等效电路。该电路的特点是励磁电抗靠近定子侧，它所反映的是定子磁链  $\dot{\Psi}_1$ ，所以这种不对称等效电路为直接转矩控制用等效电路，此时定子电流与励磁电流相位差为  $90^\circ$ 。

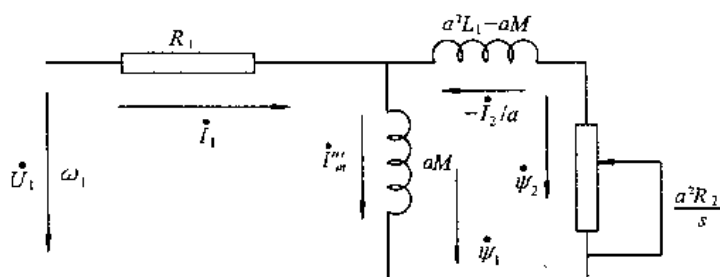


图 8.4 直接转矩控制等效电路

## 8.2 坐标变换

### 8.2.1 $3\phi/\alpha\beta$ 变换

这是三相静止坐标变换成二相静止坐标。

设三相绕组(A,B,C)与二相绕组( $\alpha,\beta$ )轴线设定如图 8.5 所示，A 相绕组轴线与  $\beta$  相绕组轴线重合，都是静止坐标，分别对应的交流电流为  $i_A, i_B, i_C$  和  $i_\alpha, i_\beta$ 。采用磁势分布和功率不变的绝对变换，三相交流电流在空间产生的磁势  $F$  与二相交流电流产生的磁势应该相等。设变换矩阵为  $C_{3\phi/\alpha\beta}$ ，变换系数为  $K$ ，则

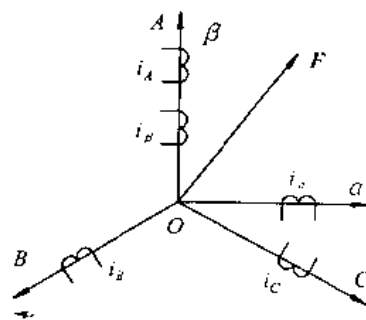


图 8.5 三相绕组与二相绕组的轴线设定

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{3\phi/\alpha-\beta} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (8.12)$$

$$\left. \begin{aligned} i_\alpha &= K(i_A \cos 90^\circ - i_B \cos 30^\circ + i_C \cos 30^\circ) = K \left( 0 \cdot i_A - \frac{\sqrt{3}}{2} i_B + \frac{\sqrt{3}}{2} i_C \right) \\ i_\beta &= K(i_A \sin 90^\circ - i_B \sin 30^\circ - i_C \sin 30^\circ) = K \left( i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C \right) \end{aligned} \right\} \quad (8.13)$$

由式(8.12)和式(8.13)得

$$C_{3\phi/\alpha-\beta} = K \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (8.14)$$

因为这是绝对变换,变换矩阵为正交矩阵,则

$$C_{3\phi/\alpha-\beta} \cdot C_{3\phi/\alpha-\beta}^T = E \quad (8.15)$$

其中, $E$  为单位矩阵。

从式(8.14)和式(8.15)可以求得变换系数  $K = \sqrt{\frac{2}{3}}$ , 所以三相/二相静止坐标变换矩阵

$$C_{3\phi/\alpha-\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (8.16)$$

此变换法以电机各物理量(电流  $i$ 、电压  $u$ 、磁链  $\Psi$ )的瞬时值作为对象,不但适用于稳态,也可用于动态变换。

### 8.2.2 $\alpha$ - $\beta$ / $d$ - $q$ 变换

这是二相静止坐标变换成二相旋转坐标。

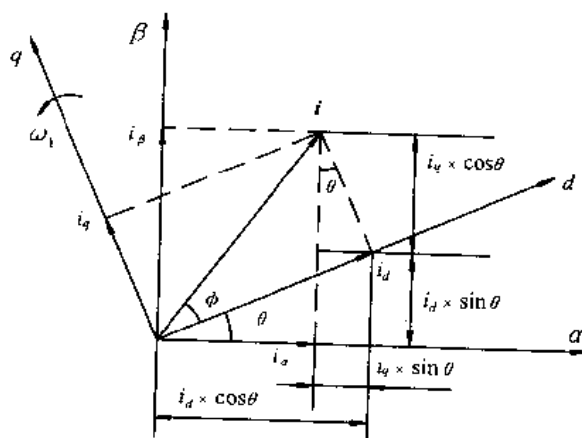


图 8.6  $\alpha$ - $\beta$ 坐标与  $d$ - $q$  坐标轴的设定

设  $\alpha$ - $\beta$  为静止坐标系,  $d$ - $q$  为以任意角速度  $\omega_1$  旋转的旋转坐标系, 则  $\alpha$ - $\beta$  静止坐标系变



换为  $d$ - $q$  旋转坐标系时,坐标轴的设定如图 8.6 所示。图中  $\theta$  为  $d$  轴和  $\alpha$  轴的夹角,并随时间而变化,  $\theta = \int \omega_r dt$ ,  $i$  为三相电流合成的空间矢量,它在  $d$ - $q$  轴上的分量为  $i_d$  和  $i_q$ ,在  $\alpha$   $\beta$  轴上的分量为  $i_\alpha$  和  $i_\beta$ 。它们之间的几何关系为

$$i_\alpha = i_d \cos \theta - i_q \sin \theta$$

$$i_\beta = i_d \sin \theta + i_q \cos \theta$$

写成矩阵形式,得

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (8.17)$$

所以  $d$ - $q/\alpha$ - $\beta$  的变换矩阵为

$$C_{d-q/\alpha-\beta} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (8.18)$$

因为  $C_{d-q/\alpha-\beta}$  变换矩阵为正交矩阵,其逆矩阵

$$C_{\alpha-\beta/d-q} = C_{d-q/\alpha-\beta}^T = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (8.19)$$

### 8.2.3 $3\phi/d$ - $q$ 变换

这是三相静止坐标变换成二相旋转坐标。为了把  $C_{3\phi/\alpha-\beta}$  和  $C_{\alpha-\beta/3\phi}$  变换成方阵,令式(8.16)为

$$C_{3\phi/\alpha-\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ k & k & k \end{bmatrix} \quad (8.20)$$

其逆矩阵为

$$C_{\alpha-\beta/3\phi} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & k \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & k \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & k \end{bmatrix} \quad (8.21)$$

则

$$C_{3\phi/\alpha-\beta} \cdot C_{\alpha-\beta/3\phi} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ k & k & k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 & k \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & k \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 2k^2 \end{bmatrix} \quad (8.22)$$

要使式(8.22)为单位矩阵  $E$ ,可令  $2k^2=1$ ,则

$$k = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (8.23)$$

则

$$C_{3\phi/\alpha-\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (8.24)$$

另外,  $\alpha$ - $\beta$ / $d$ - $q$  变换式写成三阶方阵

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (8.25)$$

式中  $i_0$  是为了凑成方阵而假想一零轴分量。此时  $3\phi/d$ - $q$  变换可以从式(8.24)和式(8.25)运算得到

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin\theta & \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta - \frac{4}{3}\pi\right) \\ \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta - \frac{4}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8.26)$$

所以  $3\phi/d$ - $q$  变换矩阵为

$$C_{3\phi/d-q} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin\theta & \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta - \frac{4}{3}\pi\right) \\ \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta - \frac{4}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (8.27)$$

此时,  $3\phi/\alpha$ - $\beta$ / $d$ - $q$  的关系如图 8.7 所示。

#### 8.2.4 $k/p$ 变换

这是直角坐标变换成极坐标。在图 8.6 中, 令电流空间矢量  $i$  与  $d$  轴夹角为  $\phi$ , 已知  $i_d$ 、 $i_q$ , 求  $i$ 、 $\phi$ , 这就是直角坐标/极坐标变换, 简称  $k/p$  变换。显然, 其变换式应为

$$i = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (8.28)$$

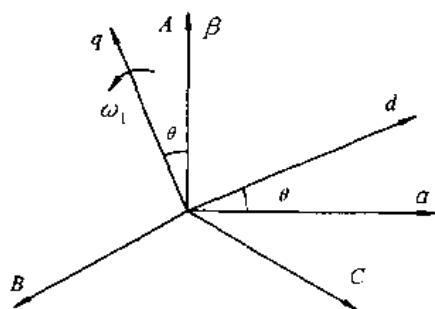


图 8.7  $3\phi/\alpha$ - $\beta$ / $d$ - $q$  轴的关系

$$\phi = \arctan \frac{i_q}{i_d} \quad (8.29)$$

注意:

- (1) 上述各坐标变换矩阵适用于异步电动机的电压、电流、磁链的坐标变换。
- (2) 当三相交流坐标系  $i_A + i_B + i_C = 0$ ,  $u_A + u_B + u_C = 0$ , 无零轴分量时, 式(8.24)、式(8.27)的第三行  $1/\sqrt{2}$  可以省略。
- (3) 本节三相坐标、二相坐标的设定与其他教材有所不同, 因此某些变换矩阵有所不同。

### 8.3 矢量控制异步电动机数学模型

#### 8.3.1 矢量控制的思路

由电机学可知, 直流电动机由于电刷与换向器的作用, 使磁极面下的电枢电流  $I_a$  方向固定不变。励磁电流  $I_f$  决定了磁通  $\Phi$  方向不变, 电枢电流  $I_a$  与磁通  $\Phi$  正交, 根据电动机左手定则判断, 产生电磁转矩  $T_e$ 。在电磁转矩的作用下, 电机以角速度  $\omega_r$  旋转。如图 8.8(a) 所示。直流电动机的电磁转矩式

$$T_e = k \cdot \Phi \cdot I_a \quad (8.30)$$

当励磁电流  $I_f$  不变时, 磁通  $\Phi$  也不变, 控制电枢电流  $I_a$  就可以控制电磁转矩  $T_e$ 。

异步电动机矢量控制的思路, 就是通过坐标变换, 把定子三相交流电变换成直流励磁电流  $i_{d1}$  和转矩电流  $i_{q1}$ , 如图 8.8(b) 所示, 在调速过程中保持励磁电流  $i_{d1}$  不变, 即磁通  $\Phi$  不变, 此时与直流电动机调速原理相同, 控制转矩电流  $i_{q1}$ , 就可以控制电磁转矩  $T_e$ 。

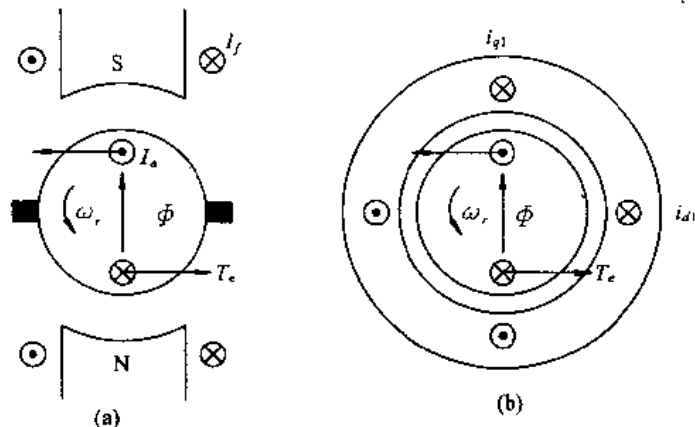


图 8.8 电磁转矩等效原理图

(a) 直流电动机; (b) 异步电动机

如何使  $i_{d1}$  和  $i_{q1}$  为直流电呢?

由电机学可知, 三相对称绕组通入三相对称电流, 在空间会产生一个旋转磁势  $F$ , 以同步角速度  $\omega_1$  旋转, 如图 8.9(a) 所示。空间互成  $90^\circ$  相位的二相绕组, 通入时间互差  $90^\circ$  相位的二相交流电也可以在空间产生一个同样大小的旋转磁势  $F$ , 以同步角速度  $\omega_1$  旋转, 如图 8.9(b) 所示。此时, 二相绕组与三相绕组等效, 前者为三相交流静止坐标, 后者为二相交流

静止坐标,对应的电压、电流为交流量,用  $3\phi/\alpha-\beta$  坐标变换可以实现上述等效静止坐标变换。

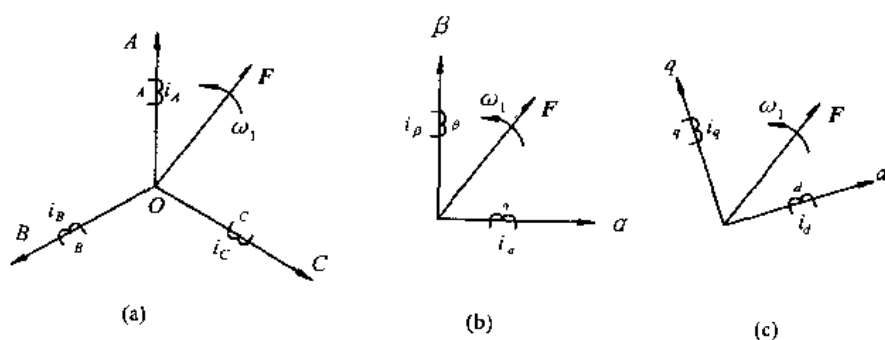


图 8.9 等效的交流电机绕组和直流电机绕组物理模型

(a) 三相交流绕组(交流量);(b) 两相交流绕组(交流量);(c) 旋转的直流绕组(直流量)

直流电  $i_d$ 、 $i_q$  分别输入在空间互成  $90^\circ$  的二相绕组,在空间可以产生同样大小的静止磁势  $F$ ,再将该二相绕组以同步角速度  $\omega_1$  旋转,此时旋转磁势  $F$  与上述交流电产生的磁势等效,对应的坐标为旋转坐标,该坐标系的电压、电流为直流量。用  $\alpha-\beta/d-q$  坐标变换或  $3\phi/d-q$  坐标变换可以实现等效旋转坐标变换。

通常把磁势  $F$  设置在  $d$  轴上, $d$  轴与  $\alpha$  轴夹角为  $\theta$ ,如图 8.7 所示。三相异步电动机坐标变换成等效直流电动机的结构图如图 8.10 所示。此时的坐标系有的资料称  $T-M$  坐标。

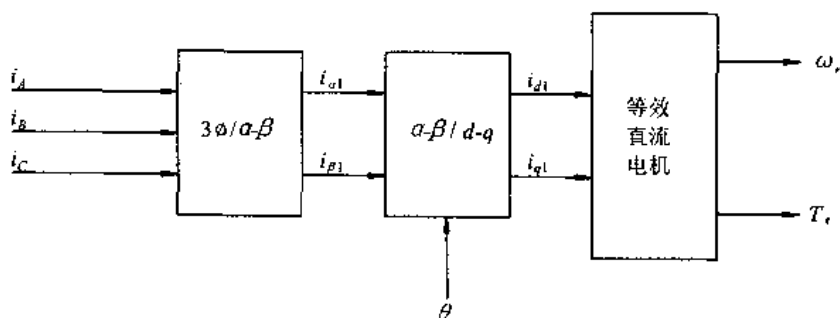


图 8.10 异步电动机坐标变换结构图

### 8.3.2 异步电机二轴理论

#### 8.3.2.1 异步电动机的基本方程

异步电动机是一个高阶、非线性、强耦合的多变量系统。在研究异步电动机数学模型时,作如下假设:

- (1) 设三相绕组对称,空间互差  $120^\circ$  电角度,所产生的磁势沿气隙圆周正弦分布。
- (2) 忽略磁饱和,绕组的自感和互感都是线性的。
- (3) 忽略铁损的影响。

这样,实际电动机等效为图 8.11 所示的三相异步电动机物理模型。图中,定子三相绕组轴线  $A$ 、 $B$ 、 $C$  在空间是固定的,定义为三相静止坐标。设  $A$  轴为参考坐标轴,转子以  $\omega_r$  速度旋转,转子绕组轴线为  $a$ 、 $b$ 、 $c$ ,并随转子旋转。转子  $a$  轴和定子  $A$  轴间的电角度为  $\theta_r = \int \omega_r dt$ ,称为空间角位移。

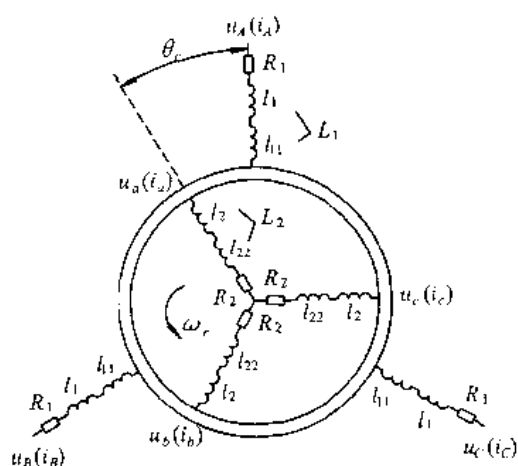


图 8.11 三相异步电动机的物理模型

图 8.11 中的符号意义如下:

$u_A, u_B, u_C, u_a, u_b, u_c$ ——定、转子相电压瞬时值;

$i_A, i_B, i_C, i_a, i_b, i_c$ ——定、转子相电流瞬时值;

$R_1, R_2$ ——定、转子电阻;

$l_1, l_2$ ——定、转子漏感;

$l_{11}, l_{22}$ ——定、转子一相的自感,  $l_{11} = N_1^2/R, l_{22} = N_2^2/R$ ;

$N_1, N_2$ ——定、转子一相绕组匝数;

$R$ ——电机磁阻。

(1) 等效电感  $L_1$

等效电感  $L_1$  是指三相定子绕组作用在定子某相上的电感。设自感与互感相等, 即  $l_{11} = l_{22} = M_{12} = M_{ab}$ , 且  $M = \frac{3}{2}l_{11}$ , 称为等效互感。三相定子电流在定子 A 相产生的磁链为

$$\begin{aligned} l_1 i_A + l_{11} i_A + l_{11} i_B \cos \frac{2}{3}\pi + l_{11} i_C \cos \frac{4}{3}\pi &= l_1 i_A + l_{11} \left( i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C \right) \\ &= l_1 i_A + \frac{3}{2} l_{11} i_A = \left( l_1 + \frac{3}{2} l_{11} \right) i_A = L_1 i_A \end{aligned} \quad (8.31)$$

式中,  $l_{11} \cos \frac{2}{3}\pi, l_{11} \cos \frac{4}{3}\pi$  分别为 AB 相和 AC 相的互感, 所以定子等效电感

$$L_1 = l_1 + \frac{3}{2} l_{11} = l_1 + M \quad (8.32)$$

同理, 转子等效电感为

$$L_2 = l_2 + \frac{3}{2} l_{22} = l_2 + M \quad (8.33)$$

(2) 定转子之间的动态互感

设定转子间静止时的互感为  $M_{12}$ , 转子以  $\omega_r$  角速度旋转, 则转角  $\theta_r = \int \omega_r dt$ 。在 A 相的定转子间动态互感为

$$\left. \begin{aligned} M_{12Aa} &= M_{12} \cos \theta_r \\ M_{12Ab} &= M_{12} \cos \left( \theta_r + \frac{2}{3} \pi \right) \\ M_{12Ac} &= M_{12} \cos \left( \theta_r - \frac{2}{3} \pi \right) \end{aligned} \right\} \quad (8.34)$$

式中,互感  $M_{12}=N_1 N_2 / R$ 。

### (3) 磁链方程式

以定子 A 相磁链为例

$$\Psi_A = L_1 i_A + M_{12} i_a \cos \theta_r + M_{12} i_b \cos \left( \theta_r + \frac{2}{3} \pi \right) + M_{12} i_c \cos \left( \theta_r - \frac{2}{3} \pi \right)$$

同理可以写出 B、C 相磁链方程,则三相定子磁链方程式为

$$\begin{bmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \end{bmatrix} = L_1 \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + M_{12} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left( \theta_r + \frac{2}{3} \pi \right) & \cos \left( \theta_r - \frac{2}{3} \pi \right) \\ \cos \left( \theta_r - \frac{2}{3} \pi \right) & \cos \theta_r & \cos \left( \theta_r + \frac{2}{3} \pi \right) \\ \cos \left( \theta_r + \frac{2}{3} \pi \right) & \cos \left( \theta_r - \frac{2}{3} \pi \right) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (8.35)$$

同理可以写出三相转子磁链方程式

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = L_1 \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + M_{12} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left( \theta_r - \frac{2}{3} \pi \right) & \cos \left( \theta_r + \frac{2}{3} \pi \right) \\ \cos \left( \theta_r + \frac{2}{3} \pi \right) & \cos \theta_r & \cos \left( \theta_r - \frac{2}{3} \pi \right) \\ \cos \left( \theta_r - \frac{2}{3} \pi \right) & \cos \left( \theta_r + \frac{2}{3} \pi \right) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (8.36)$$

### (4) 电压方程式

三相定子绕组电压方程式为

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = R_1 \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \end{bmatrix} \quad (8.37)$$

三相转子绕组电压方程式为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = R_1 \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \quad (8.38)$$

式中  $p$ —微分算子,  $p=d/dt$ 。

由图 8.11 可得

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (8.39)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (8.40)$$

把式(8.39)和式(8.40)代入式(8.37)得

$$u_A + u_B + u_C = 0 \quad (8.41)$$



$$u_a + u_b + u_c = 0 \quad (8.42)$$

由于异步电动机转子侧短路,则

$$u_a = u_b = u_c = 0 \quad (8.43)$$

### 8.3.2.2 异步电动机的 $d$ - $q$ 轴理论

二轴理论是由 Gabrueel Kron(克朗)等人提出的。它揭示了异步电动机内部静止坐标与旋转坐标、三相与二相之间的转换关系。异步电动机三相交流静止坐标  $ABC$  轴,二相交流静止坐标  $\alpha$ - $\beta$  轴和以同步角速度  $\omega_1$  旋转的二相直流旋转坐标  $d$ - $q$  轴的设定如图 8.12 所示。 $\beta$  轴与  $A$  轴重合, $q$  轴与定子相  $A$  轴夹角为  $\theta$ ,与转子  $a$  相轴夹角为  $\delta$ ,则  $d$  轴与  $a$  轴夹角也为  $\theta$ 。转子以角速度  $\omega_r$  旋转,定子  $A$  相轴线与转子  $a$  相轴线夹角为  $\theta_r = \int \omega_r dt$ 。按此设定,可利用本书 8.2 节坐标变换提供的公式对异步电动机电压、电流和磁链进行坐标变换。

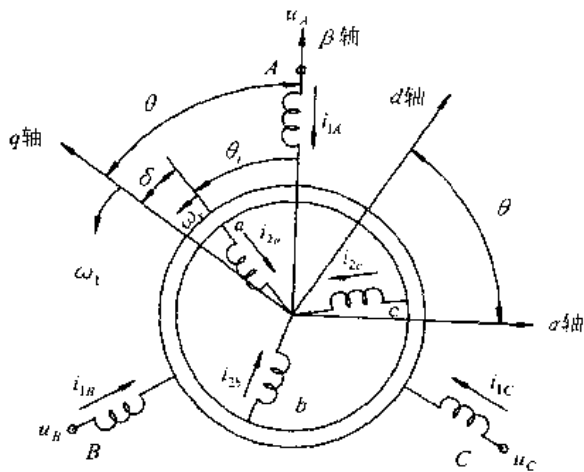


图 8.12 异步电动机的坐标设定

定子侧  $3\phi/d$ - $q$  变换公式为

$$\begin{bmatrix} f_{d1} \\ f_{q1} \\ f_{01} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin\theta & \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta - \frac{4}{3}\pi\right) \\ \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta - \frac{4}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_A \\ f_B \\ f_C \end{bmatrix} \quad (8.44)$$

转子侧  $3\phi/d$ - $q$  变换公式为

$$\begin{bmatrix} f_{d2} \\ f_{q2} \\ f_{02} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin\delta & \sin\left(\delta - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\delta - \frac{4}{3}\pi\right) \\ \cos\delta & \cos\left(\delta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\delta - \frac{4}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (8.45)$$

式中

$$\delta = \theta - \theta_r \quad (8.46)$$

式(8.44)和式(8.45)中的  $f$  表示异步电动机的电压  $u$ 、电流  $i$  和磁链  $\Psi$ 。用式(8.44)和式(8.45)对式(8.35)、式(8.36)、式(8.37)和式(8.38)进行坐标变换,合并整理可得异步电动机在  $d$ - $q$  轴系下的电压方程式

$$\begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ u_{d2} \\ u_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_1 p & -\omega_1 L_1 & Mp & -\omega_1 M \\ \omega_1 L_1 & R_1 + L_1 p & \omega_1 M & Mp \\ Mp & -(\omega_1 - \omega_r)M & R_2 + L_2 p & -(\omega_1 - \omega_r)L_2 \\ (\omega_1 - \omega_r)M & Mp & (\omega_1 - \omega_r)L_2 & R_2 + L_2 p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (8.47)$$

式中  $M$ ——等效电感,  $M = \frac{3}{2} M_{12}$ 。

从式(8.39)~式(8.42)得定、转子电压、电流的零轴分量为

$$u_{01} = u_{02} = i_{01} = i_{02} = 0 \quad (8.48)$$

又因为转子侧短路,则

$$u_{d2} = u_{q2} = 0 \quad (8.49)$$

在  $d$ - $q$  轴系的磁链可以写成

$$\begin{bmatrix} \Psi_{d1} \\ \Psi_{q1} \\ \Psi_{d2} \\ \Psi_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & M & 0 \\ 0 & L_1 & 0 & M \\ M & 0 & L_2 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (8.50)$$

利用式(8.50)的  $\Psi_{d2}$ 、 $\Psi_{q2}$  和式(8.49)代入式(8.47),得到用转子磁链表示的  $d$ - $q$  轴系下的异步电动机电压方程式

$$\begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + \sigma L_1 p & -\omega_1 \sigma L_1 & Mp/L_2 & -\omega_1 M/L_2 \\ \omega_1 \sigma L_1 & R_1 + \sigma L_1 p & \omega_1 M/L_2 & Mp/L_2 \\ -\sigma_r M & 0 & \sigma_r + p & -(\omega_1 - \omega_r) \\ 0 & -\sigma_r M & \omega_1 - \omega_r & \sigma_r + p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ \Psi_{d2} \\ \Psi_{q2} \end{bmatrix} \quad (8.51)$$

式中  $\sigma_r$ ——转子系数,  $\sigma_r = R_2/L_2$ ;

$\sigma$ ——漏磁系数,  $\sigma = 1 - M^2/(L_1 L_2)$ 。

式(8.51)与式(8.47)相比较,在转子侧电压方程式中只含有一个微分算子  $p$ ,因此,我们很容易转换成异步电机状态方程,也很容易导出矢量控制的关键算式、转子磁链  $\Psi_2$  与转差频率  $\omega_r$  的算式,这就是该式的最大优点。

令  $\omega_1 = 0$  时,式(8.51)可变为  $\alpha$ - $\beta$  轴系的电压方程式。

需要说明的是,一般电机转子侧参数在测定时都要折算到定子侧,因此式(8.51)中转子侧参数均为电动机等效电路中经折算到定子侧的转子参数。

### 8.3.2.3 异步电动机的状态方程式

设状态变量为定子电流  $i_1$ 、转子磁链  $\Psi_2$ ,输入量为定子电压  $u_1$ ,把式(8.51)展开,整理后可得  $d$ - $q$  轴系下的异步电动机状态方程式

$$p \begin{bmatrix} i_1 \\ \Psi_2 \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_1 \\ \Psi_2 \end{bmatrix} + B u_1 \quad (8.52)$$

式中,  $A = \begin{bmatrix} A_1 I - A_2 J & A_3 I - A_4 J \\ A_5 I + A_6 J & A_7 I + A_8 J \end{bmatrix}$ ,  $B = [I/(\sigma L_1) \quad 0]^T$ ,  $I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ ,  $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ ,

$i_1 = [i_{d1} \quad i_{q1}]^T$ ,  $\Psi_2 = [\Psi_{d2} \quad \Psi_{q2}]^T$ ,  $u_1 = [u_{d1} \quad u_{q1}]^T$ ,  $A_1 = -\left(\frac{R_1}{\sigma L_1} + \frac{M^2 \sigma_r}{\sigma L_1 L_2}\right)$ ,  $A_2 = \omega_1$ ,  $A_3 = \frac{M \sigma_r}{\sigma L_1 L_2}$ ,  $A_4 = \frac{M \omega_1}{\sigma L_1 L_2}$ ,  $A_5 = M \sigma_r$ ,  $A_6 = 0$ ,  $A_7 = -\sigma_r$ ,  $A_8 = \omega_r - \omega_1$ 。

当  $\omega_1 = 0$  时,式(8.52)可以变为  $\alpha$ - $\beta$  轴系的状态方程。

### 8.3.2.4 异步电动机的电磁转矩

首先求磁场能量。把式(8.37)和式(8.38)合并,可改写成

$$\begin{bmatrix} u_{ABC} \\ u_{abc} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{ABC} \\ i_{abc} \end{bmatrix} + pL(\theta_r) \begin{bmatrix} i_{ABC} \\ i_{abc} \end{bmatrix} \quad (8.53)$$

式中,  $R$ 、 $L(\theta_r)$  是对应的电阻和电感。设磁场能为  $W_m$ , 则

$$W_m = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} i_{ABC} \\ i_{abc} \end{bmatrix}^T \cdot L(\theta_r) \cdot \begin{bmatrix} i_{ABC} \\ i_{abc} \end{bmatrix} \quad (8.54)$$

则电磁转矩为

$$T_e = p \cdot \frac{\partial W_m}{\partial \theta_r}$$

式中  $p$ ——电动机的磁极对数。

计算上式, 可得

$$T_e = pM(i_{q1}i_{d2} - i_{d1}i_{q2}) = pM(i_{q1}\Psi_{d2} - i_{d1}\Psi_{q2})/L_2 \quad (8.55)$$

式(8.55)对  $\omega_1$  为任意值都成立。

异步电动机的运动方程式为

$$\left(\frac{1}{p}\right)J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L \quad (8.56)$$

式中  $J$ ——转动惯量;

$T_L$ ——负载转矩。

电磁转矩公式与运动方程式是异步电动机动态响应与系统稳定性分析必不可少的方程式。

## 8.4 矢量控制类型

近 10 多年来, 各国学者对矢量控制的研究十分活跃。大量文献资料表明, 异步电动机矢量控制有各种各样的结构和方式。本节按下列方法分类介绍。

根据转子磁链  $\Psi_2$  位置角  $\theta$  推算法, 异步电动机矢量控制可分为直接型(磁通检测型、磁通反馈型)和间接型(转差频率控制型、磁通前馈型)。根据电源驱动方式, 又可分为控制电流源驱动方式和电压源驱动方式。根据有无速度传感器, 又可分为带速度传感器矢量控制和无速度传感器矢量控制。

### 8.4.1 直接型矢量控制

直接型矢量控制, 又称为磁通检测型或磁通反馈型矢量控制。它是在  $\alpha$ - $\beta$  静止坐标系下推算转子磁链  $\Psi_2$  的位置角  $\theta$ 。

在式(8.51)中, 令  $\omega_1 = 0$ , 则可得  $\alpha$ - $\beta$  轴系下异步电动机电压方程式

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha 1} \\ u_{\beta 1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + \sigma L_1 p & 0 & Mp/L_2 & 0 \\ 0 & R_1 + \sigma L_1 p & 0 & Mp/L_2 \\ -\sigma_r M & 0 & \sigma_r + p & \omega_r \\ 0 & -\sigma_r M & -\omega_r & \sigma_r + p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ \Psi_{\alpha 2} \\ \Psi_{\beta 2} \end{bmatrix} \quad (8.57)$$

由式(8.57)的定子回路得静止坐标  $\alpha$ - $\beta$  轴系下异步电机的电压方程式

$$\begin{bmatrix} u_{a1} \\ u_{\beta 1} \end{bmatrix} = (R_1 + \sigma L_1 p) \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{\beta 1} \end{bmatrix} + \frac{M}{L_2} p \begin{bmatrix} \Psi_{a2} \\ \Psi_{\beta 2} \end{bmatrix} \quad (8.58)$$

把式(8.58)整理得转子磁链仿真器数字模型,称其为电压模型。

$$\Psi_{a2}^* = \frac{L_2^*}{M^*} \left[ \int (u_{a1} - R_1^* i_{a1}) dt - \sigma^* L_1^* i_{a1} \right] \quad (8.59a)$$

$$\Psi_{\beta 2}^* = \frac{L_2^*}{M^*} \left[ \int (u_{\beta 1} - R_1^* i_{\beta 1}) dt - \sigma^* L_1^* i_{\beta 1} \right] \quad (8.59b)$$

带“\*”号者为计算机控制器内的电机参数物理量或指令值,无“\*”号者为电机实际值。

用电压模型求转子磁链存在下列缺点:

- (1) 在低速时积分困难。
- (2) 在有误差时,不能减少其误差。
- (3) 受电机定子电阻的影响。

由式(8.57)的转子回路得静止坐标  $\alpha$ - $\beta$  轴系下异步电机的电压方程式,经整理后此式也是转子磁链仿真器数学模型,称为电流模型。

$$p \begin{bmatrix} \Psi_{a2}^* \\ \Psi_{\beta 2}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sigma_r^* & -\omega_r \\ \omega_r & -\sigma_r^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{a2}^* \\ \Psi_{\beta 2}^* \end{bmatrix} + M^* \sigma_r^* \begin{bmatrix} i_{a1}^* \\ i_{\beta 1}^* \end{bmatrix} \quad (8.60)$$

用电流模型求转子磁链存在下列缺点:

- (1) 在高速时容易发生振荡。
- (2) 对电机转子电阻变化敏感性很强。

转子磁链  $\Psi_2$  的位置角

$$\theta^* = \arctan \left( \frac{\Psi_{\beta 2}^*}{\Psi_{a2}^*} \right) \quad (8.61)$$

由式(8.60)、式(8.61)可以构成直接型矢量控制的基本结构,如图 8.13 所示。

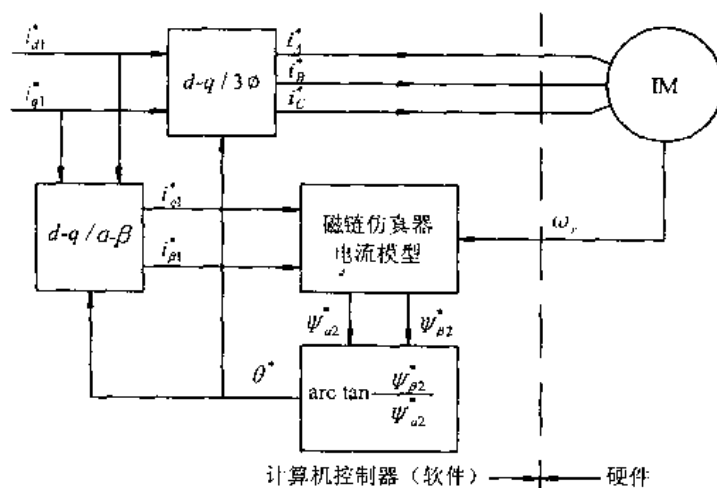


图 8.13 直接型矢量控制的基本结构

#### 8.4.2 间接型矢量控制

间接型矢量控制,又称为转差频率型或磁通前馈型矢量控制。它是在  $d$ - $q$  旋转坐标系下

推算转子磁链  $\Psi_2$  的位置角  $\theta$ 。

由式(8.51)的定子回路得旋转坐标  $d-q$  轴系下异步电机的电压方程式,称  $d-q$  轴系下的电压模型

$$\begin{bmatrix} u_{d1}^* \\ u_{q1}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1^* + \sigma^* L_1^* p + M^{*2} \sigma_r^* / L_2^* & -\omega_1^* \sigma^* L_1^* \\ \omega_1^* \sigma^* L_1^* & R_1^* + \sigma^* L_1^* p + M^{*2} \sigma_r^* / L_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1}^* \\ i_{q1}^* \end{bmatrix} + \frac{M^*}{L_2^*} \begin{bmatrix} -\sigma_r^* & -\omega_r \\ \omega_r & -\sigma_r^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{d2}^* \\ \Psi_{q2}^* \end{bmatrix} \quad (8.62)$$

由式(8.51)的转子回路得旋转坐标  $d-q$  轴系下异步电机的电压方程式,经整理后为  $d-q$  轴系下的电流模型

$$p \begin{bmatrix} \Psi_{d2}^* \\ \Psi_{q2}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sigma_r^* & \omega_1^* - \omega_r \\ \omega_r - \omega_1^* & -\sigma_r^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{d2}^* \\ \Psi_{q2}^* \end{bmatrix} + M^* \sigma_r^* \begin{bmatrix} i_{d1}^* \\ i_{q1}^* \end{bmatrix} \quad (8.63)$$

对式(8.60)进行  $\alpha-\beta/d-q$  坐标变换后也可得到式(8.63)。

设转子磁链  $\Psi_2$  在  $d$  轴上,则  $\Psi_{d2}^* = \Psi_2$ ,  $\Psi_{q2}^* = 0$ ,称为理想矢量控制。此时  $d-q$  坐标在有的文献上称为  $T-M$  坐标。由式(8.63)展开得

$$p \Psi_{d2}^* = -\sigma_r^* \Psi_{d2}^* + \sigma_r^* M^* i_{d1}^* \quad (8.64)$$

$$\omega_1^* = \omega_r + \sigma_r^* M^* i_{q1}^* / \Psi_{d2}^* = \omega_r + \omega_s^* \quad (8.65)$$

式中  $\omega_s^*$  —— 转差频率。

$$\omega_s^* = \sigma_r^* M^* i_{q1}^* / \Psi_{d2}^* \quad (8.66)$$

转子磁链  $\Psi_2$  的位置角

$$\theta^* = \int \omega_1^* dt \quad (8.67)$$

由式(8.64)~式(8.67)可以构成间接型矢量控制基本结构,如图 8.14 所示。式(8.64)是转子磁链仿真器的数学模型。这是一种常用的矢量控制结构,因为在  $d-q$  轴系下,对应的电压、电流、磁链参数均为直流量。使用  $d-q$  轴系下的数学模型便于计算机仿真。由于间接型矢量控制可以通过直接型矢量控制的  $\alpha-\beta/d-q$  坐标变换获得,因此它们是等效的,只是异步电动机的坐标表现有所不同。

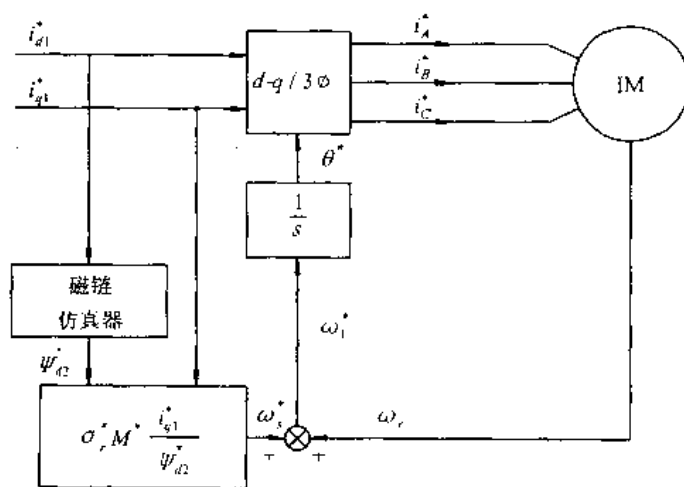


图 8.14 间接型矢量控制基本结构

### 8.4.3 矢量控制原理

在电机处于稳态时,  $p\Psi_{d2}^* = 0$ 。由式(8.64)得

$$\Psi_{d2}^* = M^* i_{d1}^* \quad (8.68)$$

当  $i_{d1}^* = \text{常数}$  时,  $\Psi_{d2}^*$  就恒定不变, 称  $i_{d1}^*$  为励磁电流。理想矢量控制时  $\Psi_{q2}^* = 0$ , 在  $d-q$  轴系下的电磁转矩由式(8.55)得

$$T_e^* = pM(i_{q1}^* \Psi_{d2}^* - i_{d1}^* \Psi_{q2}^*) / L_2^* = pM^* i_{q1}^* \Psi_{d2}^* / L_2^* = pM^{*2} i_{q1}^* i_{d1}^* / L_2^* \quad (8.69)$$

当  $\Psi_{d2}^* = \text{常数}$  时,  $T_e^* \propto i_{q1}^*$ , 称  $i_{q1}^*$  为转矩电流, 控制  $i_{q1}^*$  就可以控制电磁转矩  $T_e^*$ , 这与直流电机控制转矩原理相同。由式(8.66)可知,  $\omega_s^* \propto i_{q1}^*$ , 控制转矩电流  $i_{q1}^*$  就可以控制转差频率  $\omega_s^*$ 。因此, 间接型矢量控制称为转差频率型矢量控制。

## 8.5 矢量控制系统

### 8.5.1 电流源驱动异步电动机矢量控制系统

电流源驱动(Controlled Current Source)的英文缩写为 CCS。它是指控制器发出的指令值是三相交流电流。三相电流指令值  $i_A^*, i_B^*, i_C^*$  与电机电流实际值  $i_A, i_B, i_C$  通过滞环比较器采用电流跟踪型 PWM 控制电压型逆变器, 实现控制电机的实际电流。控制系统结构如图 8.15 所示, 这是一种交流电流控制环的矢量控制。控制系统除 PWM 电压型逆变器、电流互感器、电动机和速度传感器是用硬件执行外, 其他部分均由计算机软件执行。此系统为全数字化矢量控制系统。

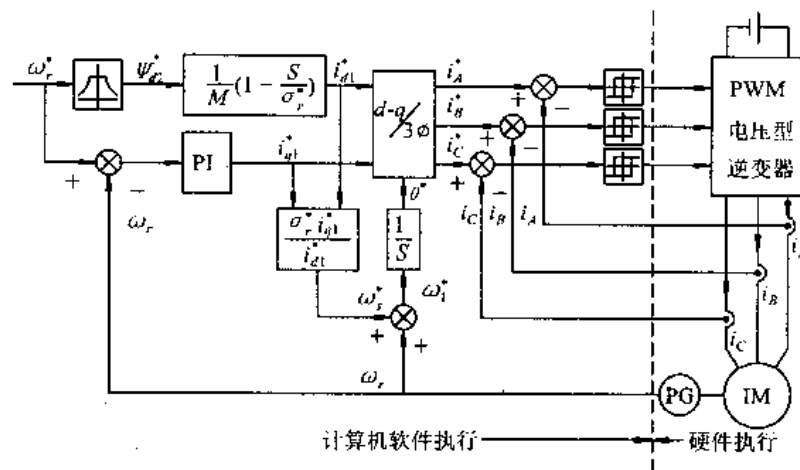


图 8.15 交流电流控制环的矢量控制

磁通发生器采用如图所示的转子磁链  $\Psi_{d2}^*$  模式。在恒转矩特性区域, 转子磁链  $\Psi_{d2}^*$  是恒定不变的。在恒功率特性区域, 转子磁链  $\Psi_{d2}^*$  随转子角速度  $\omega_r^*$  增大而减少。

励磁电流指令值  $i_{d1}^*$  可用式(8.64)计算。在式(8.64)中的微分算子  $p$  用  $S$  代替, 得

$$S\Psi_{d2}^* = -\sigma_r^* \Psi_{d2}^* + \sigma_r^* M^* i_{d1}^* \quad (8.70)$$

把式(8.70)整理, 得



$$\dot{i}_{d2}^* = \frac{(S + \sigma_r^*) \Psi_{d2}^*}{\sigma_r^* M^*} = \frac{1}{M^*} (1 + S/\sigma_r^*) \Psi_{d2}^* \quad (8.71)$$

转矩电流指令值  $i_{q1}^*$  采用速度控制器 PI 算法获得

$$\dot{i}_{q1}^* = K_p (\omega_r^* - \omega_r) + K_i \int (\omega_r^* - \omega_r) dt \quad (8.72)$$

式中  $K_p$ ——比例常数;

$K_i$ ——积分常数。

转差频率  $\omega_s^*$  采用式(8.65)计算。稳态时,  $\Psi_{d2}^* = M^* \dot{i}_{d2}^*$ , 则

$$\omega_s^* = \sigma_r^* M^* \dot{i}_{q1}^* / \Psi_{d2}^* = \sigma_r^* \dot{i}_{q1}^* / \dot{i}_{d1}^* \quad (8.73)$$

电源角频率  $\omega_1^*$  采用式(8.65)计算,  $\omega_r$  由速度传感器检测获得, 则

$$\omega_1^* = \omega_r + \omega_s^* \quad (8.74)$$

转子磁链  $\Psi_{d2}^*$  的位置角  $\theta^*$  采用式(8.67)计算

$$\theta^* = \int (\omega_r + \omega_s^*) dt \quad (8.75)$$

通过  $d$ - $q/3\phi$  变换把励磁电流  $\dot{i}_{d1}^*$  和转矩电流  $\dot{i}_{q1}^*$ , 按式(8.26)计算获得三相交流电流  $\dot{i}_A^*$ 、 $\dot{i}_B^*$ 、 $\dot{i}_C^*$ 。

电机实际电流由电动机输入端的电流互感器检测得到  $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$ 。

### 8.5.2 电压源驱动异步电动机矢量控制系统

由式(8.51)定子回路展开, 得

$$u_{d1} = (R_1 + \sigma L_1 p) i_{d1} - \omega_1 \sigma L_1 i_{q1} + M p \Psi_{d2} / L_2 - \omega M \Psi_{q2} / L_2 \quad (8.76)$$

$$u_{q1} = \omega_1 \sigma L_1 i_{d1} + (R_1 + \sigma L_1 p) i_{q1} + \omega_1 M \Psi_{d2} / L_2 + M p \Psi_{q2} / L_2 \quad (8.77)$$

当系统处于理想矢量控制时,  $\Psi_{q2} = 0$ , 且  $\Psi_{d2}$  为恒值控制,  $\Psi_{d2} = M i_{d1}$ , 则式(8.76)、式(8.77)可写成

$$u_{d1} = R_1 i_{d1} - \omega_1 \sigma L_1 i_{q1} \quad (8.78)$$

$$u_{q1} = \omega_1 L_1 i_{d1} + (R_1 + \sigma L_1 p) i_{q1} \quad (8.79)$$

此时, 定子电压指令值可由  $d$ - $q$  轴的定子电流指令值按式(8.78)和式(8.79)直接计算得到, 称这种控制方式为非干涉控制。

这种输出指令为电压指令的矢量控制称为电压源驱动矢量控制系统, 如图 8.16 所示。

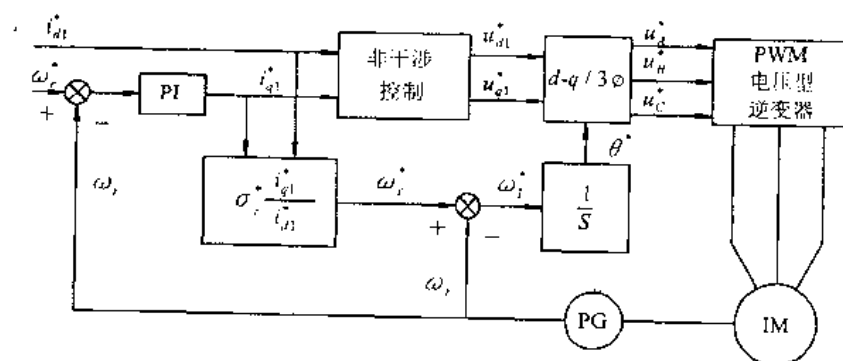


图 8.16 电压源驱动矢量控制系统

电压源驱动(Controlled Voltage Source) 的英文缩写为 CVS。在电压源驱动矢量控制系统中, 需要使用 PWM 发生器, 其输出电压受 PWM 电压型逆变器同一桥臂上下功率器件的占

空时间影响,会产生控制误差,需要进行占空时间补偿。占空时间也叫死区时间  $T_D$  (或互锁时间)(Dead Time)。

### 8.5.3 采用直流控制环的异步电动机矢量控制系统

带直流控制环的转差频率矢量控制系统结构如图 8.17 所示。具有这种结构的控制系统是通过  $3\phi/d-q$  变换把电机三相实际电流变成直流电  $i_{d1}$ 、 $i_{q1}$ ,再与控制器的指令值  $i_{d1}^*$ 、 $i_{q1}^*$  比较,用 PI 控制产生直流电压指令值  $u_{d1}^*$ 、 $u_{q1}^*$ ,再通过  $d-q/3\phi$  反变换,输出三相交流电压指令值  $u_A^*$ 、 $u_B^*$ 、 $u_C^*$ 。

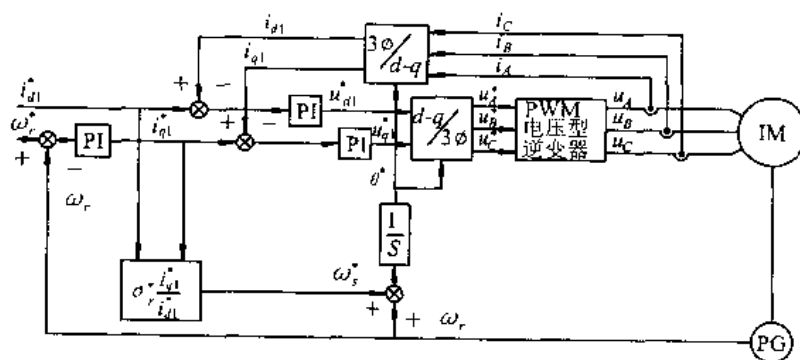


图 8.17 带直流控制环的转差频率矢量控制系统结构

有关文献指出,采用直流电流控制环的矢量控制系统其高速动态响应性能要比采用交流电流控制环的矢量控制系统优越,尤其在高频区域更为突出。其原因是,由于交流电源电压的变动等原因,实际的电压型逆变器输出电压下降;在采用交流电流控制环时,存在频率特性问题。在高频输出时,由于受功率器件开关频率、电流传感器的低通滤波器、速度传感器以及其他非线性器件的影响,从而使实际交流电流与指令值发生相位不一致的情况。例如,在工作频率  $f=5\text{Hz}$  时,实际值与指令值相位几乎一致;但在  $f=120\text{Hz}$  时,实际值比指令值相位将要滞后  $20^\circ$  电角度,如图 8.18 所示,不能实现理想电流控制,控制特性变坏。要解决这个问题的最有效办法是采用图 8.17 所示的直流电流控制环。这是因为在稳态时直流电流调节器 PI 控制的  $i_{d1}^*$  和  $i_{q1}^*$  为直流量,不存在电流闭环的频率特性问题。

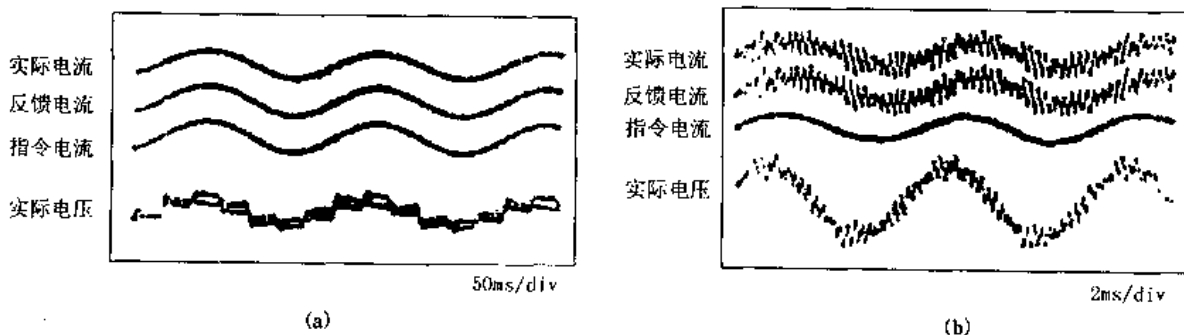


图 8.18 交流电流控制环输入输出特性

(a)  $5\text{Hz}$ ,  $150\text{r/min}$ ; (b)  $120\text{Hz}$ ,  $3600\text{r/min}$

## 8.6 无速度传感器矢量控制系统

由上述可知,矢量控制必须要有电机转速信息,需要安装速度传感器。但是,有时工作环境不允许安装速度传感器,而又希望高性能控制时,可以采用无速度传感器矢量控制技术。无速度传感器矢量控制的关键是速度推算。为此,各国学者提出了各种各样的速度推算法。算法大致可归纳为下列两大类。

### 8.6.1 速度推算与矢量控制各自独立进行

所谓速度推算与矢量控制各自独立进行,是指矢量控制需要转子磁链  $\Psi_r^*$  的位置角  $\theta^*$  进行旋转坐标变换,而速度推算不需要  $\theta^*$  角,只需静止坐标变换,如图 8.19 所示。这种速度推算方法是利用  $3\phi/\alpha-\beta$  静止坐标变换,把三相电压  $u_1$  和电流  $i_1$  变换成二相电压  $u_{\alpha 1}$ 、 $u_{\beta 1}$  和二相电流  $i_{\alpha 1}$ 、 $i_{\beta 1}$ 。利用式(8.59)的电压模型,求得转子磁链  $\Psi_{\alpha 2}^*$  和  $\Psi_{\beta 2}^*$ ;利用式(8.60)的电流模型,求得转子磁链  $\dot{\Psi}_{\alpha 2}^*$  和  $\dot{\Psi}_{\beta 2}^*$ 。速度推算式为

$$\hat{\omega}_r = \left( K_P + \frac{K_I}{S} \right) (\dot{\Psi}_{\alpha 2}^* \Psi_{\beta 2}^* - \dot{\Psi}_{\beta 2}^* \Psi_{\alpha 2}^*) \quad (8.80)$$

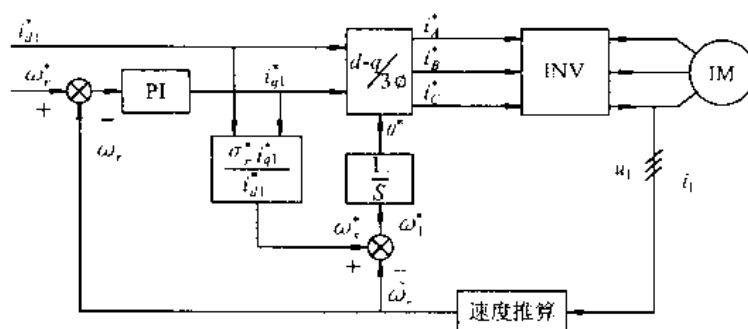


图 8.19 矢量控制与独立的速度推算器

这种推算方法是采用了模型参考自适应系统,简称 MRAS。MRAS 速度推算器结构如图 8.20 所示。图中高通滤波器  $\frac{S}{S+1/T}$  是为了解决积分偏差和起始值的问题而设置的。把电压模型作为参考模型,电流模型作为可调模型构成了模型参考自适应系统。

### 8.6.2 速度推算与矢量控制同时进行

速度推算与矢量控制同时进行的速度推算器机构如图 8.21 所示。这种结构特点是在速度推算时也需要转子磁链位置角  $\theta^*$ 。这种控制方式是在使用电压模型和电流模型进行速度推算的同时,把所得的转子磁链  $\Psi_r^*$  进行矢量控制。首先利用  $3\phi/\alpha-\beta$  静止坐标变换,把三相电压  $u_1$  和电流  $i_1$  变换成二相电压  $u_{\alpha 1}$ 、 $u_{\beta 1}$  和二相电流  $i_{\alpha 1}$ 、 $i_{\beta 1}$ ,然后使用  $\alpha-\beta$  坐标系的电压模型式(8.59)求得转子磁链,

$$p\Psi_{\alpha 2}^* = (L_2^*/M^*) [u_{\alpha 1} - (R_1^* + \sigma^* L_1^* p) i_{\alpha 1}] \quad (8.81)$$

$$p\Psi_{\beta 2}^* = (L_2^*/M^*) [u_{\beta 1} - (R_1^* + \sigma^* L_1^* p) i_{\beta 1}] \quad (8.82)$$

作为误差修正项用的电流模型对应的转子磁链

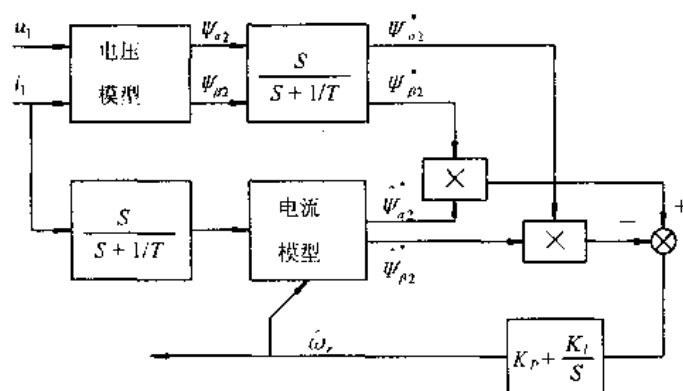


图 8.20 MRAS 速度推算器

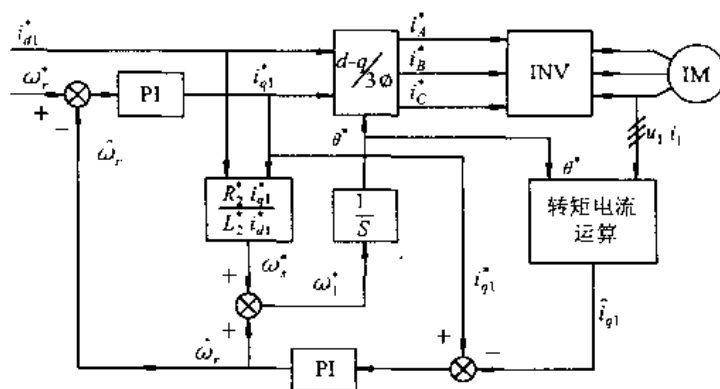


图 8.21 与矢量控制同时进行的速度推算器机构

$$\hat{\Psi}_{a2}^* = M i_{d1}^* \cos \theta^* \quad (8.83)$$

$$\hat{\Psi}_{\beta 2}^* = M i_{d1}^* \sin \theta^* \quad (8.84)$$

由式(8.81)~式(8.84)构成磁通观测器

$$p \hat{\Psi}_{a2}^* = (L_2^*/M^*) [u_{a1} - (R_1^* + \sigma^* L_1^* p) i_{a1}] + k (\hat{\Psi}_{a2}^* - \Psi_{a2}^*) \quad (8.85)$$

$$p \hat{\Psi}_{\beta 2}^* = (L_2^*/M^*) [u_{\beta 1} - (R_1^* + \sigma^* L_1^* p) i_{\beta 1}] + k (\hat{\Psi}_{\beta 2}^* - \Psi_{\beta 2}^*) \quad (8.86)$$

式中  $k$ ——磁通观测器增益系数。

再按下式推算转矩电流

$$\hat{i}_{q1} = \frac{\hat{\Psi}_{a2}^* i_{\beta 1} - \hat{\Psi}_{\beta 2}^* i_{a1}}{\sqrt{\hat{\Psi}_{a2}^{*2} + \hat{\Psi}_{\beta 2}^{*2}}} \quad (8.87)$$

用转矩电流指令值  $i_{q1}^*$  和转矩电流推算值  $\hat{i}_{q1}$  之差进行 PI 控制, 得到速度推算值

$$\hat{\omega}_r = \left( K_p + \frac{K_i}{S} \right) (i_{q1}^* - \hat{i}_{q1}) \quad (8.88)$$

## 8.7 无电压、速度传感器矢量控制系统

无电压、速度传感器矢量控制系统如图 8.22 所示。

控制系统采用直流电流环控制的电压源驱动。这种控制系统可以节省电压传感器和速

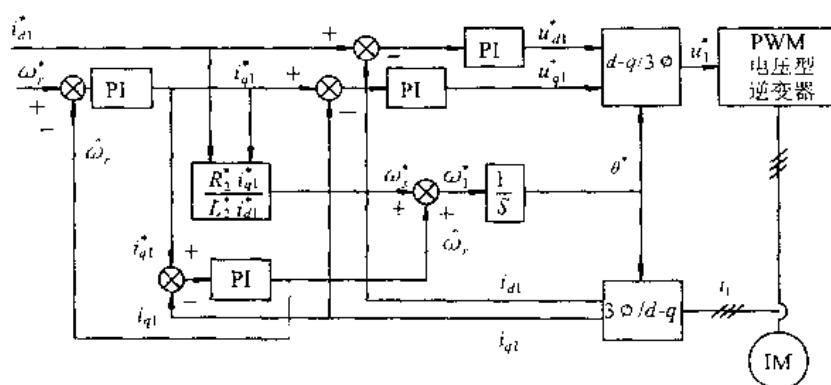


图 8.22 无电压、速度传感器矢量控制系统

度传感器。先把三相交流电实际值通过  $3\phi/d-q$  变换,得转矩电流实际值  $i_{q1}$ ,然后用转矩电流指令值  $i_{q1}^*$  与实际值  $i_{q1}$  通过 PI 调节器得速度推算值

$$\hat{\omega}_r = \left( K_{P\omega} + \frac{K_{I\omega}}{S} \right) (i_{q1}^* - i_{q1}) \quad (8.89)$$

转矩电流指令值

$$i_{q1}^* = \left( K_{Pi} + \frac{K_{Ii}}{S} \right) (\omega_r^* - \hat{\omega}_r) \quad (8.90)$$

电压指令值

$$u_{d1}^* = \left( K_{Pu} + \frac{K_{Iu}}{S} \right) (i_{d1}^* - i_{d1}) \quad (8.91)$$

$$u_{q1}^* = \left( K_{Pu} + \frac{K_{Iu}}{S} \right) (i_{q1}^* - i_{q1}) \quad (8.92)$$

## 8.8 基于磁通观测器的矢量控制系统

综上所述,无论是直接型矢量控制还是间接型矢量控制,其转子磁链位置角  $\theta^*$  与电机转子电阻  $R_2^*$  ( $\sigma_r^* = R_2^*/L_2^*$ ) 有直接关系。当电机转子电阻实际值  $R_2$  随运行温度变化时,若计算机控制器内的电阻设定值  $R_2^*$  不能自动跟踪其实际值  $R_2$ ,转子磁链  $\Psi_2^*$  的位置角推算值  $\theta^*$  与实际值产生误差,将导致转矩控制误差。为了改善异步电动机矢量控制系统对电机定转子电阻参数变动的抗干扰性,把现代控制理论用于矢量控制系统。日本学者堀洋一先生提出观测器的构成理论,把想要观测的状态变量构成仿真器,并用预测误差对该仿真器进行修正。磁通观测器的结构也有多种多样,本节介绍其中一种结构。

### 8.8.1 异步电动机数学模型

由式(8.51)得旋转坐标  $d-q$  轴系下的异步电机定子电压方程式

$$\begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + \sigma L_1 p + M^2 \sigma_r / L_2 & -\omega_1 \sigma L_1 \\ \omega_1 \sigma L_1 & R_1 + \sigma L_1 p + M^2 \sigma_r / L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + \frac{M}{L_2} \begin{bmatrix} -\sigma_r & -\omega_r \\ \omega_r & -\sigma_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{d2} \\ \Psi_{q2} \end{bmatrix} \quad (8.93)$$

转子磁链方程式

$$p \begin{bmatrix} \Psi_{d2} \\ \Psi_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sigma_r & \omega_1 - \omega_r \\ \omega_r - \omega_1 & -\sigma_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{d2} \\ \Psi_{q2} \end{bmatrix} + M\sigma_r \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} \quad (8.94)$$

### 8.8.2 控制器数学模型

定子电压仿真模型

$$\begin{bmatrix} u_{d1}^* \\ u_{q1}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1^* + \sigma^* L_1^* p + M^{*2} \sigma_r^* / L_2^* & -\omega_1^* \sigma^* L_1^* \\ \omega_1^* \sigma^* L_1^* & R_1^* + \sigma^* L_1^* p + M^{*2} \sigma_r^* / L_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1}^* \\ i_{q1}^* \end{bmatrix} + \frac{M^*}{L_2^*} \begin{bmatrix} -\sigma_r^* & -\omega_r^* \\ \omega_r^* & -\sigma_r^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{d2}^* \\ \Psi_{q2}^* \end{bmatrix} \quad (8.95)$$

按最小阶观测器构成法,采用定子电压预测误差构成磁通观测器

$$p \begin{bmatrix} \Psi_{d2}^* \\ \Psi_{q2}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sigma_r^* & \omega_1^* - \omega_r^* \\ \omega_r^* - \omega_1^* & -\sigma_r^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{d2}^* \\ \Psi_{q2}^* \end{bmatrix} + M^* \sigma_r^* \begin{bmatrix} i_{d1}^* \\ i_{q1}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_1 & -k_2 \\ k_2 & k_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d1}^* - u_{d1} \\ u_{q1}^* - u_{q1} \end{bmatrix} \quad (8.96)$$

观测器增益矩阵  $K$  采用不对称结构,对转子电阻变化为最低感度,  $u_{d1}^*, u_{q1}^*$  为控制器指令值,  $u_{d1}, u_{q1}$  为电机实际值。

速度控制器采用 PI 控制,转矩电流指令值为

$$i_{q1}^* = K_P (\omega_r^* - \omega_r) + K_I \int (\omega_r^* - \omega_r) dt \quad (8.97)$$

理想矢量控制时,  $\Psi_{q2}^* = 0$ 。由式(8.96)得

$$p \Psi_{d2}^* = -\sigma_r^* \Psi_{d2}^* + M^* \sigma_r^* i_{d1}^* + k_1 (u_{d1}^* - u_{d1}) - k_2 (u_{q1}^* - u_{q1}) \quad (8.98)$$

$$\omega_1^* = \omega_r + M^* \sigma_r^* i_{q1}^* / \Psi_{d2}^* + k_2 (u_{d1}^* - u_{d1}) / \Psi_{d2}^* + k_1 (u_{q1}^* - u_{q1}) / \Psi_{d2}^* \quad (8.99)$$

式(8.98)、式(8.99)与间接型矢量控制式(8.64)、式(8.65)相比,增加了预测误差修正项。

基于磁通观测器的异步电动机矢量控制系统的结构如图 8.23 所示。

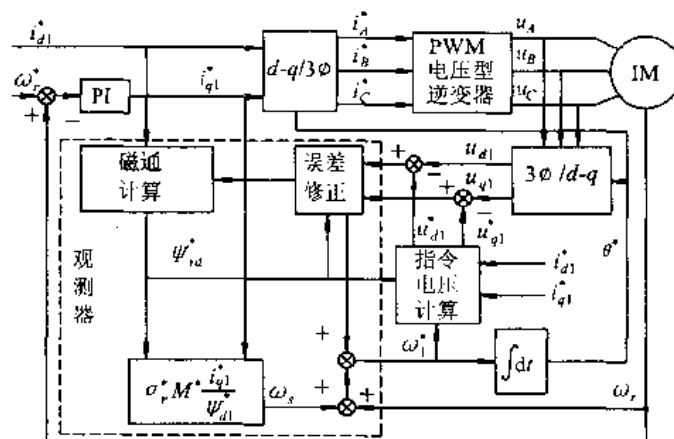


图 8.23 磁通观测器矢量控制系统结构图

异步电动机的实际转矩为

$$T_e = pM(i_{q1}^* \Psi_{d2} - i_{d1}^* \Psi_{q2}) / L_2 \quad (8.100)$$



计算机指令转矩为

$$T_r^* = pMi_{q1}^* \Psi_{d2}^* / L_2 \quad (8.101)$$

稳态转矩误差

$$TGOSA = \frac{|T_r - T_r^*|}{T_r^*} \quad (8.102)$$

图 8.24 是当定转子电阻实际值与指令值不一致,为 2 倍时,高速为  $n=1000\text{r/min}$  和低速为  $n=20\text{r/min}$  两种情况下稳态转矩误差与观测器增益( $k_1, k_2$ )的关系曲线图。当  $k_1=k_2=0$  时,即为无磁通观测器的情况下,稳态转矩误差为最大。合理选择观测器增益,可以把稳态误差减小到最低程度。

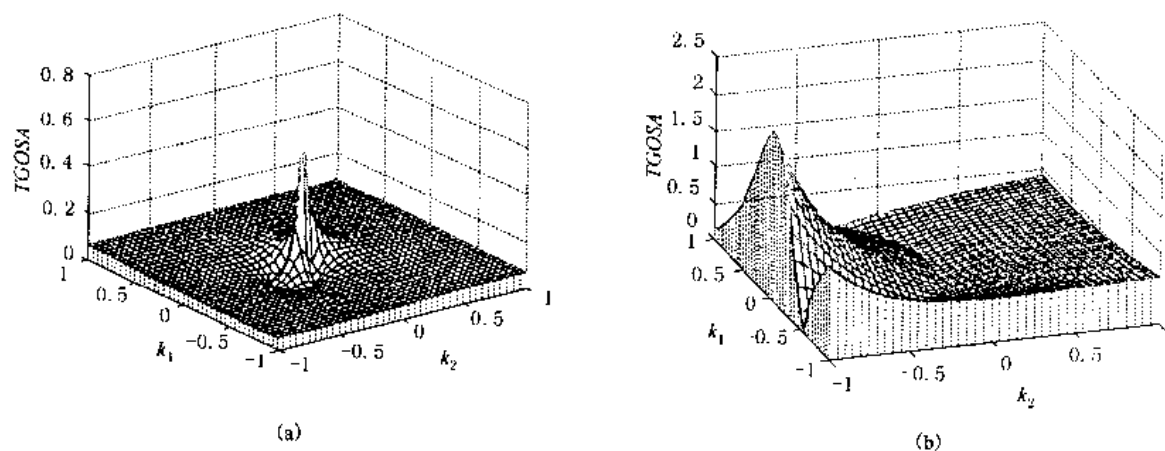


图 8.24  $TGOSA=f(k_1, k_2)$  三维图

(a)  $n=1000\text{r/min}$ ; (b)  $n=20\text{r/min}$

图 8.25 是定转子电阻实际值与指令值不一致,为 1.5 倍时的负载转矩阶跃响应曲线。 $k_1=k_2=0$  为无观测器; $k_1=-1.0, k_2=0.5$  为有观测器。当负载转矩发生阶跃时,图中分别给出了无观测器和有观测器时所对应的转矩电流指令值  $i_{q1}^*$ 、转速  $n_r$ 、转子磁链  $\Psi_2$ 、电磁转矩  $T_r$  及电磁转矩指令值  $T_r^*$  的动态响应曲线,无观测器的用虚线表示。在负载发生阶跃时,电磁转矩与转子磁链将发生振荡,转矩电流指令值  $i_{q1}^*$ 、转子磁链  $\Psi_2$ 、电磁转矩指令值  $T_r^*$  都发生误差。显然,使用磁通观测器的矢量控制对定转子电阻的变化具有鲁棒性,它能改善控制系统的动静态特性。

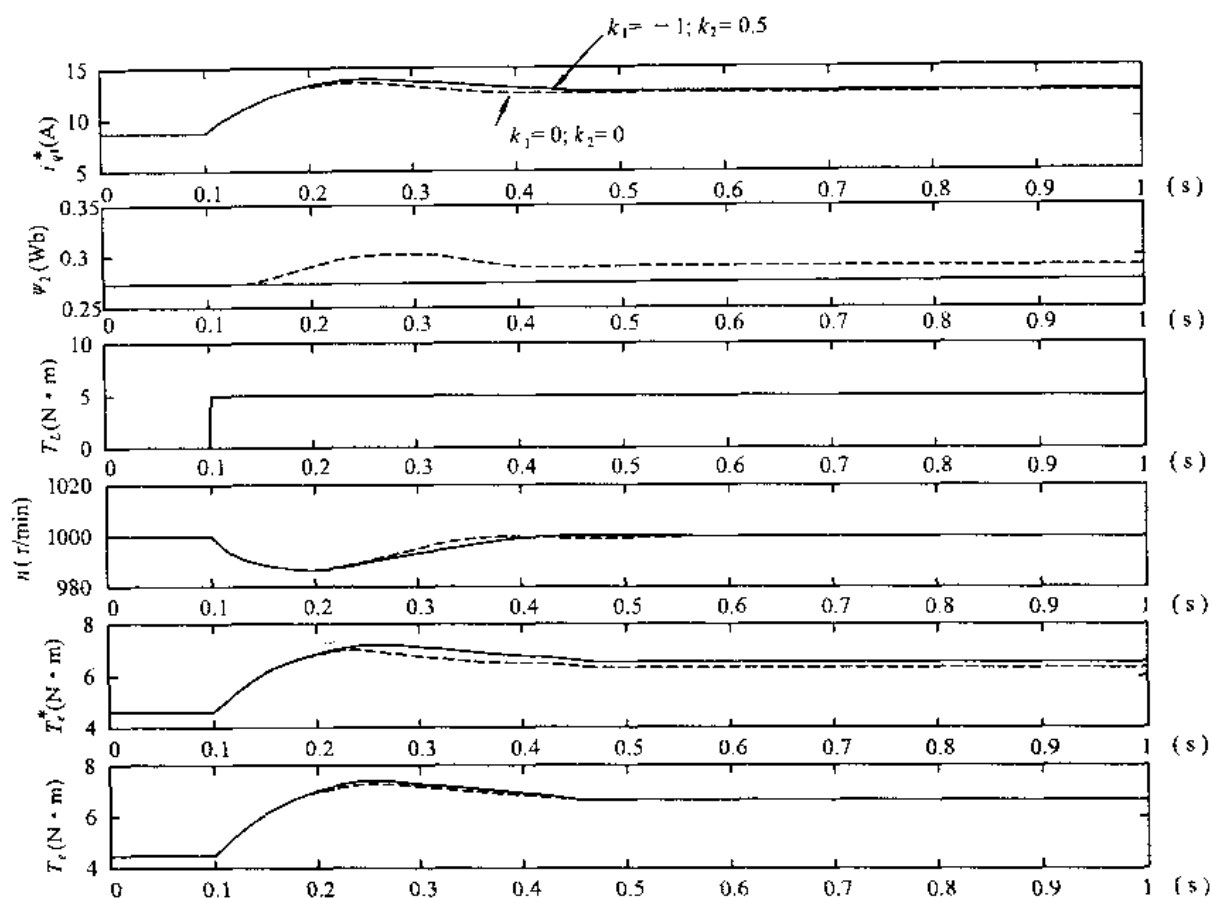


图 8.25 负载转矩阶跃时的动态响应曲线

## 8.9 矢量控制的参数计算

### 8.9.1 异步电机参数计算

设异步电动机为 Y 接, 异步电动机空载等效电路如图 8.26 所示。

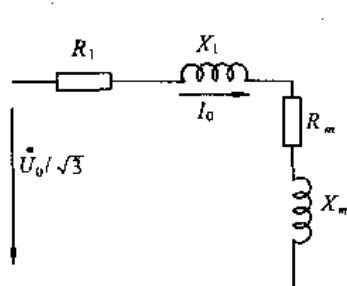


图 8.26 空载等效电路图

$P_0$ ——三相空载损耗;

$P_{mec}$ ——机械损耗。

空载阻抗

$$Z_0 = U_0 / (\sqrt{3} I_0) \quad (8.103)$$

式中  $U_0$ ——空载线电压;

$I_0$ ——空载线电流。

$$R_1 + R_m = \frac{P_0 - P_{mec}}{3I_0^2} \quad (8.104)$$

式中  $R_1$ ——定子相电阻;

$R_m$ ——励磁电阻;

$$X_1 + X_m = \sqrt{Z_0^2 - (R_1 + R_m)^2} \quad (8.105)$$

式中  $X_1$ ——定子相漏电抗；

$X_m$ ——励磁电抗。

异步电动机短路等效电路如图 8.27 所示。

短路阻抗

$$Z_k = U_k / (\sqrt{3} I_k) \quad (8.106)$$

式中  $U_k$ ——短路线电压；

$I_k$ ——短路线电流。

短路电阻

$$R_k = R_1 + R_2 = \frac{P_k}{3I_k^2} \quad (8.107)$$

式中  $P_k$ ——三相短路损耗；

$R_2$ ——转子相电阻。

短路电抗

$$X_k = X_1 + X_2 = \sqrt{Z_k^2 - R_k^2} \quad (8.108)$$

式中  $X_2$ ——转子相漏电抗。

一般定子相电阻  $R_1$  可直接测得,故可求出  $R_2$ 。又因为  $X_1 = X_2 = \frac{1}{2} X_k$ ,所以励磁电抗  $X_m = X_1 + X_m - \frac{1}{2} X_k$ 。

定转子漏电抗

$$l_1 = l_2 = \frac{X_1}{2\pi f_1} \quad (8.109)$$

式中  $f_1$ ——定子电源频率。

等效互感为

$$M = \frac{X_m}{2\pi f_1} \quad (8.110)$$

等效自感

$$L_1 = l_1 + M \quad (8.111)$$

$$L_2 = l_2 + M \quad (8.112)$$

### 8.9.2 矢量控制系统励磁电流指令值 $i_{d1}^*$ 的计算

从异步电动机空载等效电路可以求得励磁电流

$$I_{d1} = \frac{U_1 / \sqrt{3}}{\sqrt{(R_1 + R_m)^2 + (X_1 + X_m)^2}} = \frac{U_1 / \sqrt{3}}{\sqrt{(R_1 + R_m)^2 + (2\pi f L_1)^2}} \quad (8.113)$$

T-I 型等效电路中的励磁电流  $I_{d1}$  并不是矢量控制系统中的励磁电流指令值  $i_{d1}^*$ , 这是两个完全不同的概念。前者是三相对称交流电路中的一相等效电路中的物理量,  $I_{d1}$  是交流量; 后者是以同步角速度  $\omega_1$  旋转的  $dq$  轴旋转坐标系下的物理量,  $i_{d1}^*$  是直流量。在电流跟踪矢量控制系统中, 理想状态应该是电机定子电流实际值  $i_1$  快速跟踪计算机控制器的定子电流指令值  $i_1^*$ 。在控制器中, 励磁电流  $i_{d1}^*$ 、转矩电流  $i_{q1}^*$  与定子电流  $i_1^*$  的关系为

$$i_1^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{i_{d1}^{*2} + i_{q1}^{*2}} \sin[\theta^* + \arctan(i_{q1}^*/i_{d1}^*)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{i_{d1}^{*2} + i_{q1}^{*2}} \sin\theta_f^* \quad (8.114)$$

式中  $\theta_f^*$  —— 控制器定子 A 相电流相位角指令值。

当空载时, 电机不输出转矩, 转矩电流指令值  $i_{q1}^* = 0$ , 此时定子电流

$$i_1^* = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{d1}^* \sin\theta_f^* \quad (8.115)$$

定子相电流有效值  $I_1^*$  与最大值的关系

$$I_1^* = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{d1}^* / \sqrt{2} = \sqrt{\frac{1}{3}} i_{d1}^* \quad (8.116)$$

在图 8.33 的 T-I 型等效电路中, 将空载时电流  $I_{q1} = 0$  和  $I_{d1} = I_1 = I_1^*$  代入式(8.116), 得到励磁电流指令值

$$i_{d1}^* = \sqrt{3} I_{d1} \quad (8.117)$$

由式(8.113)计算等效电路中的  $I_{d1}$ , 即可求得矢量控制系统控制器的励磁电流指令值  $i_{d1}^*$  以及转子磁链

$$\Psi_{d2}^* = M i_{d1}^* \quad (8.118)$$

**【例题】** 已知一台日本制造的电机, 其参数为  $P_N = 2.2\text{kW}$ ,  $U_{1N} = 220\text{V}$ ,  $I_{1N} = 8.6\text{A}$ ,  $f_1 = 60\text{Hz}$ ,  $2p = 4$ ,  $n_N = 1720\text{r/min}$ ,  $R_1 = 0.662\Omega$ ,  $R_2 = 0.645\Omega$ ,  $L_1 = 0.086\text{H}$ ,  $L_2 = 0.086\text{H}$ ,  $M = 0.082\text{H}$ ,  $P_0 = 0.1P_N$ ,  $R_m = 0.1X_m$ 。

**解** 等效电路中的励磁电流

$$\begin{aligned} I_{d1} &= \frac{U_1 / \sqrt{3}}{\sqrt{(R_1 + R_m)^2 + (2\pi f L_1)^2}} \\ &= \frac{220 / \sqrt{3}}{\sqrt{(0.662 + 0.1 \times 2\pi \times 60 \times 0.082)^2 + (2\pi \times 60 \times 0.086)^2}} \\ &= 3.89\text{A} \end{aligned}$$

矢量控制中的励磁电流

$$i_{d1}^* = \sqrt{3} I_{d1} = \sqrt{3} \times 3.89 = 6.74\text{A}$$

额定转矩

$$T_e = 9550 \frac{P_N + P_0}{n_N} = 9550 \times \frac{2.2 + 0.22}{1720} = 13.44\text{N} \cdot \text{m}$$

矢量控制电磁转矩

$$T_e = p \frac{M^2}{L_2} i_{d1}^* i_{q1}^*$$

转矩电流

$$i_{q1}^* = \frac{T_e \times L_2}{p M^2 i_{d1}^*} = \frac{13.44 \times 0.086}{2 \times 0.082^2 \times 6.74} = 12.75\text{A}$$

定子电流额定值

$$I_{1N} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{i_{d1}^{*2} + i_{q1}^{*2}} / \sqrt{2} = \sqrt{i_{d1}^{*2} + i_{q1}^{*2}} / \sqrt{3} = \sqrt{6.74^2 + 12.75^2} / \sqrt{3} = 8.33\text{A}$$

上述计算的定子电流额定值与铭牌上的额定值基本接近。

## 8.10 数字控制系统算法

### 8.10.1 基本算法

微分方程式的离散化有很多方法,龙格-库塔法是其中之一。但是在控制器中,复杂运算将耗费时间,有时候在采样周期(200μs)内还不能结束,因此一般采用欧拉法计算。

欧拉法有前进欧拉法与后退欧拉法两种。后退欧拉法具有抗失真性强、算法稳定性强的优点,但是需要解连列方程组,往往运算较复杂。而前进欧拉法恰好相反,算法简单,因此原则上尽可能采用后退欧拉法计算,而计算复杂的部分采用前进欧拉法,这最好先用仿真来进行确认。

设微分方程式

$$p(x) = f(x) \quad (8.119)$$

(1) 前进欧拉法

$$\frac{x^k - x^{k-1}}{T_c} = f(x^{k-1})$$

式中,  $T_c$  为采样周期。

则

$$x^k = x^{k-1} + T_c f(x^{k-1}) \quad (8.120)$$

已知  $k-1$  时刻的  $x^{k-1}$  值,可以计算  $k$  时刻的  $x^k$  值。

(2) 后退欧拉法

$$\frac{x^k - x^{k-1}}{T_c} = f(x^k) \quad (8.121)$$

因为要解上述方程式才能求  $x^k$ , 往往运算较复杂。

(3) 修正欧拉法(二次龙格-库塔法)

$$\begin{aligned} x^k &= x^{k-1} + \frac{T_c}{2} \{f(x^{k-1}) + f[x^{k-1} + T_c f(x^{k-1})]\} \\ &= x^{k-1} + \frac{T_c}{2} \{f(x^{k-1}) + f(x^k)\} \end{aligned} \quad (8.122)$$

式(8.122)比式(8.120)和式(8.121)运算精度高得多,但运算时间相对要长一点。

### 8.10.2 PI 控制器算法

图 8.28 为 PI 控制器结构图,其数字模型为

$$y = \left( K_p + \frac{K_I}{p} \right) e \quad (8.123)$$

式中,  $e$  为输入误差,  $y$  为输出量,  $K_p$ 、 $K_I$  分别为比例和积分系数,  $p$  为微分算子。

式(8.123)写成如下

$$p(y - K_p e) = K_I e \quad (8.124)$$

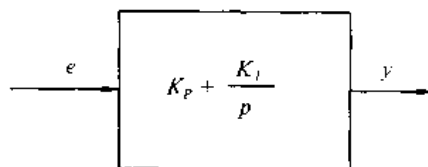


图 8.28 PI 结构图

对式(8.124)的算法有下列三种:

(1) 前进欧拉法

$$\frac{y^k - K_p e^k - y^{k-1} + K_p e^{k-1}}{T_c} = K_I e^{k-1}$$

所以

$$y^k = y^{k-1} + K_p e^k - (K_p - K_I T_c) e^{k-1} \quad (8.125)$$

(2) 后退欧拉法

$$\frac{y^k - K_p e^k - y^{k-1} + K_p e^{k-1}}{T_c} = K_I e^k$$

所以

$$y^k = y^{k-1} + (K_p + K_I T_c) e^k - K_p e^{k-1} \quad (8.126)$$

(3) 修正欧拉法

$$y^k = y^{k-1} + \left( K_p + \frac{T_c}{2} K_I \right) e^k - \left( K_p - \frac{T_c}{2} K_I \right) e^{k-1} \quad (8.127)$$

式(8.127)比式(8.125)、式(8.126)计算精度要高。

### 8.10.3 矢量控制系统的控制器参数算法

以图 8.17 带直流控制环的转差频率矢量控制系统为例。控制器数学模型为

$$\omega_1^* = \omega_r + \frac{\sigma_r^*}{i_{d1}^*} i_{q1}^* \quad (8.128)$$

电流调节器

$$u_{d1}^* = \left( K_p + \frac{K_I}{p} \right) (i_{d1}^* - i_{d1}) \quad (8.129)$$

$$u_{q1}^* = \left( K_p + \frac{K_I}{p} \right) (i_{q1}^* - i_{q1}) \quad (8.130)$$

速度调节器

$$i_{q1}^* = \left( K_s + \frac{K_I}{T_s p} \right) (\omega_r^* - \omega_r) \quad (8.131)$$

式中,  $K_s$ 、 $\frac{K_I}{T_s}$  为速度调节器的比例、积分系数。

采用后退欧拉法对控制器参数进行计算:

$\omega_1^*$  运算:

式(8.128)为无微分算子,只要代入  $k-1$  即可,运算简单。

$$\omega_1^{*k-1} = \omega_r^{k-1} + \frac{\sigma_r^*}{i_{d1}^*} i_{q1}^{*k-1} \quad (8.132)$$

电流调节器 PI 控制运算:

式(8.129)、式(8.130)按照式(8.126)写成

$$u_{d1}^{*k-1} = u_{d1}^{*k-2} + (K_p + K_I T_c) (i_{d1}^* - i_{d1}^{k-1}) - K_p (i_{d1}^* - i_{d1}^{k-2}) \quad (8.133)$$

$$u_{q1}^{*k-1} = u_{q1}^{*k-2} + (K_p + K_I T_c) (i_{q1}^* - i_{q1}^{k-1}) - K_p (i_{q1}^* - i_{q1}^{k-2}) \quad (8.134)$$



式中  $i_{d1}^*$ ——恒值。

速度调节器 PI 控制运算:

式(8.131)按照式(8.126)写成

$$i_{q1}^{*k+1} = i_{q1}^{*k+2} + K_r \left( 1 + \frac{T_c}{T_r} \right) (\omega_r^{*k+1} - \omega_r^{*k-1}) - K_r (\omega_r^{*k+2} - \omega_r^{*k-2}) \quad (8.135)$$

#### 8.10.4 控制器输出指令值的计算

计算机控制系统采样与计算时间如图 8.29 所示。

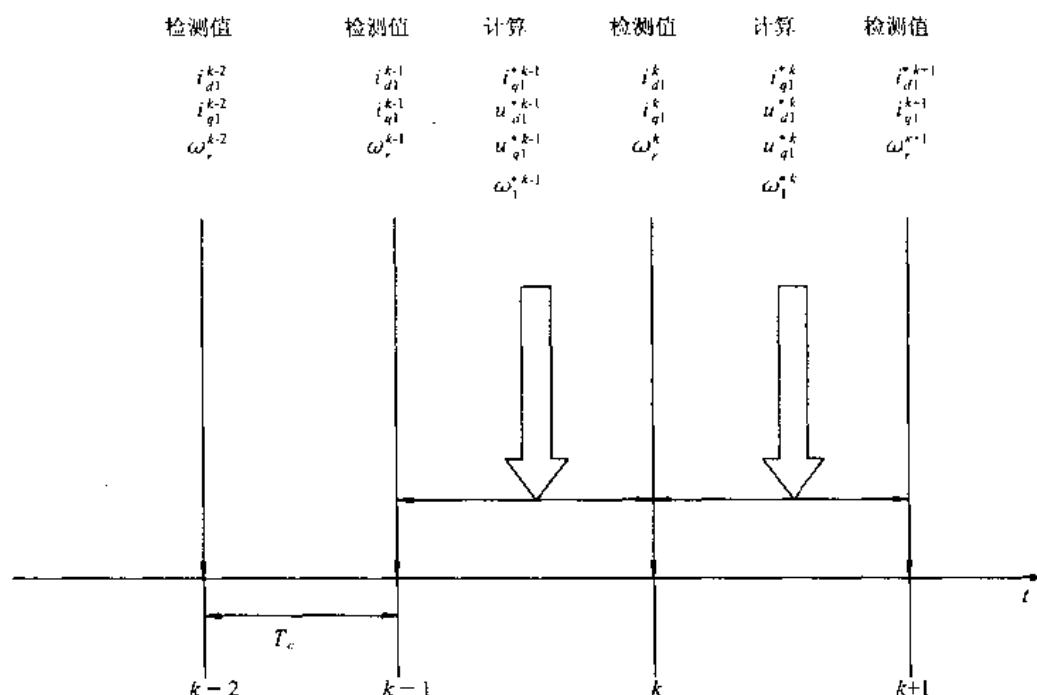


图 8.29 采样与计算时间

由图看出,检测  $k-2$ 、 $k-1$  时刻的值后,进行一次运算得  $i_{q1}^{*k-1}$ 、 $u_{d1}^{*k-1}$ 、 $u_{q1}^{*k-1}$ 、 $\omega_1^{*k-1}$ 。

在  $k-1$  时刻:

(1) 检测三相电流  $i_A^{k-1}$ 、 $i_B^{k-1}$ 、 $i_C^{k-1}$ , 转速  $\omega_r^{k-1}$ ;

(2) 计算  $i_{d1}^{k-1}$ 、 $i_{q1}^{k-1}$ 。

用  $3\phi/d-q$  坐标变换求得  $i_{d1}^{k-1}$ 、 $i_{q1}^{k-1}$ 。

$$\begin{bmatrix} i_{d1}^{k-1} \\ i_{q1}^{k-1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin\theta^{*k-1} & \sin\left(\theta^{*k-1} - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta^{*k-1} + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\theta^{*k-1} & \cos\left(\theta^{*k-1} - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta^{*k-1} + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A^{k-1} \\ i_B^{k-1} \\ i_C^{k-1} \end{bmatrix} \quad (8.136)$$

式(8.136)中  $\theta^{*k-1}$  按照  $k-1 \sim k$  时间段的参数算法计算。

在  $k-1 \sim k$  时间段:

(1) 用式(8.135)计算  $i_{q1}^{*k-1}$ ;

(2) 用式(8.133)和式(8.134)计算  $u_{d1}^{*k-1}$ 、 $u_{q1}^{*k-1}$ ;

(3) 用式(8.132)计算  $\omega_1^{*k-1}$ ;

(4) 用下式计算  $\theta^{*k}$

$$\theta^{*k} = \theta^{*k-1} + \omega_1^{*k-1} T_c \quad (8.137)$$

(5) 用下式计算  $u_A^{*k-1}$ 、 $u_B^{*k-1}$ 、 $u_C^{*k-1}$

$$\begin{bmatrix} u_A^{*k-1} \\ u_B^{*k-1} \\ u_C^{*k-1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin\theta^{*k+\frac{1}{2}} & \cos\theta^{*k+\frac{1}{2}} \\ \sin\left(\theta^{*k+\frac{1}{2}} - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta^{*k+\frac{1}{2}} - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\theta^{*k+\frac{1}{2}} + \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta^{*k+\frac{1}{2}} + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d1}^{*k-1} \\ u_{q1}^{*k-1} \end{bmatrix} \quad (8.138)$$

式中

$$\theta^{*k+\frac{1}{2}} = \theta^{*k} + \frac{1}{2} T_c \omega_1^{*k-1} \quad (8.139)$$

利用  $k-2$ 、 $k-1$  时刻的检测值计算  $k-1 \sim k$  时间段的  $i_{q1}^{*k-1}$ 、 $u_{d1}^{*k-1}$ 、 $u_{q1}^{*k-1}$  和  $\omega_1^{*k-1}$ 。依次类推可以计算  $k \sim k+1$  时段的各参考值。为提高计算精度,  $\theta^{*k+\frac{1}{2}}$  可按式计算

$$\left. \begin{aligned} \theta^{*k+\frac{1}{2}} &= \theta^{*k} + \frac{1}{2} T_c \omega_1^{*k} \\ \hat{\omega}_1^{*k} &= 2\omega_1^{*k-1} - \omega_1^{*k-2} \end{aligned} \right\} \quad (8.140)$$

由式(8.138)求得的三相电压指令值  $u_A^{*k-1}$ 、 $u_B^{*k-1}$ 、 $u_C^{*k-1}$  进入 PWM 发生器进行 PWM 控制。在 TMS320F240DSP 系统中, 只要使  $u_{d1}^{*k-1}$ 、 $u_{q1}^{*k-1}$  旋转变换成  $u_{a1}^{*k-1}$ 、 $u_{\beta 1}^{*k-1}$ , 进入 F240 的事件管理器(EV), 直接转换成空间电压矢量对 PWM 电压型逆变器的开关进行控制。数字控制器中的  $d$ - $q/\alpha$ - $\beta$  旋转变换式为

$$\begin{bmatrix} u_{a1}^{*k-1} \\ u_{\beta 1}^{*k-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta^{*k+\frac{1}{2}} & -\sin\theta^{*k+\frac{1}{2}} \\ \sin\theta^{*k+\frac{1}{2}} & \cos\theta^{*k+\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d1}^{*k-1} \\ u_{q1}^{*k-1} \end{bmatrix} \quad (8.141)$$

### 本章小结

(1) T 型等效电路并不是异步电机唯一的等效电路, 从定子侧看输入阻抗相同的等效电路在理论上应该有无数个, 从中可以选用对控制有用的等效电路。

(2) 坐标变换是矢量运算的基础, 坐标变换分静止坐标变换  $3\phi/\alpha$ - $\beta$  和旋转坐标变换  $3\phi/d$ - $q$ 、 $\alpha$ - $\beta/d$ - $q$ 。前者是简单的数值变换, 后者是复杂的三角变换。

(3) 异步电机在静止坐标系的物理量是交流量, 在旋转坐标系的物理量是直流量。

(4) 根据异步电机在  $\alpha$ - $\beta$  轴系和  $d$ - $q$  轴系的数学模型, 可以分为直接型矢量控制和间接型矢量控制。

(5) 根据计算机控制器输出的指令值是电流还是电压可分为电流源驱动矢量控制系统和电压源驱动矢量控制系统。

(6) 根据电流控制环的性质, 可分为交流电流控制环矢量控制系统和直流电流控制环矢量控制系统, 动态响应后者优越前者。

(7) 根据有无速度传感器, 可分为有速度传感器矢量控制系统和无速度传感器矢量控制系统。

(8) 根据速度推算方法, 可分为速度推算与矢量控制各自独立进行和两者同时进行。

(9) 应用现代控制理论可以改善矢量控制的特性。

### 习 题

- 8.1 试从 T 型等效电路建立矩阵电压方程式。  
 8.2 为什么 T 型等效电路并不是异步电机唯一的等效电路？  
 8.3 为什么 T-1 型等效电路可以作为代表矢量控制用等效电路？  
 8.4 异步电动机坐标变换有几种类型？三相静止坐标、二相静止坐标、二相旋转坐标中的电流、电压分别为何种物理量？为什么？

8.5 已知矩阵  $C_{3\phi/d-q} = k \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$ , 且  $C_{3\phi/d-q} \cdot C_{3\phi/d-q}^T = E$ , 试求变换系数  $k$ 。

8.6 试证明：当三相电压  $u_A, u_B, u_C$  和三相电流  $i_A, i_B, i_C$  为三相对称电压和三相对称电流时，3 $\phi$ /d-q 变换矩阵可写成

$$C_{3\phi/d-q} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin\theta & \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta - \frac{4}{3}\pi\right) \\ \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta - \frac{4}{3}\pi\right) \end{bmatrix}$$

- 8.7 矢量控制的基本思路是什么？  
 8.8 什么叫等效自感和等效互感？它们之间的数学关系是什么？  
 8.9 用转子磁链表示的 d-q 轴系下的异步电动机电压方程式与用转子电流表示的电压方程式相比，具有哪些优点？  
 8.10 已知 d-q 轴系的异步电动机电压方程

$$\begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + \sigma L_1 p & -\omega_1 \sigma L_1 & M p / L_2 & -\omega_1 M / L_2 \\ \omega_1 \sigma L_1 & R_1 + \sigma L_1 p & \omega_1 M / L_2 & M p / L_2 \\ -\sigma_r M & 0 & \sigma_r + p & -(\omega_1 - \omega_r) \\ 0 & -\sigma_r M & \omega_1 - \omega_r & \sigma_r + p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ \Psi_{d2} \\ \Psi_{q2} \end{bmatrix}$$

试求：在 d-q 轴系下，状态变量为定子电流  $i_1$ 、转子磁链  $\Psi_2$ ，输入量为定子电压的异步电动机状态方程。

- 8.11 什么叫电压模型？什么叫电流模型？它们各有什么缺点？  
 8.12 什么叫直接型矢量控制？什么叫间接型矢量控制？为什么说间接型矢量控制与直接型矢量控制是等效的？  
 8.13 试述矢量控制原理。  
 8.14 矢量控制系统分类有哪几种？  
 8.15 已知  $p\Psi_{d2} = -\sigma_r \Psi_{d2} + \sigma_r M i_{d1}$ ，试求传递函数  $W(S) = \frac{i_{d1}(S)}{\Psi_{d2}(S)}$ 。  
 8.16 电流源驱动矢量控制系统有哪些特点？  
 8.17 什么叫非干涉控制？电压源驱动矢量控制系统有哪些特点？  
 8.18 直流电流控制环的矢量控制系统与交流电流控制环的矢量控制系统，结构上有什么不同？哪种方法好？为什么？  
 8.19 无速度传感器矢量控制系统的速度推算有几种方法？各有什么特点？  
 8.20 什么叫 MRAS 速度推算器？试画出其结构图。  
 8.21 什么叫磁通观测器？它与磁通仿真器有什么区别？它有什么优点？  
 8.22 已知异步电机铭牌： $P_N = 10\text{kW}$ ,  $U_N = 380\text{V}$ ,  $I_N = 19.8\text{A}$ , Y 型接法,  $f_1 = 50\text{Hz}$ ,  $R_1 = 0.5\Omega$ ,  $n_N =$

1450r/min,  $2p=4$ 。

空载试验:  $U_{10}=380\text{V}$ ,  $I_{10}=5.4\text{A}$ ,  $P_0=425\text{W}$ ,  $P_{\text{mec}}=170\text{W}$ 。

短路试验:  $U_{1k}=130\text{V}$ ,  $I_{1k}=19.8\text{A}$ ,  $P_{1k}=1050\text{W}$ 。

试计算电机参数:  $R_2$ 、 $L_1$ 、 $L_2$ 、 $M$ 、 $i_{d1}$ 。

8.23 微分方程式离散化有几种方法? 试写出微分方程式  $\dot{p}(x)=f(x)$  对应的几种离散化算法表达式。

8.24 试写出直流控制环矢量控制系统的电流调节器与速度调节器的数学模型, 并写出前进欧拉法的算法表达式。

## 9 直接转矩控制(DTC)技术

### 本章提要

直接转矩控制技术是继矢量控制技术之后又一种交流电机高性能控制技术。直接转矩控制理论以其新颖简单的控制思想,简洁明了的系统结构,优良的动、静态性能脱颖而出,得到了普遍的关注和迅速发展。本章主要介绍直接转矩控制原理和系统结构,并对几个关键技术问题作了较详细说明。第一节从异步电动机空间矢量等效电路出发,导出空间电压方程,应用空间矢量描述的电磁转矩阐明直接转矩控制机理。第二节先介绍逆变器开关状态和空间电压矢量的关系,在此基础上讲述定子电压矢量对定子磁链和转矩的调节作用。第三节介绍直接转矩控制系统的基本组成及其工作原理,说明了开关状态选择表的使用。对决定系统性能关键的电磁转矩模型和定子磁链模型的数学表达式以及对应的模型结构作了详细介绍。第四节介绍无速度传感器直接转矩控制,着重阐明速度推算器的构成思路,给出速度推算公式以及对应的速度推算器结构。

**关键词:** 直接转矩控制,空间电压矢量,电磁转矩,定子磁链,无速度传感器,性能比较。

**核心问题:** 直接转矩控制机理,逆变器开关状态量选择,电磁转矩与定子磁链控制,定子磁链推算,速度推算,运算结构图。

### 9.1 直接转矩控制机理

在直接转矩控制中,常采用空间矢量的数学分析方法。设 $\alpha$ 轴为实轴 $R$ , $\beta$ 轴为虚轴 $j$ ,则电压空间矢量 $u$ 在 $\alpha$ - $\beta$ 轴系的表示为 $u=u_\alpha+j u_\beta$ ,如图9.1所示。

图9.2是异步电机的空间矢量等效电路图,该等效电路是在 $\alpha$ - $\beta$ 坐标系上描述异步电动机的。图中: $u_1$ 是定子电压空间矢量, $i_1$ 、 $i_2$ 是定转子电流空间矢量, $L_\sigma=l_1+l_2$ 是总漏感, $p\Psi_1$ 、 $p\Psi_2$ 是定转子磁链空间矢量微分, $j\omega_r\Psi_2$ 是转子反电势空间矢量, $\omega_r$ 是转子角速度。

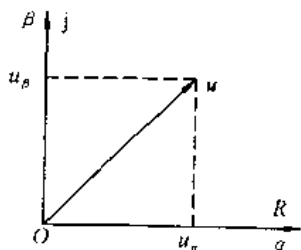


图 9.1 空间矢量分量的定义

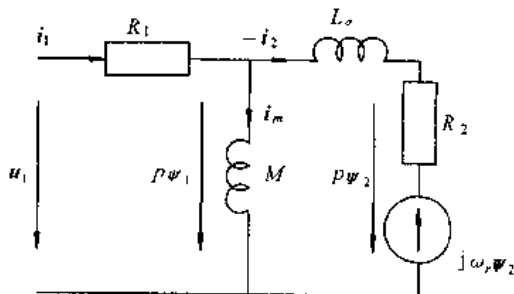


图 9.2 异步电机空间矢量等效电路

根据以上规定,异步电动机在定子坐标空间矢量电压方程为

$$u_1 = R_1 i_1 + p \Psi_1 \quad (9.1)$$

$$p \Psi_2 = R_2 i_2 + j \omega_r \Psi_2 \quad (9.2)$$

由式(9.1)得定子磁链

$$\Psi_1 = \int (u_1 - R_1 i_1) dt \quad (9.3)$$

用三相交流量表示瞬时空间矢量时,定子的电流和磁链的空间矢量为

$$i_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} (i_A + i_B e^{j\frac{2}{3}\pi} + i_C e^{j\frac{4}{3}\pi}) \quad (9.4)$$

$$\Psi_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} (\Psi_A + \Psi_B e^{j\frac{2}{3}\pi} + \Psi_C e^{j\frac{4}{3}\pi}) \quad (9.5)$$

转子的电流和磁链的空间矢量为

$$i_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} (i_a + i_b e^{j\frac{2}{3}\pi} + i_c e^{j\frac{4}{3}\pi}) \quad (9.6)$$

$$\Psi_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} (\Psi_a + \Psi_b e^{j\frac{2}{3}\pi} + \Psi_c e^{j\frac{4}{3}\pi}) \quad (9.7)$$

则用空间矢量描述的转矩公式为

$$T = K_1 \Psi_1 \times i_1 = K_2 \Psi_1 \times \Psi_2 = K_2 \Psi_1 \Psi_2 \sin \theta \quad (9.8)$$

式中  $K_1, K_2$ ——转矩系数;

$\theta$ —— $\Psi_1$  与  $\Psi_2$  在定子( $\alpha$ - $\beta$ )坐标系中的夹角,称磁通角 $\theta$ ,如图9.3所示。

为充分利用电动机铁心,保持定子磁链  $\Psi_1$  幅值为额定值,而转子磁链  $\Psi_2$  幅值则由负载决定,那么要改变电动机转矩的大小,可以通过改变磁通角 $\theta$ 的大小来实现。

在直接转矩控制中可以通过控制定子电压空间矢量  $u_1$  来控制定子磁链  $\Psi_1$  的旋转速度。由式(9.2)可知,  $u_1$  和  $\Psi_2$  无直接关系,因此转子磁链的旋转速度不会突变,

从而改变磁通角 $\theta$ 的大小,达到改变转矩的目的。在直接转矩控制中,只需在一拍内就可以实现  $u_1$  有明确目的的突变,使转矩迅速变化,因此动态性能好,这是传统矢量控制无法做到的。

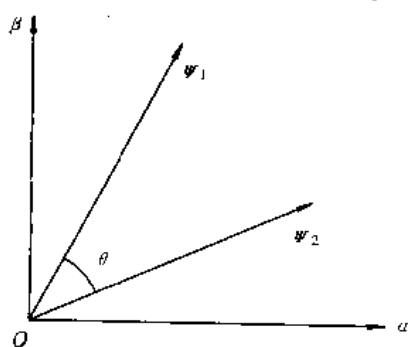


图 9.3 磁链矢量图

## 9.2 定子电压矢量与定子磁链

### 9.2.1 逆变器的开关状态和空间电压矢量

用电压型逆变器供电的交流调速系统示意图如图9.4所示,假设逆变器的功率开关器件用开关  $S_A, S_B, S_C$  来代替,并且当逆变器上臂开关接通时,  $S_A$  (或  $S_B, S_C$ ) = 1, 下臂开关接通时,  $\bar{S}_A$  (或  $\bar{S}_B, \bar{S}_C$ ) = 0, 每一个桥臂的上下两个开关器件是互补动作的。则定子各相端电压对中性点分别为  $\frac{1}{2}U_d$  或者  $-\frac{1}{2}U_d$ 。



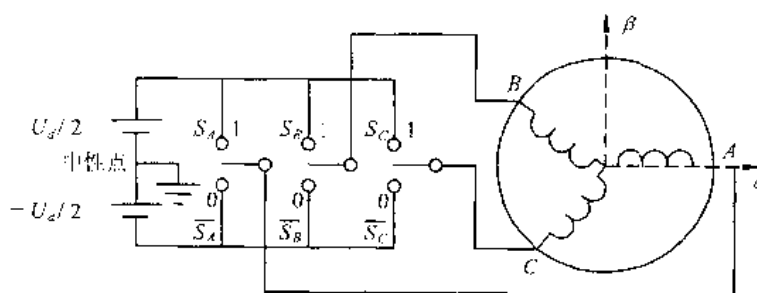


图 9.4 电压型逆变器供电的交流调速系统示意图

把定子三相对称绕组等效变换成两相绕组，设  $\alpha$  轴与  $A$  相绕组轴线重叠，如图 9.4 所示，两相绕组的相电压为  $u_\alpha, u_\beta$ ，用复数表示  $u = u_\alpha + ju_\beta$ ，称  $u$  为瞬时空间电压矢量。用三相开关量表示瞬时空间电压矢量为

$$u(S_A, S_B, S_C) = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d (S_A + S_B e^{j\frac{2}{3}\pi} + S_C e^{j\frac{4}{3}\pi}) \quad (9.9)$$

式中， $\sqrt{\frac{2}{3}}$  为绝对变换系数。

逆变器上下臂开关组合共有  $2^3 = 8$  种状态，逆变器输出瞬时空间电压矢量分别有下列 8 种电压

$$\left. \begin{aligned} u_1(1,0,0) &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_d & u_2(1,1,0) &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_d e^{j\frac{\pi}{3}} \\ u_3(0,1,0) &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_d e^{j\frac{2\pi}{3}} & u_4(0,1,1) &= -\sqrt{\frac{2}{3}} U_d \\ u_5(0,0,1) &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_d e^{j\frac{4\pi}{3}} & u_6(1,0,1) &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_d e^{j\frac{5\pi}{3}} \\ u_0(0,0,0) &= u_7(1,1,1) & &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (9.10)$$

这些定子瞬时空间电压矢量  $u$  直接表示在  $\alpha$ - $\beta$  坐标上，如图 9.5 所示，逆变器开关状态为表 9.1 所示。

表 9.1 逆变器开关状态

状 态		工 作 状 态						零状态	
		1	2	3	4	5	6	0	7
开 关 组	$S_A$	1	1	0	0	0	1	0	1
	$S_B$	0	1	1	1	0	0	0	1
	$S_C$	0	0	0	1	1	1	0	1

由式(9.9)可以看出，空间电压矢量与电机的中点电压  $U_N$  无关，只与三相桥臂的开关状态有关。由式(9.10)和表 9.1 可以看出电压型逆变器的基本输出矢量共有 8 个( $u_0 \sim u_7$ )，其中 0 状态和 7 状态表示  $A, B, C$  三相上桥臂或下桥臂同时导通，相当于将电机定子三相绕组短接，称为零矢量，其余 6 个为非零基本矢量，称为有效矢量。这 6 个非零矢量均匀分布在

$\alpha$ - $\beta$  坐标平面上,彼此相差  $60^\circ$ ,幅值均为  $\sqrt{\frac{2}{3}}U_d$ 。

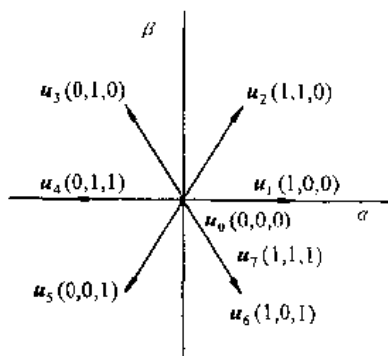


图 9.5 逆变器输出电压矢量

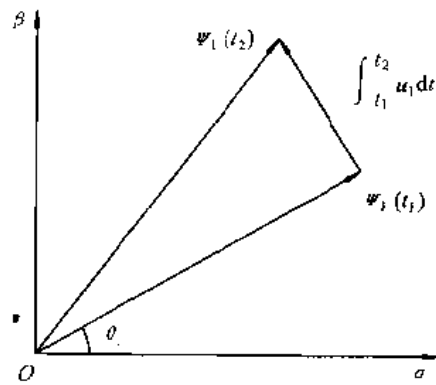


图 9.6 定子磁链  $\Psi_1$  的轨迹( $u=u_3(0,1,0)$ 的情况)

### 9.2.2 定子电压矢量对磁链和转矩的调节作用

异步电动机在不计定子电阻时的定子磁链由式(9.1)得

$$\frac{d\Psi_1}{dt} = u_1 \quad (9.11)$$

将此方程离散化,则

$$\Psi_1(t_2) = \Psi_1(t_1) + \int_{t_1}^{t_2} u_1 dt \quad (9.12)$$

定子磁链矢量  $\Psi_1$  轨迹将按式(9.12)规律变化。

图 9.6 是定子磁链  $\Psi_1$  加上瞬时空间电压矢量  $u_3(0,1,0)$  的变化轨迹,这时定子磁链  $\Psi_1$  的移动速度与直流电压  $U_d$  成正比。当定子磁链  $\Psi_1$  加上有效矢量就移动,而加上零矢量就停止移动。在转矩控制中采用开关控制,有效矢量和零矢量交替作用,实现砰-砰控制,使定子磁链  $\Psi_1$  走走停停。

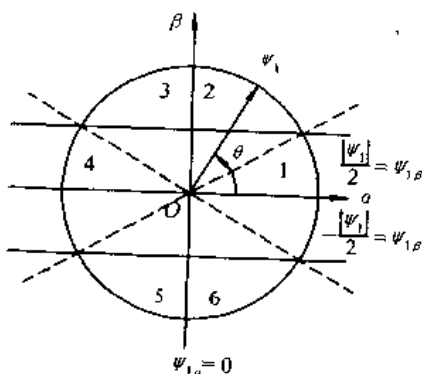


图 9.7 定子磁链  $\Psi_1$  的区域划分

选择空间电压矢量  $u$  的原则是定子磁链指令值  $\Psi_1^*$  与运算所得的定子磁链  $\Psi_1$  的绝对值之偏差必须在允许误差  $\Delta\Psi_1$  以内。由于有效矢量有 6 个,分布也是固定的。因此  $u(S_A, S_B, S_C)$  的选择不仅依赖于  $\Psi_1$  的大小,而且也决定于  $\Psi_1$  的方向。因为定子磁链  $\Psi_1$  相位每次变化  $\frac{2}{3}\pi$ , 所以按图 9.7 所示把  $\alpha$ - $\beta$  平面按  $\Psi_1$  旋转方向(逆时针)分成 6 个区域。定子磁链  $\Psi_1$  在  $\alpha$ - $\beta$  平面上的位置  $\theta$ , 根据表 9.2 的  $\theta$  判别表确定。

表 9.2 定子磁链  $\Psi_1$  的区域  $\theta$  判别表

$\Psi_{1\alpha}, \Psi_{1\beta}$ 的条件		区 域	
$\Psi_{1\alpha} \geq 0$	$-\frac{ \Psi_1 }{2} \leq \Psi_{1\beta} \leq \frac{ \Psi_1 }{2}$	1	$-\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{\pi}{6}$
$\Psi_{1\alpha} > 0$	$\frac{ \Psi_1 }{2} \leq \Psi_{1\beta} \leq  \Psi_1 $	2	$\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}$
$\Psi_{1\alpha} \leq 0$	$\frac{ \Psi_1 }{2} \leq \Psi_{1\beta} \leq  \Psi_1 $	3	$\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6}$
$\Psi_{1\alpha} < 0$	$-\frac{ \Psi_1 }{2} \leq \Psi_{1\beta} \leq -\frac{ \Psi_1 }{2}$	4	$\frac{5\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{7\pi}{6}$
$\Psi_{1\alpha} \leq 0$	$- \Psi_1  \leq \Psi_{1\beta} \leq -\frac{ \Psi_1 }{2}$	5	$\frac{7\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{3\pi}{2}$
$\Psi_{1\alpha} > 0$	$- \Psi_1  \leq \Psi_{1\beta} \leq -\frac{ \Psi_1 }{2}$	6	$\frac{3\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{11\pi}{6}$

图 9.8 是  $\Psi_1$  恒定圆形轨迹控制。图中画出了三个圆圈，虚线圆圈表示定子磁链幅值的指令值轨迹，用  $|\Psi_1^*|$  表示，两个实线圆圈表示定子磁链幅值的实际值轨迹，用  $|\Psi_1|$  表示，它们的半径之差  $2|\Delta\Psi_1|$  为允许误差。在运行中要求定子磁链  $|\Psi_1|$  能满足下列条件

$$|\Psi_1^*| - |\Delta\Psi_1| \leq |\Psi_1| \leq |\Psi_1^*| + |\Delta\Psi_1| \quad (9.13)$$

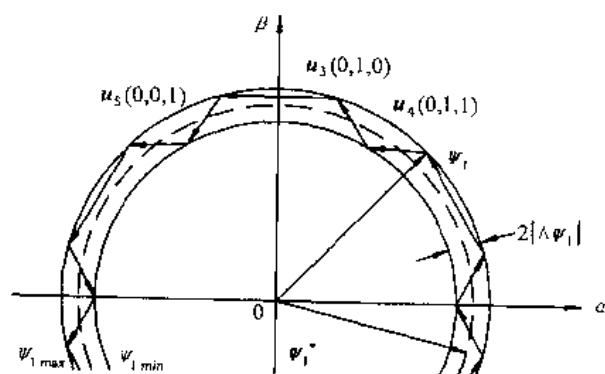


图 9.8 恒定圆形轨迹控制

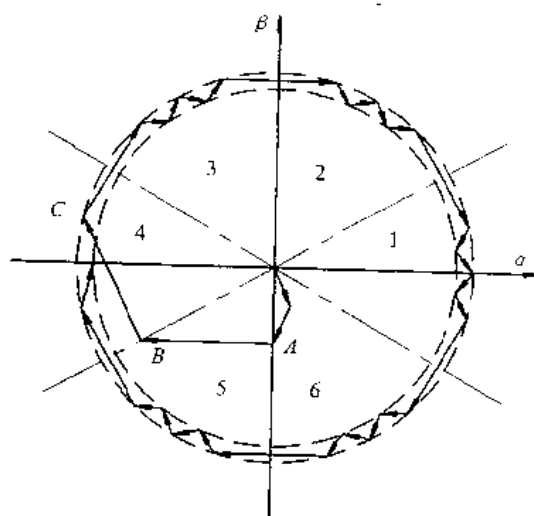


图 9.9 磁通建立过程

例如，当定子原有磁链位于  $\theta(2)$  区域内，并有  $|\Psi_1^*| + |\Delta\Psi_1|$  的值，如图 9.8 所示，如果要求  $\Psi_1$  逆时针旋转，则分别选择  $u_4(0,1,1)$  和  $u_3(0,1,0)$  就能满足式(9.13)的关系。只要定子磁链不出  $\theta(2)$  区，则反复施加  $u_4(0,1,1)$  和  $u_3(0,1,0)$ 。但是，当进入  $\theta(3)$  区后，则反复选用  $u_4(0,1,1)$  和  $u_5(0,0,1)$  才能满足式(9.13)。这种控制叫电压空间矢量 PWM 控制，也叫磁链跟踪型 PWM 控制。

在直接转矩控制下，电动机的磁通建立过程如图 9.9 所示。由此图知，电动机磁通的建立几乎在瞬间完成。在开始阶段(图中 AB、BC 段)逆变器会以同一种状态工作(即输出一个电压矢量持续较长时间)，这必将引起电动机电流的剧增，甚至超过系统所能容许的程度。因

此必须采取措施,即加入一个电流限幅器。

在直接转矩控制系统中,变压和变频都是采用插入零矢量的方法实现的,零矢量有两个,零矢量的选择应该以功率器件开关次数最少为原则。例如在  $u_6(1;0,1)$  的后面,如果选用  $u_0(0,0,0)$ ,则两相共四个开关器件改变工作状态。而选用  $u_7(1,1,1)$  时,只有一相共两个开关器件改变工作状态,显然,选用  $u_7(1,1,1)$  零矢量的方法更合理。

如前章所述,当保持异步电动机的励磁电流为常数时,电磁转矩的大小由此时的转差频率  $\omega_s$  唯一确定。也有文献指出,当保持定子磁链  $|\Psi_1|$  为常数时,电磁转矩  $T_e$  相对于转差频率  $\omega_s$  的阶跃响应为指数曲线,在  $t=0$  时的  $\left|\frac{dT_e}{dt}\right|$  取决于该瞬间  $|\omega_s|$  的大小。 $|\omega_s|$  越大,  $\left|\frac{dT_e}{dt}\right|$  也越大。而在一定大小的电动机运行速度  $\omega_r$  下,  $\omega_s$  的大小由定子磁链  $\Psi_1$  的旋转角速度  $\omega_1$  唯一确定。这表明有效矢量的切换不仅可以调节定子磁链的幅值和转速,同时也影响到转矩的大小和变化速度。而零矢量的插入不仅会造成转矩下降,而且会不可避免地造成

$\Psi_1$  的自由衰减。然而,不同的电压矢量在不同的瞬间对磁链和转矩产生的影响强弱程度是不同的,只有充分考虑到这种特点并充分加以利用,才能达到比较好的控制效果。

转矩控制也与磁链控制一样,使电磁转矩指令值  $T_e^*$  与运算的瞬时转矩  $T_e$  之偏差保持在允许误差之内进行控制,如图 9.10 所示。当转矩指令值大于运算值时,选择增加定子磁链矢量转速的电压矢量,即随转差的增加转矩也将增大。

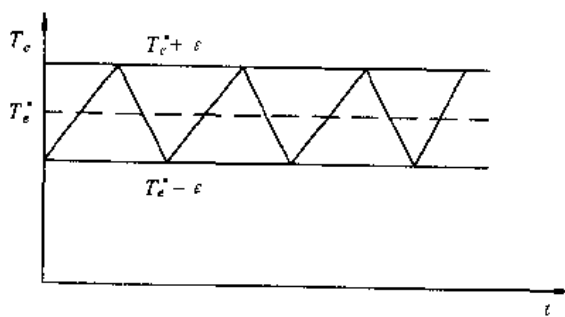


图 9.10 转矩变化曲线

## 9.3 直接转矩控制(DTC)系统

### 9.3.1 DTC 系统的组成

近年来,交流调速技术迅速发展,取得了许多创造性的成果。其中,德国 Depenbrock 教授提出的直接转矩控制(DTC)系统,如图 9.11 所示,因为具有控制手段直接、结构简单、性能优良的特点而引起了人们的极大关注。该方法主要是摒弃了矢量控制中解耦的思想,将转子磁通定向更换为定子磁通定向,由于定子磁通定向只涉及到定子电阻,因而对电机的参数的依赖性大为减小。另外,直接转矩控制通过转矩偏差和定子磁链偏差来确定电压矢量,不需要像矢量控制那样进行复杂的坐标变换,计算过程大为简化。

在图 9.11 的控制系统中,转矩指令值由速度调节器获得

$$T_e^* = K_p(\omega_r^* - \omega_r) + K_I \int (\omega_r^* - \omega_r) dt \quad (9.14)$$

磁链指令值由函数发生器获得。励磁指令值在额定转速以下,使它保持常数,超过额定转速时,则给出弱磁定子磁链值。电磁转矩  $T_e$  和定子磁链  $\Psi_1$  的实际值由定子电压、电流检测值经  $3\phi/\alpha-\beta$  转换,通过电磁转矩模型和磁链模型计算而得。

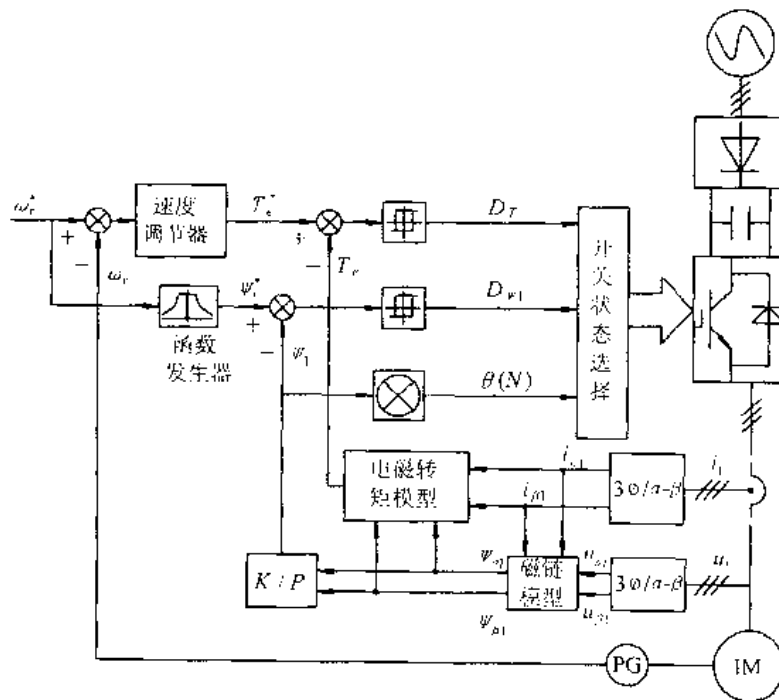


图 9.11 直接转矩控制系统基本结构

开关状态选择是由转矩、磁链滞环比较器和磁链位置检测器,即 $D_T$ 、 $D_{\psi_1}$ 和 $\theta(N)$ 三者值而定。开关状态选择如表 9.3 所示。

表 9.3 开关状态选择表

滞环比较器输出		$-30^\circ \leq \theta(1)$	$30^\circ \leq \theta(2)$	$90^\circ \leq \theta(3)$	$150^\circ \leq \theta(4)$	$210^\circ \leq \theta(5)$	$270^\circ \leq \theta(6)$
$D_{\psi_1}$	$D_T$	$< 30^\circ$	$< 90^\circ$	$< 150^\circ$	$< 210^\circ$	$< 270^\circ$	$< 330^\circ$
1	1	(1,1,0)	(0,1,0)	(0,1,1)	(0,0,1)	(1,0,1)	(1,0,0)
	0	(1,1,1)	(0,0,0)	(1,1,1)	(0,0,0)	(1,1,1)	(0,0,0)
	-1	(1,0,1)	(1,0,0)	(1,1,0)	(0,1,0)	(0,1,1)	(0,0,1)
0	1	(0,1,0)	(0,1,1)	(0,0,1)	(1,0,1)	(1,0,0)	(1,1,0)
	0	(0,0,0)	(1,1,1)	(0,0,0)	(1,1,1)	(0,0,0)	(1,1,1)
	-1	(0,0,1)	(1,0,1)	(1,0,0)	(1,1,0)	(0,1,0)	(0,1,1)

$|\Psi_1^*| > |\Psi_1|$   $D_{\psi_1}=1$  (增加磁链)

$|\Psi_1^*| < |\Psi_1|$   $D_{\psi_1}=0$  (减少磁链)

$|T^*| > |T_r|$   $D_T=1$  (增加转矩)

$|T^*| = |T_r|$   $D_T=0$  (转矩不变)

$|T^*| < |T_r|$   $D_T=-1$  (减少转矩)

以图 9.8 中  $\Psi_1$  为例,  $\Psi_1$  逆时针旋转时:

要减少磁链  $|\Psi_1^*| < |\Psi_1|$   $D_{\psi_1}=0$

要增加转矩  $|T^*| > |T_r|$   $D_T=1$

$\Psi_1$  的位置  $\theta(N)$  在  $30^\circ \leq \theta(2) < 90^\circ$  区域。

根据上述 3 条件,查表 9.3 可知,此时应选空间电压矢量  $u_4(0,1,1)$ ,同理,下一个矢量应选  $u_3(0,1,0)$ 。

### 9.3.2 电磁转矩模型

在直接转矩控制中,需要实测电磁转矩  $T_e$  作反馈值。直接测量电磁转矩在测量技术上是困难的,为此,需采用间接法求电磁转矩  $T_e$ 。一般根据定子电流和定子磁链来计算电动机的电磁转矩  $T_e$ 。电磁转矩表达式由式(9.8)可改写成

$$T_e = p(\Psi_{\alpha 1} i_{\beta 1} - \Psi_{\beta 1} i_{\alpha 1}) \quad (9.15)$$

式中  $p$ ——极对数。

因此,当知道了定子磁链及定子电流的  $\alpha$ 、 $\beta$  分量时,根据上式就可以计算出电动机的电磁转矩  $T_e$ ,转矩模型结构如图 9.12 所示。将实测的电动机定子电流经  $3\phi/\alpha-\beta$  变换,得  $i_{\alpha 1}$  和  $i_{\beta 1}$ 。至于定子磁链可以采用下节的定子磁链模型法得到。

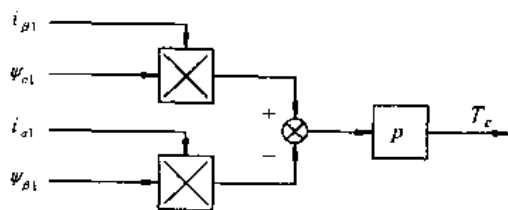


图 9.12 转矩模型结构

### 9.3.3 定子磁链模型

#### 9.3.3.1 定子电压电流磁链模型法

定子电压电流磁链模型法也称  $u-i$  模型法。定子磁链可以根据式(9.1)写出在  $\alpha-\beta$  坐标系的关系

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{\alpha 1} &= \int (u_{\alpha 1} - R_1 i_{\alpha 1}) dt \\ \Psi_{\beta 1} &= \int (u_{\beta 1} - R_1 i_{\beta 1}) dt \end{aligned} \right\} \quad (9.16)$$

因此,用图 9.13 所示的定子电压电流磁链模型结构可以求得  $\Psi_{\alpha 1}$  和  $\Psi_{\beta 1}$ 。

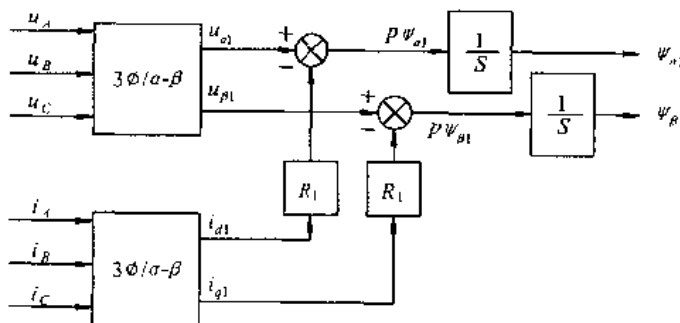


图 9.13 定子电压电流磁链模型结构

定子电压电流磁链模型的优点:

在计算过程中唯一所需了解的电动机参数是易于确定的定子电阻。式中的定子电压  $u_1$  和定子电流  $i_1$  同样也是易于确定的物理量,它们能以足够的精度被检测出来。计算出定子磁链后,再把定子磁链和测量的定子电流代入式(9.15),就可以计算出电动机的转矩。



缺点:

(1) 积分器存在漂移问题。

(2) 电机低速时,由于定子电压的减小,被积分的差值很小,产生积分误差很大。

(3) 电机不转时,定子电压为零,算不出定子磁链值,此模型无法使用。

由于上述原因,定子电压电流磁链模型( $u-i$ 模型)只有在10%额定转速以上时,特别是在30%额定转速以上时,能够非常准确地确定磁链,并且要注意定子电阻随温度变化的影响。

### 9.3.3.2 定子电流转速磁链模型法

在30%额定转速以上范围内,采用 $u-i$ 模型法,该方法结构简单,精度高,优于其他方法。但在30%额定转速以下范围内,磁链只能根据转速来正确计算。由定子电流与转速来确定定子磁链的方法,称 $i-n$ 模型法。该模型在这个范围内是合适的。

在 $\alpha-\beta$ 坐标系中定子磁链方程式为

$$\begin{cases} \Psi_{\alpha 1} = L_1 i_{\alpha 1} + M i_{\alpha 2} \\ \Psi_{\beta 1} = L_1 i_{\beta 1} + M i_{\beta 2} \end{cases} \quad (9.17)$$

$$\begin{cases} \Psi_{\alpha 2} = L_2 i_{\alpha 2} + M i_{\alpha 1} \\ \Psi_{\beta 2} = L_2 i_{\beta 2} + M i_{\beta 1} \end{cases} \quad (9.18)$$

由式(9.18)求出 $i_{\alpha 2}$ 、 $i_{\beta 2}$ ,代入式(9.17)得定子磁链

$$\begin{cases} \Psi_{\alpha 1} = \sigma L_1 i_{\alpha 1} + \frac{M}{L_2} \Psi_{\alpha 2} \\ \Psi_{\beta 1} = \sigma L_1 i_{\beta 1} + \frac{M}{L_2} \Psi_{\beta 2} \end{cases} \quad (9.19)$$

式中  $\sigma = 1 - M^2/(L_1 L_2)$ , 为漏磁系数。

由 $\alpha-\beta$ 轴系的电流模型得转子磁链

$$\begin{cases} p\Psi_{\alpha 2} = -\sigma_r \Psi_{\alpha 2} + M\sigma_r i_{\alpha 1} - \omega_r \Psi_{\beta 2} \\ p\Psi_{\beta 2} = -\sigma_r \Psi_{\beta 2} + M\sigma_r i_{\beta 1} + \omega_r \Psi_{\alpha 2} \end{cases} \quad (9.20)$$

转子磁链可以由式(9.20)改写成

$$\begin{cases} \Psi_{\alpha 2} = \frac{1}{s + \sigma_r} (M\sigma_r i_{\alpha 1} - \omega_r \Psi_{\beta 2}) \\ \Psi_{\beta 2} = \frac{1}{s + \sigma_r} (M\sigma_r i_{\beta 1} + \omega_r \Psi_{\alpha 2}) \end{cases} \quad (9.21)$$

式中  $\sigma_r = R_2/L_2$ , 为转子系数。

由式(9.19)和式(9.21)可得定子电流、转速磁链模型结构图(见图9.14)。

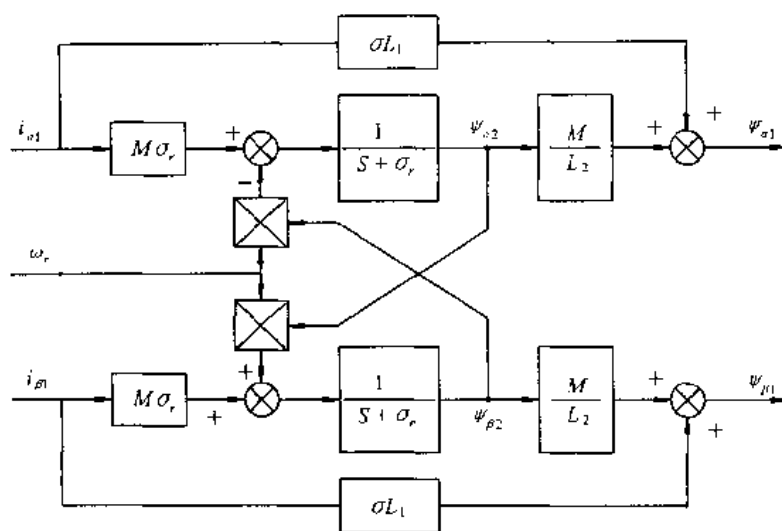


图 9.14 定子电流、转速磁链模型结构

## 9.4 无速度传感器直接转矩控制

由上节式(9.21)知道,在运算转子磁链  $\Psi_2$  时需要转速  $\omega_r$  的信息。在直接转矩控制中速度推算器是按下列方法构成。

由不需要转速  $\omega_r$  信息的定子回路的电压模型求得转子磁链

$$\begin{aligned}\Psi_{a2} &= \frac{L_2}{M} \left\{ \int (u_{a1} - R_1 i_{a1}) dt - \sigma L_1 i_{a1} \right\} \\ \Psi_{\beta 2} &= \frac{L_2}{M} \left\{ \int (u_{\beta 1} - R_1 i_{\beta 1}) dt - \sigma L_1 i_{\beta 1} \right\}\end{aligned}\quad (9.22)$$

式中  $\sigma = 1 - M^2/(L_1 L_2)$ , 为漏磁系数。

但是在实际使用时,式(9.22)的转子磁链运算存在下列问题:

- (1) 由于需要积分运算,在低速时会出现积分漂移和初始值的误差,运行将不稳定。
- (2) 在低速时,电机端电压很小,  $R_i$  的误差会影响磁链运算的精度,在低速运行会不稳定。

要解决问题(1)的办法是把电压模型的转子磁链  $\Psi_{a2}$ 、 $\Psi_{\beta 2}$ ,与电流模型的转子磁链  $\Psi_{a2i}$ 、 $\Psi_{\beta 2i}$ 之误差作为反馈量加到式(9.22)中,按下列式子来推算转子磁链。

$$\begin{aligned}\Psi_{a2} &= \frac{L_2}{M} \left\{ \int [u_{a1} - R_1 i_{a1} - K(\Psi_{a2} - \Psi_{a2i})] dt - \sigma L_1 i_{a1} \right\} \\ \Psi_{\beta 2} &= \frac{L_2}{M} \left\{ \int [u_{\beta 1} - R_1 i_{\beta 1} - K(\Psi_{\beta 2} - \Psi_{\beta 2i})] dt - \sigma L_1 i_{\beta 1} \right\}\end{aligned}\quad (9.23)$$

式中  $K$ ——增益系数。

$\Psi_{a2i}$ 、 $\Psi_{\beta 2i}$ 由式(9.20)可写成

$$\Psi_{2i} = \int \left\{ \left( \frac{M}{L_2} \right) R_2 i_1 - \left( \frac{R_2}{L_2} \right) \Psi_{2i} + \hat{\omega}_r J \Psi_{2i} \right\} dt \quad (9.24)$$

式中  $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ ,  $\hat{\omega}_r$  为速度推算值。

速度推算值  $\hat{\omega}_r$  由转子磁链  $\Psi_2$  的相位角  $\theta$  微分值  $\omega_1 = p\theta$  与转差频率运算值  $\hat{\omega}_s$  相减而得, 即

$$\hat{\omega}_r = \omega_1 - \hat{\omega}_s \quad (9.25)$$

$$\omega_1 = \frac{d}{dt} \arctan \left[ \frac{\Psi_{\beta 2}}{\Psi_{\alpha 2}} \right] \quad (9.26)$$

$$\hat{\omega}_s = R_2 \left( \frac{M}{L_2} \right) \left( \frac{\Psi_{\alpha 2} i_{\beta 1} - \Psi_{\beta 2} i_{\alpha 1}}{\Psi_{\alpha 2}^2 + \Psi_{\beta 2}^2} \right) \quad (9.27)$$

要解决问题(2)的办法是转差频率推算值按下式运算

$$\hat{\omega}_s = \hat{\omega}_r + \int (\hat{\omega}_d - \hat{\omega}_s) dt \quad (9.28)$$

$$\hat{\omega}_d = \frac{R_2 (M/L_2) (\Psi_{\alpha 2} i_{\beta 1} - \Psi_{\beta 2} i_{\alpha 1})}{M (\Psi_{\alpha 2} i_{\alpha 1} + \Psi_{\beta 2} i_{\beta 1})} \quad (9.29)$$

式(9.29)在稳态时转差频率  $\hat{\omega}_d$  对定子电阻误差的感度为最低, 也就是说, 在动态时使用式(9.27)的  $\hat{\omega}_s$ , 而在稳态时使用式(9.29)的  $\hat{\omega}_d$ , 以达到对定子电阻变化低敏感度。速度推算器的结构如图 9.15 所示。

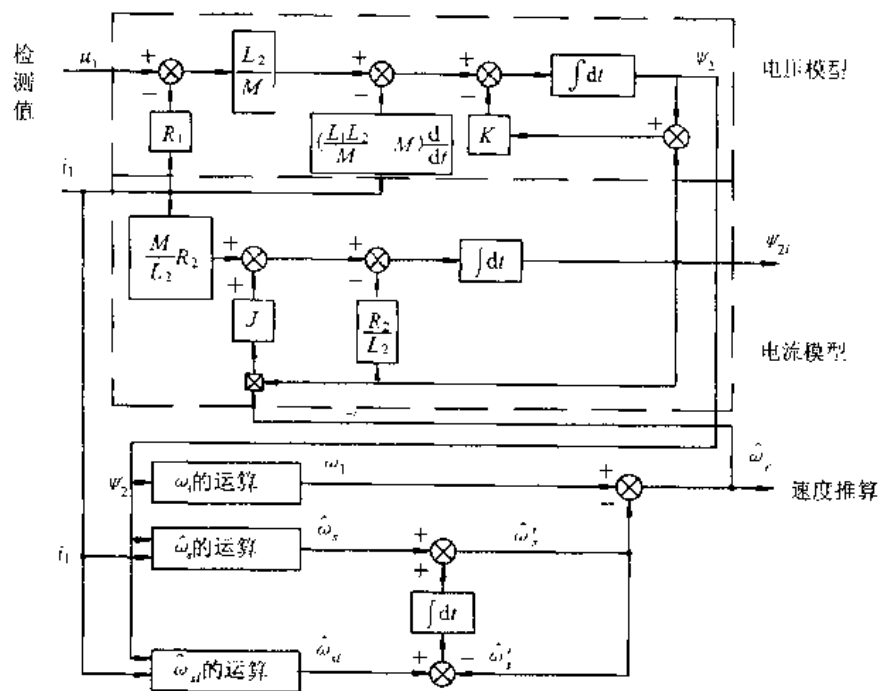


图 9.15 转子磁链与速度的运算结构图

## 9.5 直接转矩控制与矢量控制的比较

异步电动机的电磁关系具有多变量非线性、强耦合的特点, 使其控制变得十分困难。1972 年德国的伯拉斯切克(F. Blaschke)提出了异步电动机转子磁场定向矢量控制的方法。

即对磁链和电磁转矩分别采用闭环控制,实现磁场和电流的解耦,使异步电动机的调速理论与控制技术前进了一大步。矢量控制是较好的控制方式,调速系统的性能也较理想。但是,在这种控制系统中,给定值要由直流量向交流量变换,而反馈量又要从交流量向直流量变换,再加上转子磁链模型计算,转子参数的辨识与校正,使系统变得十分复杂。尤其是在全数字化控制调速系统中,为了能实时控制,除了应用CPU芯片主控外,还应用数字信号处理器DSP担负大量的运算工作。

1985年德国的狄普洛克(M. Depenbrock)和日本的高桥(I. Takahashi)等人相继提出了六边形乃至接近圆形磁链的异步电动机直接转矩控制法,这种方法不需要前述的那样复杂的坐标变换技术,而是直接在电机定子坐标上计算磁链的模和转矩的大小,并通过磁链和转矩的直接跟踪实现脉宽调制(PWM)和系统的高动态性能。从电磁转矩要求看,我们只关心它的大小,磁链本身有点小的误差,并不会对电磁转矩的控制性能产生重要的影响。这种方法对电机的参数不敏感。此外,由于能对电压开关矢量进行优化控制,降低了逆变器开关频率及开关损耗。因此,这种方法得到了许多人的关注,并进行了进一步的研究和完善。

直接转矩控制系统和矢量控制系统都是已获得实际应用的高性能异步电动机调速系统。两者都采用转矩和磁链分别控制,这是符合异步电动机数学模型所需要的控制要求的。但是两者在性能上各有千秋。矢量控制强调 $T_e$ 与 $\Psi_2$ 的解耦,有利于分别设计转速与磁链调节器,实行连续控制,调速范围宽,可达1:100以上。但是转子磁链 $\Psi_2$ 定向时受电机转子参数影响,降低了鲁棒性。直接转矩控制系统则直接进行逆变器开关状态控制,即直接进行转矩砰-砰控制,避开了旋转坐标变换,而且所控制的是定子磁链 $\Psi_1$ 而不是转子磁链 $\Psi_2$ 。直接转矩控制在大于30% $n_n$ 的高速运行段采用 $u-i$ 模型法,结构简单,精度高。但在低速时,尤其在低于10% $n_n$ 的低速运行段,只能采用 $i-n$ 模型法,此时所使用的转子磁链 $\Psi_2$ 也将受转子电阻的影响。由于直接转矩控制采用转矩滞环器控制,不可避免会产生转矩脉动,降低了调速性能。因此,它只适用于风机、水泵以及牵引传动等对调速范围要求不高的场合。表9.4列出两种系统的特点和性能比较。

表 9.4 直接转矩控制系统和矢量控制系统的特点与性能比较

特点与性能	直接转矩控制	矢量控制
磁链控制	定子磁链 $\Psi_1$	转子磁链 $\Psi_2$
转矩控制	砰-砰控制,脉动	连续控制,平滑
坐标变换	静止坐标 $3\phi/\alpha-\beta$ 变换	旋转坐标 $3\phi/d-q$ 变换
转子参数变化影响	高速时无影响,低速时有影响	高低速均有影响
调速范围	不够宽	较宽

由表9.4中可以看出,如果能够在现有的直接转矩控制系统和矢量控制系统中取长补短,应该能够构成性能更优越的控制系统,这正是当前国内外的研究方向。

### 本章小结

本章主要讨论直接转矩控制技术。直接转矩控制的主要特点:

(1) 直接转矩控制是在定子坐标( $\alpha-\beta$ 坐标)系下分析交流电动机的数学模型、控制

电动机的定子磁链和转矩。它不需要模仿直流电动机的控制,也不需要利用矢量旋转变换对异步电动机的数学模型解耦简化,计算简单明了,物理概念清楚。

(2) 直接转矩控制仅用到定子磁链,不用转子回路的参数,所以控制效果不受转子回路参数变化的影响,但在低速时,用  $u-i$  模型求定子磁链会产生很大误差,这时要采用  $i-n$  模型求定子磁链,但要涉及到转子磁链以及转子电阻,因此也会受转子回路参数变化的影响。

(3) 直接转矩控制采用空间矢量的概念来分析三相交流电动机的数学模型,用离散的电压空间矢量来描述逆变器对交流电机的控制,这既合乎实际,又特别简单明了。

(4) 调速的关键是转矩控制,矢量变换的目的就是实现异步电动机的转矩控制。而直接转矩控制则更进一步,它不是通过控制电流、磁链等量来间接控制转矩,而是把转矩直接作为被控制量,采用转矩闭环直接控制电动机的电磁转矩,因此,它并不追求圆磁链轨迹和正弦波电流,只追求转矩控制的快速性和准确性。

(5) 直接转矩控制系统既直接控制转矩,又直接控制定子磁链,其控制方式均采用闭环  $\pi$ - $\pi$  控制,通过改变滞环调节器的容差,把转矩控制引起的转速波动限制在容许的范围内。

(6) 按转矩控制利用电压空间矢量的概念,对逆变器的六个开关器件的导通与关断进行综合控制,在相同的控制效果下,可以降低开关频率,减少开关损耗。

综上所述,直接转矩控制技术用空间矢量的分析方法,直接在定子  $\alpha$ - $\beta$  坐标系下计算与控制异步电动机的转矩,采用定子磁场定向,借助于离散的两点式调节( $\pi$ - $\pi$ 控制)产生 PWM 信号,直接对逆变器的开关状态进行最佳控制,以获得转矩的高动态性能。它省掉了复杂的矢量变换与电动机数学模型的简化处理,没有通常的 PWM 信号发生器。它的控制思想新颖,控制结构简单,控制手段直接,信号处理的物理概念明确。该控制系统的转矩响应迅速,限制在一拍以内,且无超调,是一种具有高动静态性能的交流调速方法。

## 习 题

- 9.1 瞬时电压空间矢量的概念是什么? 在  $\alpha$ - $\beta$  坐标系中如何表示?
- 9.2 什么叫瞬时电压空间矢量 PWM 控制?
- 9.3 直接转矩控制的机理是什么?
- 9.4 为什么直接转矩控制常采用空间矢量的数字分析法?
- 9.5 试画出异步电动机空间矢量等效电路,并写出定子坐标空间矢量的电压方程。
- 9.6 为什么直接转矩控制的动态性能要比矢量控制好?
- 9.7 逆变器的输出电压空间矢量与开关状态有什么关系? 输出电压空间矢量在  $\alpha$ - $\beta$  坐标上分布如何?
- 9.8 什么叫有效矢量? 什么叫无效矢量? 如何控制定子磁链为圆形轨迹?
- 9.9 定子磁链  $\Psi_1$  在  $\alpha$ - $\beta$  平面上可以划分成几个区域? 划分区域  $\theta(N)$  的依据是什么?
- 9.10 在直接转矩控制中,是如何建立定子磁链的?
- 9.11 直接转矩控制与矢量控制的主要区别是什么?
- 9.12 直接转矩控制系统主要有哪几部分组成的?
- 9.13 在直接转矩控制系统中,开关状态选择的依据是什么?

- 9.14 在直接转矩控制中关键技术问题是什么?
- 9.15 为什么直接转矩控制的输出转矩是脉动的?
- 9.16 在直接转矩控制中必须要用实测转矩  $T_e$  和实测定子磁链  $\Psi_1$  作反馈量,但实际上进行  $T_e$ 、 $\Psi_1$  的实测在技术上有困难,一般采用间接法求  $T_e$  和  $\Psi_1$ ,试写出其间接法的模型。
- 9.17 试画电磁转矩模型结构图。
- 9.18 定子磁链  $\Psi_1$  模型有几种类型?各使用在何种情况下?
- 9.19 试写出定子磁链  $u-i$  模型的数学表达式与模型结构图,这种模型的缺点是什么?
- 9.20 试写出定子磁链  $i-n$  模型的数学表达式及其对应的模型结构图。
- 9.21 无速度传感器直接转矩控制的速度推算器有什么特点?速度推算器的思路是什么?
- 9.22 试比较直接转矩控制与矢量控制的优缺点。



## 10 同步电动机矢量控制技术

### 本章提要

随着现代交流调速技术的发展,同步电动机在交流调速系统和交流位置伺服系统中的应用日趋广泛,并发展了他控变频与自控变频两类调速系统。本章只介绍能进行矢量控制的他控变频同步电动机的两种主要的矢量控制系统。第一节介绍永磁同步电动机矢量控制系统,第二节介绍直流励磁凸极同步电动机矢量控制系统。

同步电动机变频调速分为他控变频与自控变频两类调速系统。他控变频调速时采用永磁同步电动机或直流励磁凸极同步电动机。这种控制系统的特点是,变频调速用的逆变器,其运行频率是由外部给定,所以称他控式逆变器。电动机在运行过程中,当频率突变或过载时容易失步。自控变频调速时采用无换向器电动机,此时逆变器的工作频率不是独立的,是受转子位置检测器控制,即受电动机自身转速控制,所以这种逆变器称为自控式逆变器。逆变器供电电流频率和电动机的转速始终保持同步,不会产生振荡和失步现象。

同步电动机按励磁方式可分为中小容量的永磁同步电动机和大容量的转子有励磁绕组的直流励磁同步电动机,同步电动机总是以同步速度旋转的,同步速度决定于电源频率和电机极对数。永磁同步电动机转子结构可分为表面磁铁和内部磁铁两种形式,直流励磁同步电动机转子结构可分为凸极式和隐极式两种形式。

### 10.1 永磁同步电动机矢量控制

普通同步电动机的绕组由三相定子绕组及励磁绕组构成,一般在转子上还加装了阻尼绕组。三相定子绕组通入三相频率为  $f_1$  的交流电压,励磁绕组通入直流励磁电流,共同建立起气隙旋转磁场,使电机以  $n=60f_1/p$  ( $p$  为极对数) 的同步速度旋转。如果将励磁磁场换成稀土永磁磁场,就形成永磁同步电动机运行方式。

永磁同步电动机(Permanent Magnet Synchronous Motor 简称 PMSM)广泛应用于伺服驱动系统,中小功率机床主轴驱动,位置控制,机器人系统等。较大容量也应用于太阳能泵以及风能利用系统,用于船舶推进系统容量已达 1MW 的水平。

永磁同步电动机与普通同步电动机相比,有下列优点:

- (1) 无电刷,滑环,消除了转子损耗,从而可得到较高的运行效率。
- (2) 同样体积的电动机,永磁式电动机的功率可输出更大。
- (3) 转动惯量小,可获得较高的加速度。
- (4) 转矩脉动小,可得到平稳的转矩,尤其在很低的速度时能满足有高精度位置控制的要求。
- (5) 零转速时有控制转矩。

- (6) 可做到高速运行。
- (7) 效率高,功率因数高。
- (8) 由于是稀土永磁磁极,可以获得较高的气隙磁密。
- (9) 装置结构紧凑。

由于上述特点,永磁同步电动机其加工制造行业,作为高科技产业,受到包括我国在内的世界各国的重视。

### 10.1.1 转子磁链与电磁转矩

永磁同步电动机有多种实用的转子磁体结构,本节主要讨论磁体安装在转子表面的永磁电动机。它较大的等效气隙,使得凸极影响可以忽略不计,直轴电枢电抗与交轴电枢电抗相等,即直轴励磁电感  $L_{md}$  与交轴励磁电感  $L_{mq}$  相等,则  $L_{md} = L_{mq} = L_m$ 。同时,忽略电枢反应影响,由磁铁产生磁通与定子绕组的交链磁链  $\Psi_2 = L_m i_2$  就等于励磁磁链空间矢量。

在分析永磁同步电动机矢量控制时,假设不考虑磁饱和效应,将永久磁铁等效为一个恒流励磁,采用转子旋转坐标  $d$ - $q$  轴系,则转子电流空间矢量  $i_2 = I_2 f = \text{常数}$ ,转子励磁磁链在转子坐标  $d$ - $q$  轴系中

$$\Psi_2 = L_m i_2 = L_m I_2 f \quad (10.1)$$

图 10.1 为永磁同步电动机定子电流、转子磁链空间矢量图。图中  $d$ - $q$  轴是以同步角速度  $\omega_1$  旋转,  $\alpha$ - $\beta$  轴是定子静止坐标系。设转子磁极轴线与  $d$  轴重合,转子磁链  $\Psi_2$  方向与  $d$  轴方向一致,  $d$  轴与  $\alpha$  轴的夹角为  $\theta_r$ , 即转子位置角  $\theta_r$ 。定子电流空间矢量  $i_1$  的  $q$  轴分量为  $i_{q1}$ ,  $i_1$  与  $\alpha$  轴的夹角为  $\gamma$ ,  $i_1$  与  $d$  轴夹角为  $\gamma - \theta_r$ 。

永磁同步电动机电磁转矩为:

$$\begin{aligned} T_e &= C_m L_m I_2 f i_{q1} = C_m \Psi_2 i_{q1} \\ &= C_m \Psi_2 |i_1| \sin(\gamma - \theta_r) \end{aligned} \quad (10.2)$$

图 10.1 永磁同步电动机电流、磁链空间矢量图

式中  $C_m$ ——转矩系数;

$|i_1|$ ——定子电流空间矢量的模。

令  $\delta = \gamma - \theta_r$ ,  $\delta$  为转矩角。如果  $\delta = 90^\circ$ , 则单位定子电流产生电磁转矩最大, 显然转矩  $T_e$  与  $i_{q1}$  成正比, 如果  $i_{q1}$  变化得快, 则可获得转矩快速响应。

### 10.1.2 矢量控制

由转矩表达式(10.2)可以看出, 永磁同步电动机的电磁转矩  $T_e$  与定子电流的  $q$  轴分量  $i_{q1}$  成正比, 称  $i_{q1}$  为转矩电流。如果使定子电流  $i_1$  全在  $q$  轴上,  $d$  轴分量为零, 则电动机可获得最大电磁转矩  $T_{e\max}$ 。但这适合于基速以下, 因为随着转速升高, 感应电动势随之增大, 因而需要输入给电动机更大的电压, 当电压达到最大值时, 对应电动机达到额定转速, 电压继续升高是不可能的, 因此, 也需要像普通直流电动机调速一样能弱磁恒功率运行。但永磁电动机转子是恒磁场, 无法调节, 只能利用定子电流的  $d$  轴分量去磁方法来调节磁场, 称  $i_{d1}$  为励磁电流。由于气隙大, 采用这种方法去磁, 需要更大的定子励磁电流  $i_{d1}$ , 在总输出电流  $i_1$  不

变的情况下,定子转矩电流  $i_{q1}$  将相应减小,所能提供的最大输出转矩减少。而输出相同转矩时,定子电流将增加,相应的铜耗增大,使调速系统的效率降低。因此,永磁电动机进入弱磁区时间不宜过长,且为轻载情况下。

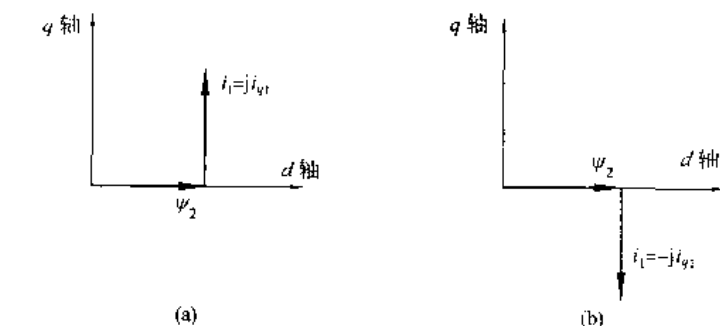


图 10.2 永磁同步电动机基速范围内运行时定子电流矢量

(a) 电动运行; (b) 制动运行

在定子电流  $i_1$  给定的前提下,为了最有效地产生转矩,定子电流只有  $q$  轴分量为最好。图 10.2(a) 为基速范围内电动运行时电流矢量,图 10.2(b) 为基速范围内制动运行时电流矢量,两者在  $q$  轴方向正好反向。而超过基速以上运行时,则控制定子电流  $i_1$ ,使电动机在弱磁范围内运行,如图 10.3 所示。此时定子电流  $i_1$  除有  $i_{q1}$  分量外还要有  $i_{d1}$  分量,其方向是  $d$  轴的负方向,与  $\Psi_2$  方向相反,达到去磁作用。

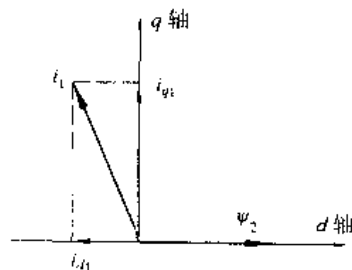


图 10.3 弱磁运行时电流矢量

定子电压空间矢量动态方程式为:

$$u_1 = R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + L_m \frac{d}{dt}(i_2 e^{j\theta_r}) \quad (10.3)$$

式中:  $L_1 = L_{1\sigma} + L_m$ , 为定子等效电感;  $L_{1\sigma}$  为定子漏电感;  $L_m$  为励磁电感。

将  $\Psi_2$  代入上式,得:

$$u_1 = R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{d}{dt}(\Psi_2 e^{j\theta_r}) \quad (10.4)$$

$$u_1 = R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} - j\omega_1 \Psi_2 e^{j\theta_r} \quad (10.5)$$

稳态时用时间相量写出电压方程式

$$\dot{U}_1 = R_1 \dot{I}_1 - j\omega_1 L_1 \dot{I}_1 + \dot{E}_0 \quad (10.6)$$

在没有电流直轴分量时,  $\dot{I}_{d1} = 0$

$$\dot{U}_1 = (R_1 + j\omega_1 L_1) \dot{I}_{q1} + \dot{E}_0 \quad (10.7)$$

$\dot{E}_0$  为感应电动势。

存在直流分量时,  $\dot{I}_{d1} \neq 0$

$$\dot{U}_1 = (R_1 + j\omega_1 L_1) \dot{I}_{q1} + (R_1 + j\omega_1 L_1) \dot{I}_{d1} + \dot{E}_0 \quad (10.8)$$

根据式(10.7)、式(10.8)可分别画出永磁同步电动机稳态时相量图,如图 10.4 所示。

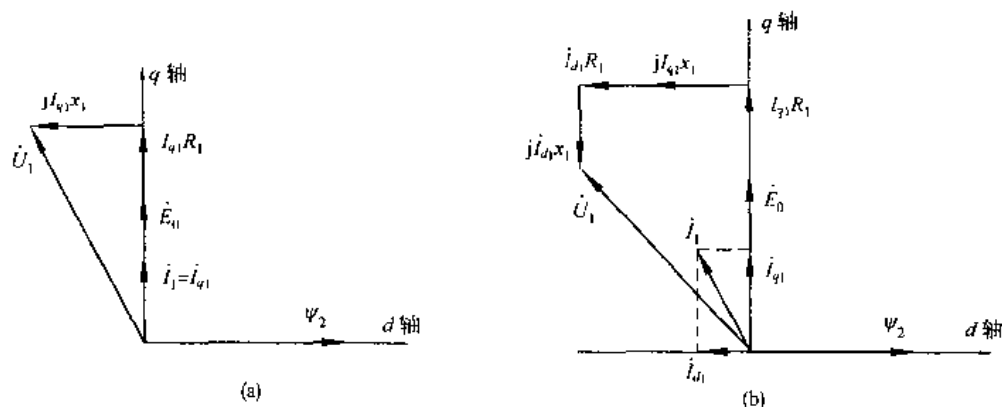


图 10.4 永磁同步电动机稳态时相量图

从相量图 10.4(b)中可知  $I_{d1}$  和电动机端电压  $U_1$  的关系,即  $I_{d1}$  需多大时才能控制电机端电压,不超过最大容许值。

### 10.1.3 矢量控制系统

永磁同步电动机在 d-q 轴系的电压方程式为

$$\begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_1 p & -\omega_1 L_1 & 0 \\ \omega_1 L_1 & R_1 + L_1 p & \Psi_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (10.9)$$

式中:  $\omega_1$  为旋转磁场角速度;  $\omega_r$  为电机转子角速度。

在同步电动机中,转子转速与磁场转速严格保持一致,所以  $\omega_r = \omega_1$ 。

将式(10.9)改写成

$$p \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_1/L_1 & \omega_r & 0 \\ -\omega_r & -R_1/L_1 & -\Psi_2/L_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ \omega_r \end{bmatrix} + \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \end{bmatrix} \quad (10.10)$$

电磁转矩:

$$T_e = C_m \Psi_2 i_{q1} \quad (10.11)$$

运动方程:

$$p\omega_r = \frac{1}{J} (C_m \Psi_2 i_{q1} - T_L) \quad (10.12)$$

则永磁同步电动机状态方程:

$$p \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_1/L_1 & \omega_1 & 0 \\ -\omega_1 & -R_1/L_1 & -C_m \Psi_2/L_1 \\ 0 & C_m \Psi_2/J & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_1 & 0 \\ 0 & 0 & -1/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ T_L \end{bmatrix} \quad (10.13)$$

与感应电动机一样,这是一个具有变量耦合特征的非线性模型。为同时实现模型的解耦

和线性化,引入下列控制算法:

$$u_{d1} = u'_{d1} - \omega_r L_1 i_{q1} \quad (10.14)$$

$$u_{q1} = u'_{q1} + \omega_r L_1 i_{d1} \quad (10.15)$$

则式(10.13)变为下列线性方程:

$$p \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_1/L_1 & 0 & 0 \\ 0 & -R_1/L_1 & -C_m \Psi_2/L_1 \\ 0 & C_m \Psi_2/J & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_1 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u'_{d1} \\ u'_{q1} \\ T_L \end{bmatrix} \quad (10.16)$$

则原系统可以分解为两个独立的  $d$ - $q$  轴线性子系统

$$p i_{d1} = -\frac{R_1}{L_1} i_{d1} + \frac{u'_{d1}}{L_1} \quad (10.17)$$

$$p \begin{bmatrix} i_{q1} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_1/L_1 & -C_m \Psi_2/L_1 \\ -C_m \Psi_2/J & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{q1} \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u'_{q1} \\ T_L \end{bmatrix} \quad (10.18)$$

由式(10.17)、式(10.18)可得解耦后永磁同步电动机传递函数结构,如图 10.5 所示。

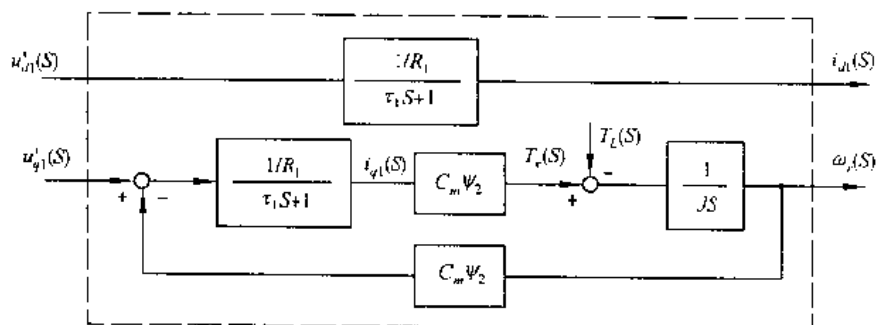


图 10.5 解耦传递函数

根据式(10.14)、式(10.15)的控制算法,可以构成永磁同步电动机矢量控制系统,如图 10.6 所示。

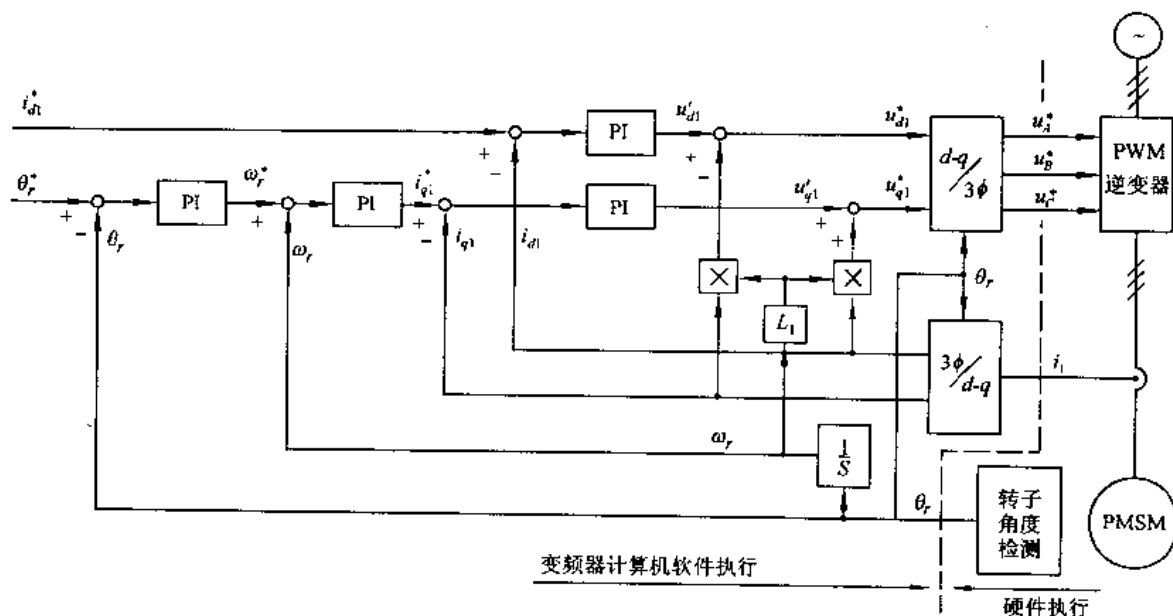


图 10.6 永磁同步电动机矢量控制系统

## 10.2 直流励磁凸极同步电动机矢量控制

直流励磁凸极同步电动机的绕组结构既不同于异步电动机，也不同于直流电动机，同步电动机的定子绕组通常是电枢绕组，转子绕组则是励磁绕组，转子上还有阻尼绕组。

可控励磁同步电动机的最突出优点是功率因数可调，因而功率因数可接近于 1，这对于大容量的电力传动系统来说是异步电动机无法比拟的。另外，同步电动机气隙大，容易制造，能够工作于具有冲击振动的场合，单机容量也可做得很大。异步电动机则不具备这些特点。因而在大容量的电力拖动系统中，选用同步电动机比较合算。在控制方面，同步电动机比异步电动机较复杂，因为同步电动机多了一个励磁电流控制。此外，在对定子供电电源频率控制时，还必须保证定子旋转磁场始终与转子旋转速度完全同步。随着控制理论和控制手段的不断发展，同步电动机的控制技术在 20 世纪 70 年代取得突破性的发展，用交-交变频器供电采用矢量控制的同步电动机传动系统已成功地应用于生产实际，并逐步取代传统的直流传动系统。

### 10.2.1 同步电动机变频调速分类

(1) 交-直-交电压型逆变器，整流桥和逆变桥都使用可关断晶闸管 GTO 元件，国内已有 7000kW 的装置。

(2) 交-直-交自控式变频器，整流桥和逆变桥都使用普通晶闸管，逆变桥晶闸管的换流是靠负载同步电动机的电压进行换流。这种自控式变频也叫无换向器电动机。国内已有 12000kW 的装置。

(3) 交-交变频，是由电源不经过直流环节，直接变成另一种频率的交流电，为了得到电压波形不是畸变得太严重，所以输出频率为输入电源频率的  $1/3 \sim 1/2$ 。交-交变频开关从原



理上可以通过电源进行换流,元件数量多而且容量大,所以使用普通晶闸管 SCR 元件。国内已有 9000kW 的装置。

这三种类型都适用于大容量。转速在 600r/min 以上者适于用交-直-交型;转速在 600r/min 以下适用于交-交型。虽然,三种同步电动机都是变频调速,但无换向电动机是不适宜用矢量控制的,因为无换向电动机的电流要领先电压运行,这是为了利用同步电动机电压给晶闸管换流所必需的,因此,也就没有可能对电流进行矢量控制。本节主要介绍可控励磁同步电动机矢量控制。

### 10.2.2 可控励磁凸极同步电动机矢量控制

在画同步电动机的矢量图时,需要定义三个坐标,它们分别是:

- (1) 定子静止坐标系,用  $\alpha$ - $\beta$  坐标系表示,并令  $\alpha$  轴与定子 A 相绕组的磁轴重合。
- (2) 转子同步旋转坐标系,用  $d$ - $q$  坐标系表示,并令  $d$  轴与转子磁极的磁轴重合。定义逆时针为旋转正方向,其角速度为  $\omega_1$ 。
- (3) 磁场旋转坐标系。用  $T$ - $M$  坐标表示。该坐标系的  $M$  轴与气隙磁通的方向重合,其旋转角速度亦为同步角速度  $\omega_1$ ,在电动机运行状态下, $M$ - $T$  坐标系的旋转方向与  $d$ - $q$  坐标系的旋转方向相同,相对静止。

在上述三个坐标系中的同步电动机的矢量图如图 10.7(a)所示,为了清楚起见,在图中没有画出  $d$ - $q$  坐标系的  $q$  轴和  $\alpha$ - $\beta$  坐标系的  $\beta$  轴,它们分别与  $d$  轴和  $\alpha$  轴垂直。忽略定子电阻压降和漏抗压降后的简化矢量图如图 10.7(b)所示,在图中  $I_1$  代表定子磁势  $F_1$ ,  $I_2$  代表转子磁势  $F_2$ ,位于转子磁极轴线上,即  $I_2$  与  $d$  轴重合。 $I_m$  代表气隙合成磁势  $F_m$ ,且定义  $F_m = N_1 I_m$ 。 $I_m = I_1 + I_2$  称为励磁电流矢量,它的方向也就是气隙主磁通的方向,它们均与  $M$ - $T$  坐标的  $M$  轴重合。

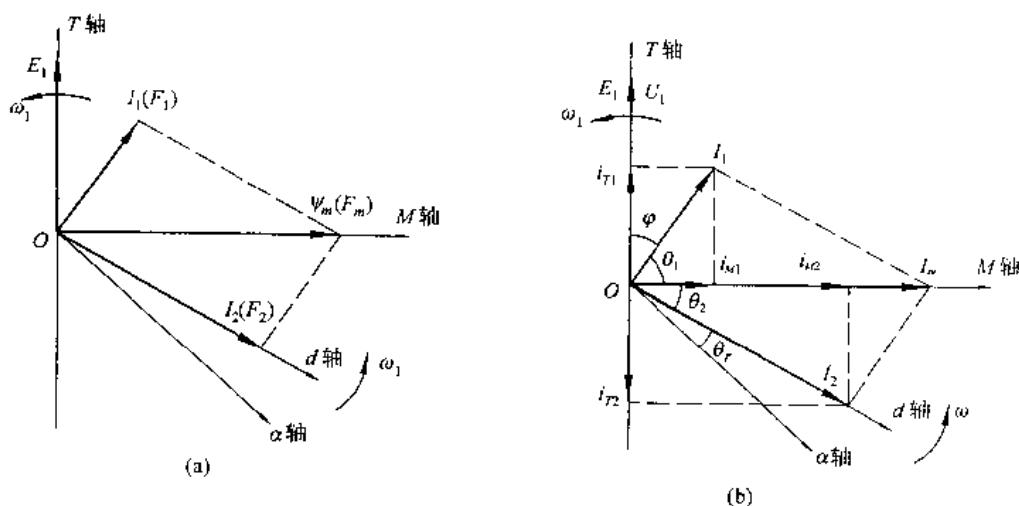


图 10.7 同步电动机磁势、电流矢量图

(a) 磁势图; (b) 电流图

由图 10.7(b)可以看出下列基本关系:

- (1) 把  $I_1$  和  $I_2$  在  $M$ - $T$  坐标系中分解为互相垂直的两个分量  $i_{T1}$ 、 $i_{M1}$  和  $i_{T2}$ 、 $i_{M2}$ , 由于稳态运行时, 在  $M$ - $T$  旋转坐标中  $I_1$ 、 $I_2$ 、 $I_m$  和  $U_1$  等矢量都是相对静止不动的, 若设  $I_1$  与  $M$  轴的

夹角为  $\theta_1$ ,  $I_2$  与  $M$  轴的夹角为  $\theta_2$ , 显然有:

$$\left. \begin{aligned} i_{T1} &= I_1 \sin \theta_1 \\ i_{M1} &= I_1 \cos \theta_1 \\ I_1 &= \sqrt{i_{T1}^2 + i_{M1}^2} \end{aligned} \right\} \quad (10.19)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{T2} &= I_2 \sin \theta_2 = -i_{T1} \\ i_{M2} &= I_2 \cos \theta_2 = I_m - i_{M1} \\ I_2 &= \sqrt{i_{T1}^2 + (I_m - i_{M1})^2} \end{aligned} \right\} \quad (10.20)$$

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 &= \arccos \frac{i_{M1}}{I_1} \\ \theta_2 &= \arccos \frac{I_m - i_{M1}}{I_2} \end{aligned} \right\} \quad (10.21)$$

(2) 根据电机学原理, 主磁链  $\Psi_m$  与定子磁势  $F_1$  在空间上的角差  $\theta_1$  (亦即励磁电流矢量  $I_m$  与定子电流矢量  $I_1$  在空间的角差), 也就是主磁链  $\Psi_m$  与定子电流  $I_1$  在时间上的相位差, 因而  $90^\circ - \theta_1$  即为定子电流  $I_1$  与定子电压在时间上的相位差, 亦即同步电动机定子回路的功率因数角, 用  $\varphi$  代表功率因数角, 则

$$\varphi = 90^\circ - \theta \quad (10.22)$$

(3) 用  $\theta_r$  代表转子磁轴与定子静止坐标系  $\alpha$  轴之间的夹角, 称为转子位置角, 用  $\omega_1$  代表同步旋转角速度, 则转子在静止坐标中的位置角为

$$\theta_r = \int \omega_1 dt \quad (10.23)$$

电动机的控制归根结底是对电动机电磁转矩的控制。同步电动机电磁转矩为

$$T_e = C_m \Psi_m i_{T1} \quad (10.24)$$

式中  $C_m$ ——常数;

$\Psi_m$ ——气隙主磁链;

$i_{T1}$ ——转矩电流。

同步电动机电磁转矩控制与直流电动机和异步电动机矢量控制完全相同, 即通过控制气隙主磁链  $\Psi_m$  和转矩电流  $i_{T1}$  来实现。所不同的只是同步电动机的主磁通是由定子电流和转子电流共同决定的, 磁通的控制必须同时控制定子电流和转子电流。另外还需对定子功率因数进行控制, 使运行中功率因数始终接近于 1, 以提高用电质量。直流励磁凸极同步电动机矢量控制系统如图 10.8 所示。



- 
- 10.4 试画出永磁同步电动机稳态时相量图,从该相量图中的矢量关系可说明什么问题。
- 10.5 试画出永磁同步电动机矢量控制系统结构图,并写出控制器的数学模型。
- 10.6 同步电动机磁势、电流矢量图中, $\alpha$ - $\beta$ 轴、 $d$ - $q$ 轴、 $T$ - $M$ 轴各代表什么意义?各轴系中的物理量是直流量还是交流量?
- 10.7 同步电动机的转矩控制是如何实现的?为什么直流励磁同步电动机的磁通控制必须同时控制定子电流和转子电流?

## 第三篇 伺服系统与机器人控制初步

在运动控制系统中最常见的术语之一为所谓伺服系统(servomechanism)。广义的伺服系统是指精确地跟随或复现某个过程的反馈控制系统,又称随动系统,它并不一定局限于机械运动。但是在很多情况下,伺服系统这个术语一般只狭义地应用于利用反馈和误差修正信号对位置及其派生参数如速度和加速度进行控制的场合,其作用是使输出的机械位移准确地实现输入的位移指令,达到位置的精确控制和轨迹的准确跟踪。伺服系统的结构组成与其他形式的反馈控制系统没有原则上的区别。

伺服系统最初应用于船舶驾驶和火炮控制,后来逐渐推广到很多领域,如天线位置控制、制导和导航、数控机床和机器人等。采用伺服系统主要是为了达到下面几个目的:

- (1) 以小功率指令信号去控制大功率负载。火炮控制和船舵控制就是典型的例子。
- (2) 在没有机械连接的情况下,由输入轴控制位于远处的输出轴,实现远距离同步传动,例如轧钢机和长距离多段传送带的运动控制系统。
- (3) 使输出机械位移精确地执行某控制器发出的运动指令,这些指令可以是预先编制的,也可能是随机产生的,如数控机床和行走机器人。

伺服系统按所用驱动元件的类型可分为液压伺服系统、气动伺服系统和机电伺服系统。前两者特色明显,但应用范围有一定的限制。而机电伺服系统的能源是可以用最方便最灵活的方式加以利用的电能,其驱动元件是可按各种特定需求设计和选用的电动机,可以达到最为优异的系统性能,因此成为应用最为广泛的伺服系统。

伺服系统的控制精度主要决定于所用的测量元件的精度。因此,在伺服系统对高精度的测量给予较高的重视,并研究各种附加措施来提高系统的精度。

衡量伺服系统性能的主要指标与一般的控制系统类似,例如其频域指标带宽由系统频率响应特性来规定,反映伺服系统的跟踪的快速性。带宽越大,快速性越好。伺服系统的带宽主要受控制对象和执行机构的惯性的限制。惯性越大,带宽越窄。一般伺服系统的带宽小于15Hz,大型设备伺服系统的带宽则在1~2Hz以下。自20世纪70年代以来,由于发展了力矩电机及高灵敏度测速机,使伺服系统实现了直接驱动,革除或减小了齿隙和弹性变形等非线性因素,使带宽达到50Hz,并成功应用在远程导弹、人造卫星、精密指挥仪等场合。

下面介绍伺服系统中的一些基本概念。

### 坐标系统

一般认为任何定位平台坐标系统(coordinates)均具有6个自由度,其中有3个分别称为X、Y和Z轴的直线坐标,另外则是围绕3个直线坐标按右手定则形成的3个旋转坐标A、B和C。任何空间动作(movement)均可分解为沿直线坐标的平移(translation)和沿旋转坐标的旋转(rotation)。

在一个运动控制系统中往往存在多个定位平台,例如机器人的肩、肘、腕关节和行走部分均有各自的定位平台,在这样的系统中,坐标的总数将超过6个。运动控制系统中的坐标一般称之为轴(axis)。

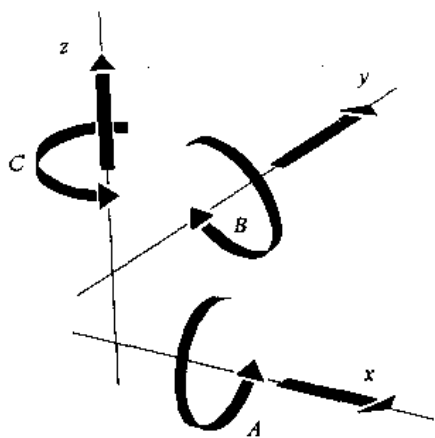


图 03.1 坐标系

### 最小运动增量和分辨率

最小运动增量 (Minimum Incremental Motion) 指的是一个装置能可靠提供的最小的运动, 而分辨率 (Resolution) 则是运动系统中可检测到的最小位置增量, 也被称为显示分辨率或编码分辨率。它与最小运动增量有所不同, 一般由反馈装置的输出所确定。由于传动链中的滞环、回差等, 除非反馈装置可以直接测量运动本身, 大多数系统不能使得最小运动增量等于分辨率, 所以这两个指标不能混淆。分辨率主要是基于控制器检测和显示的最小增量, 它比实际的运动输出更使人印象深刻。

### 准确度(精度)

准确度 (accuracy) 又称精度, 它是预期位置与实际位置之差的最大期望值。运动装置的准确度在很大程度上取决于实际位置的测量, 这个术语更直观地应该说成不准确度。当一个运动系统被命令移动 10mm, 而被理想的测量装置测出实际移动了 9.99mm 时, 其不准确度为 0.01mm。

### 精密度与重复性

精密度 (precision) 一般定义为: 对于完全相同的输入, 系统多次运行输出 95% 的结果的偏差范围。而重复性 (Repeatability) 则是系统在多次运行中到达命令指定位置的能力, 可见这两个指标虽然说法不同, 但具有相同的本质。注意精密度与准确度是不同的。

### 跟踪误差

跟踪误差 (Following Error) 理想测量装置测得的实际位置与控制器通过命令要求的预期位置之间的瞬时差值。

### 调整时间

调整时间 (Settling Time) 为运动接受指令后进入并保持于可接受的指令位置误差范围所需花费的时间。

### 超调

超调 (Overshoot) 为欠阻尼系统中过校正行为的度量, 这在位置伺服系统中是希望避免的。

### 稳态误差

稳态误差 (Steady-State Error) 为控制器完成校正行为后实际位置与指令位置之间的差。

### 振动

振动 (Vibration) 为当运行速度接近机械系统的自然频率时可导致结构的振动或振铃现象, 振铃也可由系统中速度或位置的突然改变引起。这种振荡将减小有效转矩并导致电动机和控制器之间的失步。谐振可以通过机械手段如摩擦或粘滞阻尼器来抑制。

### 运动规划

运动规划 (Motion profile) 是一种以时间、位置和速度描述运动操作的方法。运动规划



的典型应用是数控设备中的速度曲线,它们是速度相对于时间或距离的一条三角形和梯形曲线。

本篇在前两篇的基础上以伺服系统为应用对象,介绍运动控制系统中一些更为狭义和更为专门化的内容。这些内容是特种电动机及其驱动、运动系统中的测量和反馈、位置控制和轨迹控制等,可以把这些内容当作对运动控制系统中一些专题进行深入学习的入门和基础。在本篇的最后还介绍了液压、气动和机器人的运动控制系统。

## 11 执行电动机及其驱动装置

### 本章提要

在第一、二两篇已详细介绍的普通直、交流电动机基础上,本章从应用的角度介绍一些在伺服系统中广泛应用的几种执行电动机,这些电动机分别是永磁直流电动机、无刷直流电动机、无刷交流电动机、步进电动机等。在了解这些电动机的原理、结构、特性的基础上,进一步介绍其驱动和控制的有关技术。在本章的最后还简要介绍了力矩电动机和直线电动机。

执行电动机是执行指令运动的电气机械或元件,在伺服系统中按设定的指令来完成系统的运动,将电气信号转换为机械位移或者其派生量如速度和加速度等。在第一、二篇中已经详细叙述的普通直流和交流电动机当然也可以作为执行电动机,而且由于功率和经济性方面的原因,在很多情况下还应该作为系统的首选。然而本篇所指的执行电动机是那些为了满足某些伺服系统对执行元件诸如快速、安全、位置紧凑等特殊要求的,具有某种特色的电动机,这些电动机往往又被称为控制电动机或特种电动机。

执行电动机是伺服系统的重要组成部分。随着伺服系统的不断发展,执行电动机作为新类型的电动机或控制元件也迅速地成长和发展。目前在伺服系统中应用较为广泛的执行电动机除有刷直流电动机、交流感应电动机之外,还有难以在本书中一一列举的形形色色的特种电动机,本章主要介绍应用较为广泛的永磁电动机和步进电动机。

永磁电动机的运行特性类似于普通直流电动机,但关键区别在于其定子或转子是永磁体。尤其是无刷永磁电动机不需要电刷,其转子惯性较小且散热有效,因此具有快速动态性能和较高的体积效率,可以以较小的体积提供较大的功率和转矩。

步进电动机虽然有时也和反馈装置一起形成闭环系统,但是在大多数场合下应用于开环系统。步进电动机驱动的运动控制系统适用于低转速和高转矩的场合,即使是“开环”系统,仍然可得到准确的位置控制。成本低廉也是开环系统所具有的优点。步进电动机开环系统的缺点是其正常使用条件一旦突破,如瞬时的转矩过载,将出现定位误差而且不能得到纠正。

如同在本书绪论中所述,电动机的电力电子驱动器比电动机本身更为发展迅速和多样化,而且在现代伺服控制系统中,电动机及其驱动器已成为有机的统一体,本章在介绍电动机的同时也介绍其驱动器的设计。

本章还在末尾介绍两种特殊的电动机——力矩电动机和直线电动机。

### 11.1 有刷永磁直流电动机

随着材料和电机技术的发展,永磁材料在电机中的应用日益广泛。永磁电机中由永磁材

料产生磁场,其磁路有着与其他电机不同的特点。永磁材料的应用导致电机结构的简化、效率的提高和全新概念的新型电机的产生。

### 11.1.1 永磁材料概述

永磁材料和软磁材料(如硅钢片)的区别在于其具有大的矫顽力,因此其磁滞回线要比软磁材料宽得多。如图 11.1(a)中磁滞回线的第二象限部分称为退磁曲线,它表征了永磁材料的基本特性。

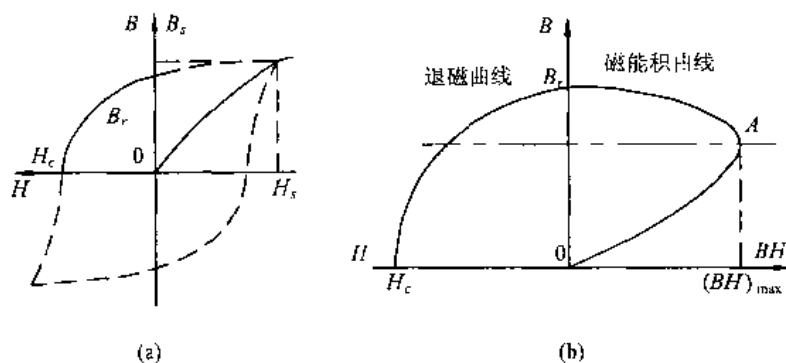


图 11.1 永磁材料的磁滞回线及退磁曲线

(a) 磁滞回线; (b) 退磁曲线与磁能积曲线

永磁材料磁性的形成需要一个充磁的过程。充磁磁场强度高达饱和磁场强度  $H_s$  时,从这一点开始退磁可以得到最大可能磁化的退磁曲线,得到最大的剩磁。如果从这一点继续增加磁场强度,磁性能也不会进一步改善,此点对应的磁通密度  $B$  称为饱和磁密  $B_s$ 。这时的退磁曲线最稳定,显示出的磁性能最好。 $B_r$  与  $H_c$  分别是饱和退磁曲线的两个分界点,剩磁  $B_r$  表示外加磁动势消失后,  $H=0$  时的磁密。若反向外加磁场,磁场中  $B$  随退磁磁场增大而减小,当  $B$  降至零,这时的反向磁场强度的绝对值称为矫顽力  $H_c$ ,  $H_c$  大者不易退磁。

在退磁曲线上每一点的  $(BH)$  乘积称为磁能积,图 11.1(b) 纵坐标右侧的曲线就是与左侧的退磁曲线相对应的磁能积曲线。其中退磁曲线上的 A 点为磁能积最大点,它所对应的磁能积为  $(BH)_{max}$ 。它表征了永磁材料能够发出最大磁能的工作点。

永磁材料的种类很多,目前永磁电动机里被广泛采用的是铝镍钴永磁材料、铁氧体永磁材料及稀土永磁材料。其中稀土永磁材料是最新型的永磁材料。图 11.2 给出了这三种材料的典型退磁曲线。这三种材料中,稀土永磁材料性能最好,剩余磁密  $B_r$ 、矫顽力  $H_c$  和最大磁能积  $(BH)_{max}$  都相当大,现代高性能的电动机都是采用稀土永磁材料。由于它的性能好,使得电机性能大大提高,体积小,重量轻,出力大,效率高,动作快。

本节首先介绍采用永磁体的有刷直流电动机,然后在后续节中介绍无刷的其他永磁电动机。

### 11.1.2 有刷永磁电动机及其特性

直流电动机具有良好的调速特性,为采用一般驱动方式的交流电动机所不及。因此以往在对电动机的调速性能和启动性能要求较高的生产机械上,大都采用直流电动机驱动,而容

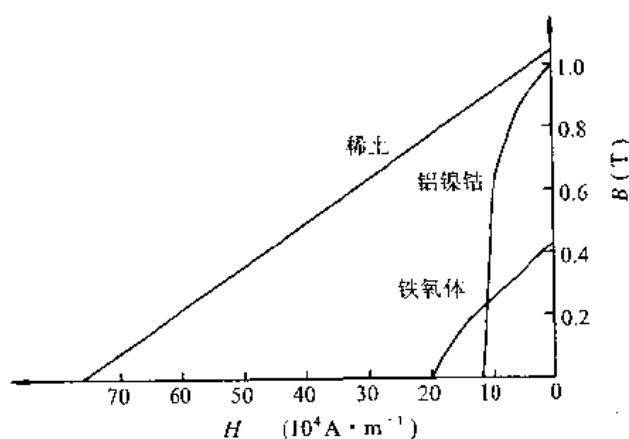


图 11.2 永磁材料的退磁曲线

忍其电刷换向器结构所导致的弱点。

有刷结构的永磁直流电动机只是将普通直流电动机中的励磁电路以永磁体取代。电动机中的磁体及磁极形状可以归纳为两种形式：凸极式结构及隐极式结构，图 11.3(a)是凸极式结构，永磁体下的空间就是主气隙，磁通直接由磁体表面穿出或穿入气隙，这种磁路有时称为永磁径向式。图 11.3(b)是隐极式结构，磁通经由磁极穿出或穿入气隙，而且是磁通切向穿入或穿出磁体。还可看出，在凸极式结构中使用外部导磁磁轭连接磁极，而在隐极式结构中不能使用导磁的外部结构。

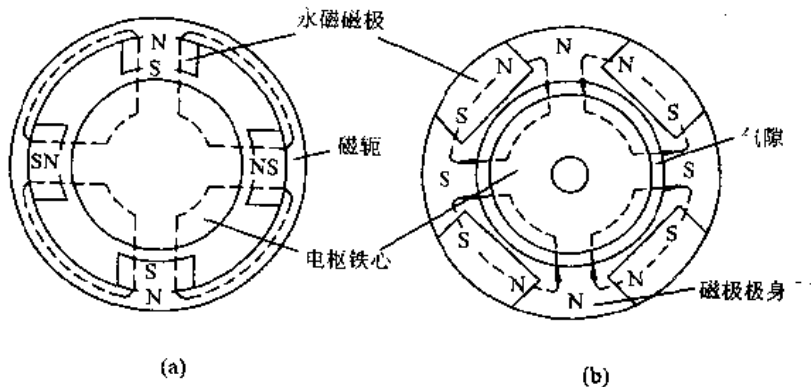


图 11.3 有刷永磁直流电动机的磁路

永磁直流电动机的工作原理和普通直流电动机基本相同，但是在控制中没有磁场调节的手段，只有电枢调节的手段。

直流电动机通常以它的机械特性和调节特性作为表征其工作性能的曲线。所谓机械特性，是指电源电压在一定情况下，电动机电磁转矩  $T$  与转速  $n$  之间的关系，即  $T=f(n)$ 。调节特性是指在输出电磁转矩一定情况下，转速与外加电压之间的关系，即  $n=f(U_a)$ 。

和普通直流电动机一样，永磁电动机内部关系可由下列公式描述

$$U_a = R_a I_a + E_a \quad (11.1)$$

$$T = K_D \omega = K_T I_a \quad (11.2)$$

$$E_a = K_E n \quad (11.3)$$

$$I_a = \frac{U_a - E_a}{R_a} \quad (11.4)$$

其中,  $U_a$ 、 $R_a$ 、 $I_a$  和  $E_a$  分别为电枢电路的输入电压、电阻、电流和反电势;  $T$  为电磁转矩;  $\omega$  为角速度(rad/s);  $n$  为转速(r/min);  $K_D$  为转动部分阻尼系数;  $K_T$  为电磁转矩系数;  $K_E$  为对应于  $n$  的反电势系数。由于气隙磁场由永磁体提供, 转矩和反电势公式比普通直流电动机有所简化。由上述公式可计算出机械特性

$$T \approx \frac{K_T U_a}{R_a} - \frac{K_T K_E}{R_a} n \quad (11.5)$$

和调节特性

$$n = \frac{U_a}{K_E} - \frac{R_a}{K_T K_E} T \quad (11.6)$$

由此得到机械特性和调节特性都是一簇斜线(图 11.4), 其斜率分别是一  $K_T K_E / R_a$  和  $1/K_E$ 。随着电机种类、功率大小、工作制以及选用的驱动控制方式的变化, 机械特性会有所变化。其中以功率大小和工作制的影响最大。

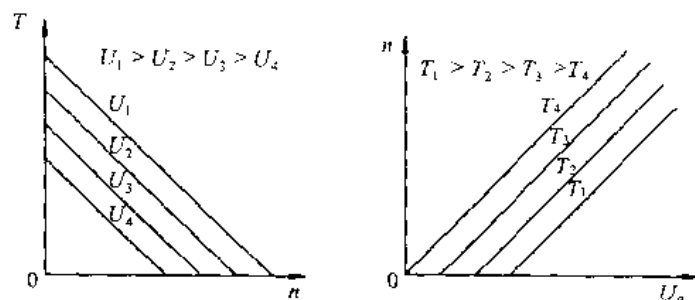


图 11.4 永磁直流电动机的机械特性和调节特性

小功率电动机和力矩电动机的  $R_a$  较大, 即使在启动和堵转状态下加以全部电压也不会产生过大的电流, 所以允许在特性曲线所有范围内工作。但是在容量大的电动机中,  $R_a$  很小, 体现为机械特性较平, 那么在启动或在速度很低时电流将很大。过大的电流将会产生过大的电磁转矩, 使得电动机损坏, 还会产生过大的电枢反应, 导致电动机永久性退磁。因此对于大功率电动机必须采取限流措施, 将电流限制在允许的最大范围内。限制电流的原则有以下几点:

- (1) 最大转矩的要求;
- (2) 退磁对电流的限制;
- (3) 发热;
- (4) 控制驱动中功率器件容量的限制。

除了考虑机械特性外, 下面一些特性也是重要的:

- (1) 速度  $n$  与输出功率  $P_o$  的关系;
- (2) 输出转矩  $T_o$  与输出功率  $P_o$  的关系;
- (3) 电流  $I_a$  与输出功率  $P_o$  的关系;
- (4) 效率  $\eta$  与输出功率  $P_o$  的关系。

动态工作特性是指实际的动作与相应的动作命令之间的响应关系。在永磁直流电动机中, 存在如下关系

$$U_a(S) = R_a I_a(S) + L_a S I_a(S) + E_a(S) \quad (11.7)$$

$$T(S) = (J S + K_D) \omega(S) \quad (11.8)$$

$$E_a(S) = K_E \omega(S) \quad (11.9)$$

$$T(S) = K_T I_a(S) \quad (11.10)$$

根据上述四个方程式可以求出永磁直流电动机的速度传递函数为

$$\frac{\omega(S)}{U_a(S)} = \frac{K_T}{L_a J S^2 + (L_a K_D + R_a J) S + K_E K_T + R_a K_D} \quad (11.11)$$

特征方程为

$$L_a J S^2 + (L_a K_D + R_a J) S + K_E K_T + R_a K_D = 0 \quad (11.12)$$

则

$$\frac{\omega(S)}{U_a(S)} = \frac{1}{K_E (S T_M + 1) (S T_E + 1)} = \frac{K_T}{J L_a (S - p_1)(S - p_2)} \quad (11.13)$$

式中  $T_M$ ——机械时间常数;

$p_1, p_2$ ——传递函数的两个极点;

$T_E$ ——电气时间常数;

$J$ ——总转动惯量( $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ ),  $J = J_M + J_L$ ;

$J_M$ ——电动机转子的转动惯量( $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ );

$J_L$ ——折合到电动机轴上的负载转动惯量( $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ )。

当不计阻尼系数时,方程式(11.13)可改写为

$$\frac{\omega(S)}{U_a(S)} = \frac{K_T}{L_a J S^2 + R_a J S + K_E K_T} \quad (11.14)$$

如果  $L_a$  很小,可以忽略时,则方程式(11.14)可以简化为

$$\frac{\omega(S)}{U_a(S)} = \frac{K_M}{T_M S + 1} \quad (11.15)$$

式中  $K_M$ ——电机增益系数,  $K_M = \frac{K_T}{R_a K_D + K_T K_E}$ ;

$T_M$ ——不计  $L_a$  的电动机时间常数,  $T_M = \frac{R_a J}{R_a K_D + K_T K_E}$ 。

当输出量是角位移  $\theta$  时,传递函数为

$$\frac{\theta(S)}{U_a(S)} = \frac{1}{K_E S (T_M S + 1) (T_E S + 1)} \quad (11.16)$$

可简化为

$$\frac{\theta(S)}{U_a(S)} = \frac{K_M}{S (T_M S + 1)} \quad (11.17)$$

这说明一般情况下,电气时间常数远小于机械时间常数,因此启动时间可仅考虑机械时间常数。

### 11.1.3 有刷永磁直流电动机的驱动

现代电动机的驱动控制技术和电子技术的发展有着直接密切的关系。电子技术、电子器件的新成就,极大地推动了电动机驱动控制技术的发展。目前绝大多数电动机采用开关器件如晶闸管(SCR)、功率晶体管(GTR)、场效应晶体管(MOSFET)和绝缘栅双极晶体管



(IGBT)等组成的功率驱动电路。直流永磁电动机的驱动电路与普通直流电动机并无太大的差别,有兴趣的读者可参阅本书第一篇的有关内容。

值得指出的是随着电子技术的进步,集成化和智能化是电力电子装置发展的趋势,新型电动机控制和驱动芯片不断涌现。下面就介绍一个驱动小功率直流电动机的集成电路芯片MC33186。

MC33186 原本是为汽车应用设计的H桥驱动器,具有在严酷环境下的可靠性能。其功率输出级是组成桥式结构的4个场效应管。 $T_1$ 和 $T_3$ 组成上半桥, $T_2$ 和 $T_4$ 组成下半桥。上下半桥各由其自己的短路电流限制机制。芯片的控制器部分提供功率部分的门极驱动,以及欠压、过热和过流保护。电荷泵提供门驱动电压,而一个稳压器提供内部电路的工作电源。两个输入 $IN_1$ 和 $IN_2$ 分别控制H桥的左右两边。在控制电动机的时候,这两个信号既可以是静态的电平信号,也可以是PWM信号。两个输出 $OUT_1$ 和 $OUT_2$ 是与直流电动机连接的。由此可以看到,驱动器的使用避免了采用分立元件的复杂的设计和制作。

MC33186的工作电压为5~28V,连续负载电流可达5A,最高开关频率可达20kHz。其与逻辑控制有关的输入输出与TTL/CMOS电平兼容,因此很容易与微处理器和微控制器接口。MC33186的功能结构见图11.5所示。

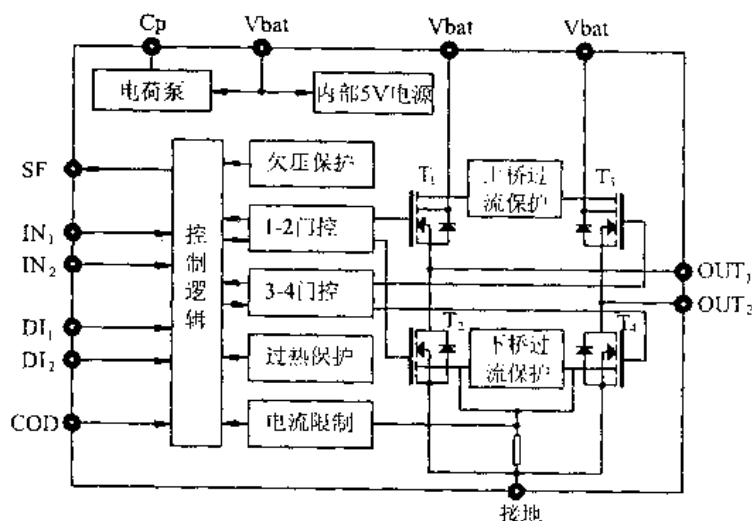


图 11.5 MC33186 功能结构

## 11.2 无刷电动机

前节中的永磁直流电动机用永磁体取代了定子上的励磁,但是仍然需要电刷换向器结构。电刷换向器结构是普通直流电动机的特征和标志,它使转子上的导体在经过磁场的换向点的时候自动改变电流方向,导致定子同一磁极下导体的电流方向不变,转子的磁场始终与定子的磁场垂直,从而获得最大的也是稳定的转矩,保证了直流电动机优良的控制性能。

电刷换向器结构也是普通直流电动机的先天性的弱点,人们一直在探讨利用现代电子技术,实现既能取消电刷,又能达到直流电动机优良控制性能的方案。这些方案中最著名的就是交流电动机的矢量控制,而无刷电动机也是在这个方向上发展所取得的成果。

这个发展的特点是转子采用恒定磁场,而将普通电动机中的电枢电路从转子转移到定子上去,这种励磁和电枢位置的互换对两者之间的相对运动没有影响,但是却避免了电刷换向器结构。如果转子由外部直流电源励磁,那么转子还需要电刷和滑环,还只能称为无换向器电机。如果采用永磁材料制作转子,那么就可称之为无刷电动机。

虽然感应电动机和后面将介绍的步进电动机也是无刷的,然而无刷电动机则是专指这样一些特种电动机,这些电动机的设计目的是具备与有刷直流电动机类似的性能,但是却没有电刷换向器结构所强加的限制。

无刷电动机具有基本相同的本体结构,另一个重要的共同点是运行时需要通过检测转子的位置来确定驱动电源的频率,因此无刷电动机在本质上属于自控变频同步电动机。无刷电动机因其电枢绕组驱动电流形状的不同而分为两种类型:一种是方波永磁同步电动机,其电枢驱动电流为方波(梯形波通常被称为无刷直流电动机;另一种是正弦波永磁同步电动机,其电枢驱动电流为正弦波,常称为无刷同步电动机。

### 11.2.1 无刷直流电动机

#### 11.2.1.1 无刷直流电动机的基本原理

首先回顾一下传统的有刷直流电动机。有刷直流电动机的转子上的电枢绕组由许多单独的线圈元件组成,一个单独的线圈元件在旋转时其输出转矩的幅度有很大的变动,实际上是按正弦规律变化的,其最大值出现在与定子磁场垂直的位置,而在换向位置时的值为零。它们不仅连接到自己的一对换向片上,而且还与其他的线圈相连,尽管电机的转矩主要由处于最大转矩位置的线圈元件提供,但是由于处于不同位置的其他线圈元件共同作用,最终产生的转矩波动很小。

如果将这种思想移植到无刷电动机的设计中去,将许多线圈元件平均分布在定子上,然后采用电子线路模拟电刷换向器结构的功能,其结果将是不仅控制电路非常复杂,而且每一个线圈元件都需要自己的单独的驱动电路。这一点显然难以满足。因此为了实现无刷化,必须作出适当的折衷和妥协。

图 11.6 为一个二极三相无刷直流电动机的结构。

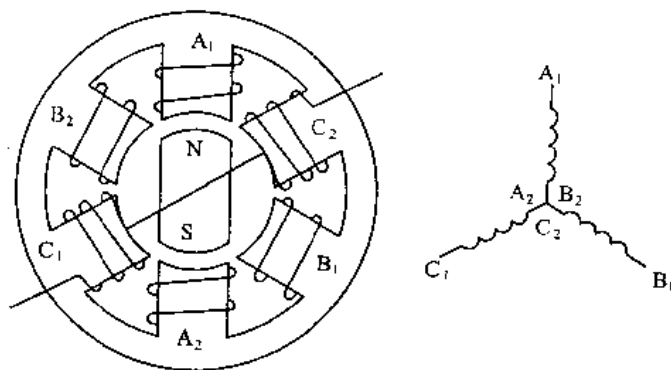


图 11.6 无刷直流电动机结构

无刷电动机具有少则 2 组、多至 5 组的线圈绕组,称之为相线圈或相绕组,图 11.6 中的二极三相无刷直流电动机的三个相绕组  $A_1-A_2$ 、 $B_1-B_2$  和  $C_1-C_2$  分别绕在相对的两个磁极

上。三个绕组可按三线 Y 接法、四线 Y 接法和三线  $\Delta$  接法连接。图 11.6 为目前主要应用的三线 Y 接法。

在理想的状态下,定子和转子的两个磁场最好是保持互相垂直,这样才能产生与有刷直流电动机相近的性能。但是无刷电动机定子相当于只有三个线圈和三个换向片的直流电动机电枢绕组,在定子的三相绕组由直流供电的条件下,这一点显然是做不到的。

无刷直流电动机中转子磁势与定子磁势之间的夹角称为转矩角。定子磁场换相电路的设计思想是使转矩角的平均值是  $90^\circ$ 。以二极三相无刷直流电动机为例,在转子旋转一周的过程中,定子磁场按  $60^\circ$  的增量步进 6 次,并且设计换相逻辑使转矩角在  $120^\circ \sim 60^\circ$  之间变化。就是当定子磁场进入 6 个位置之一的时刻,转子磁场与定子磁场的初始夹角为  $120^\circ$ ,并受定子磁场的吸引朝着夹角减小的方向旋转,当夹角达到  $60^\circ$  的时候,定子磁场又向前移动一个位置,使夹角再次增加为  $120^\circ$ 。在转子的一个  $60^\circ$  旋转过程中,定子磁场保持不动。

因此在无刷电动机中,定子磁场的移动有两个特点:一是这种移动是步进的而不是连续的;二是这种步进的速度不像步进电动机取决于外部的脉冲频率,而是取决于电动机本身的转速,通过对转子位置和旋转方向的检测来实现定子绕组的换相。所以这种电动机是自同步的,没有步进电动机和同步电动机的失步问题。

对于不同的绕组接法可采用不同的驱动电路拓扑,例如四线 Y 接法可采用三相半桥驱动,而三线 Y 和三线  $\Delta$  接法则需要采用三相全桥驱动(图 11.7)。下面以应用最广泛的三相全桥驱动的三线 Y 接法的无刷直流电动机为基础进行讨论。

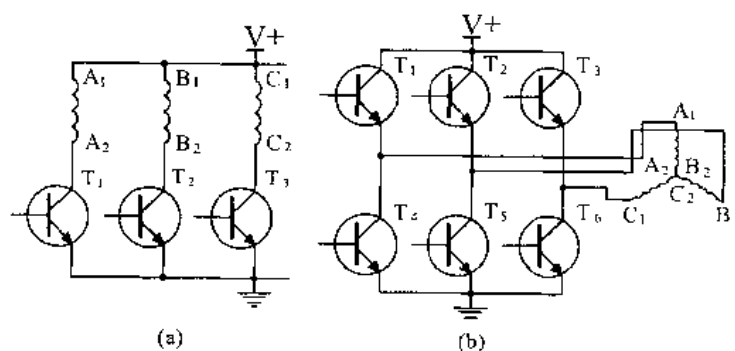


图 11.7 三相半桥驱动和全桥驱动

(a) 三相半桥驱动; (b) 三相全桥驱动

三相桥式驱动电路在每个时刻,只有上半桥和下半桥中各一个晶体管导通,使外部直流电源接入  $A_1$ 、 $B_1$  和  $C_1$  三个接线端中的两个,使得三个绕组中的两个串联接到电源上,而第三个绕组则没有通电。与有刷直流电动机的换向对应的操作演变为无刷直流电动机绕组切换的“换相”,其换相一共有 6 个节拍,每个节拍代表三相绕组的一个状态,产生定子磁场的一个确定的角度。这 6 个节拍的顺序、导通的晶体管和绕组的接入极性如表 11.1 所示。前 3 拍的定子磁场位置如图 11.8 所示。如果在正向旋转状态下各拍的顺序是 1-2-3-4-5-6-1 的循环,那么在反转时的顺序是 6-5-4-3-2-1-6 的循环。

无刷直流电动机的励磁由转子提供,而气隙磁场则是由转子磁场和定子的电枢反应共同形成。气隙磁场的波形对电枢电流、电动势和电磁转矩的影响是不言而喻的。以往的无刷直流电动机设计都是以正弦分布的气隙磁场为基础(图 11.9(a))。近年来随着材料的发展

和设计方法的改进,新型无刷直流电动机的气隙磁场为具有足够宽度的梯形分布(图 11.9 (b)),这两种情况下的转矩特性是不同的。

表 11.1 换向顺序与极性

序 号	导通晶体管	电源极性	
		V+	GND
1	$T_1, T_5$	$A_1$	$B_1$
2	$T_1, T_6$	$A_1$	$C_1$
3	$T_2, T_6$	$B_1$	$C_1$
4	$T_2, T_4$	$B_1$	$A_1$
5	$T_3, T_4$	$C_1$	$A_1$
6	$T_3, T_5$	$C_1$	$B_1$

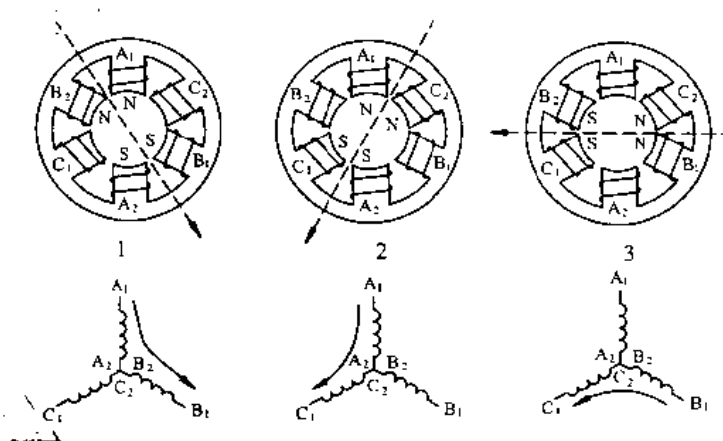


图 11.8 无刷电动机的换相

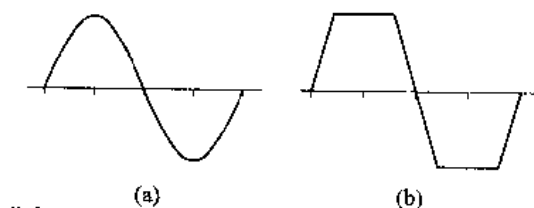


图 11.9 气隙磁场的正弦和梯形分布

电磁转矩可以认为是定子的电枢磁势和转子磁势相互作用所产生的,如果不考虑磁路的饱和和磁势的高次谐波,电磁转矩表示为  $T = KF_s F_r$ , 其中  $K$  为常数,  $F_s$  为定子磁势,  $F_r$  为转子磁势。

然而在气隙磁场不是均匀磁场的情况下,  $F_s$  取决于电枢电流  $i_a$ ,  $F_r$  取决于转矩角,这两者都不是常数。无刷直流电动机的电枢绕组具有电阻,在切割气隙磁场时会产生反电动势,这些和普通的直流电动机类似。对于三相桥式驱动的三线 Y 接法,电枢中同时导电的两相绕组形成当时的电枢回路。如果气隙磁场为正弦分布,则回路中的总反电动势为两相绕组中反电动势的向量和,则可得到电枢的回路方程为

$$U = 2R_a i_a + E_a [\sin\theta - \sin(\theta - 120^\circ)] = 2R_a i_a + \sqrt{3} E_a \cos(\theta - 60^\circ) \quad (11.18)$$

式中  $U$ ——电枢输入电压；

$R_a$ ——相绕组电阻；

$i_a$ ——电枢电流；

$E_a$ ——反电动势的幅值。

由式(11.18)可求得电枢电流

$$i_a = \frac{U - \sqrt{3} E_a \cos(\theta - 60^\circ)}{2R_a} \quad (11.19)$$

进而则可求得电磁转矩

$$\begin{aligned} T &= K_T i_a \sin\theta = K_T \frac{U - \sqrt{3} E_a \cos(\theta - 60^\circ)}{2R_a} \sin\theta \\ &= K_T \frac{U}{2R_a} \left[ \sin\theta - \frac{\sqrt{3} E_a}{2U} \sin(2\theta - 60^\circ) + \frac{3E_a}{4U} \right] \end{aligned} \quad (11.20)$$

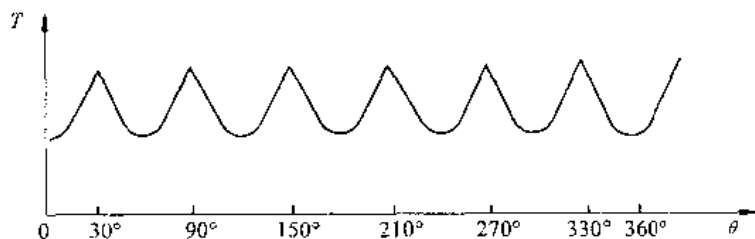


图 11.10 正弦分布磁场转矩波形

由式(11.20)可绘出正弦分布气隙磁场无刷直流电动机的转矩波形如图 11.10 所示,可以看到转矩随转角有一定程度的脉动。

新型无刷直流电动机通过改进设计,采用如加大极靴宽度等措施使得气隙磁场分布为梯形。结合考虑三相桥式驱动的开关顺序,可以绘出三相 Y 接法的无刷直流电动机各相绕组中的反电动势  $E_A$ 、 $E_B$  和  $E_C$ , 电流  $i_A$ 、 $i_B$  和  $i_C$ , 转矩  $T_A$ 、 $T_B$  和  $T_C$  的波形(见图 11.11)。从波形图我们可以注意到以下几点:

(1) 反电动势取决于磁场的波形,因此为相隔  $120^\circ$  的梯形波;

(2) 各绕组导通时正处于梯形波磁场的平顶部分之下,得到的转矩为  $120^\circ$  的方波;

(3) 理论上合成转矩  $T$  为当时导通的两相绕组转矩的代数和,得到的电动机转矩是几乎没有波动的恒定转矩。然而实现标准的梯形波磁场是不可能的,梯形波顶不可能完全平直;此外,电枢电流在绕组间的换向也不是可以在瞬时完成的,电流波形应该近似于梯形波,因此转矩的波动总是有的,特别是在换相的时刻会出现转矩的明显波动。

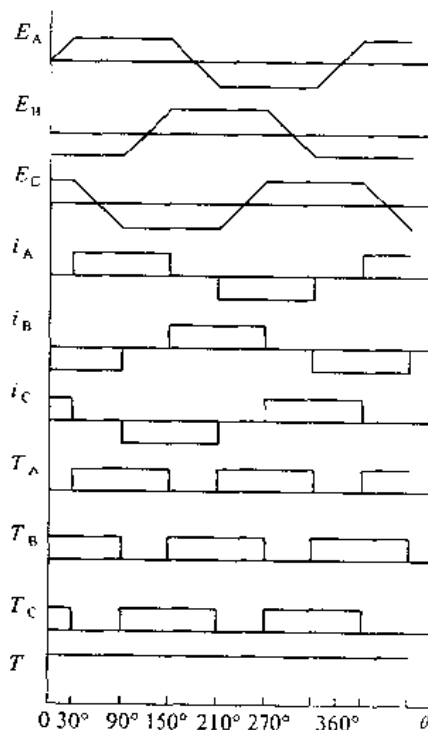


图 11.11 三相桥式驱动的梯形磁场无刷直流电动机波形

无刷直流电动机的动态特性与普通直流电动机在本质上相同,此处不再详细推导。

### 11.2.1.2 基于 MC33033 的驱动装置

无刷直流电动机和普通直流电动机的重大区别是其多相电枢绕组安装在定子上,而转子则是由永磁材料制作。电动机的运行必须有转子位置检测器和电子开关的配合来取代电刷和换向器。这种电动机由直流供电,其外特性具有直流电动机的性能,因此仍然归属于直流电动机。

为了无刷直流电动机的正常运行,需要采用电子技术解决转子位置检测,正确的绕组驱动信号的提供,以及调速运行时驱动电压调节等功能。在现代电子技术的支持下,上述功能已经可以集成化为专用芯片(ASIC),这样的芯片有 MC33033、MC33035 等。下面结合 MC33033 进一步介绍无刷直流电动机驱动装置的一些细节。

MC33033 是由 ON Semiconductor 生产的系列高性能单片直流无刷电动机控制器中的一种,具备实现一个开环的三相或四相电动机控制系统所需的全部功能,其中有转子位置编码、温度补偿的传感器电源、频率可编程的锯齿波振荡器、可访问误差放大器、脉宽调制比较器等,还配备有适合于驱动 MOSFET 的三个集电极开路三桥驱动和三个高电流推挽下桥驱动。其保护功能有欠压闭锁、电流限制和过热停机等。其应用涉及开环速度控制、开停控制和正反转控制等。

MC33033 的内部功能结构与工作原理如图 11.12 所示,各部分功能可概述如下。

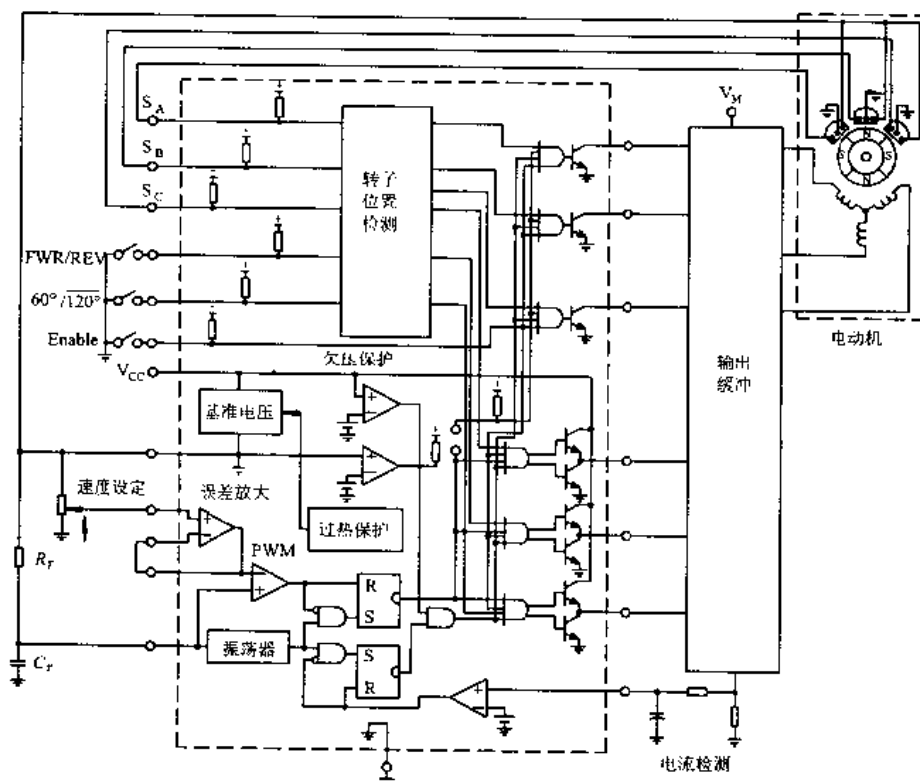


图 11.12 MC33033 功能结构与工作原理

无刷直流电动机能够运行的关键是必须首先了解转子的位置,然后根据转子的位置信



息来决定驱动器中的开关切换并实现电枢绕组的换相。因此转子位置检测是无刷直流电动机设计中不可缺少的组成部分。执行这种功能的一般是利用光学或霍尔传感器检测转子的位置的换向编码器。目前在无刷直流电动机中应用最多的是霍尔传感器。以三相电动机为例,三个霍尔传感器一般安装在对应定子磁极的中心位置,这三个传感器在电动机内圆上的位置则有电气相位差为  $60^\circ$ 、 $120^\circ$ 、 $240^\circ$  和  $300^\circ$  的 4 种惯例。芯片的三个传感器输入  $S_A$ 、 $S_B$  和  $S_C$  能直接与集电极开路的霍尔效应开关或光电耦合器接口,内部的上拉电阻可减少外部元件数。4 种惯例所产生的信号如图 11.13 所示,它们都是高低电平各占  $180^\circ$  的 TTL 电平信号。对于 6 步电动机来说,电角度每变化  $60^\circ$  就必须产生一个信号的变动,因此在一个周期内,三个传感器信号的电平组成 6 个有效的三位代码(另有 2 个无效代码一般不会出现)。MC33033 有一个输入引脚  $60^\circ/120^\circ$  用以选择传感器的相位差。另有一个 FWR/REV 输入信号选择正反转。在这 5 路信号的支持下,芯片内的解码器根据 6 个代码就可以确定转子的位置,并向驱动电路发出正确的换相信号。对于采用  $240^\circ$  和  $300^\circ$  惯例的电动机,我们可以注意到它们的输入代码序列分别与  $120^\circ$  和  $60^\circ$  的序列相反,可以通过灵活地利用 FWR/REV 信号来解决正确的换相问题。

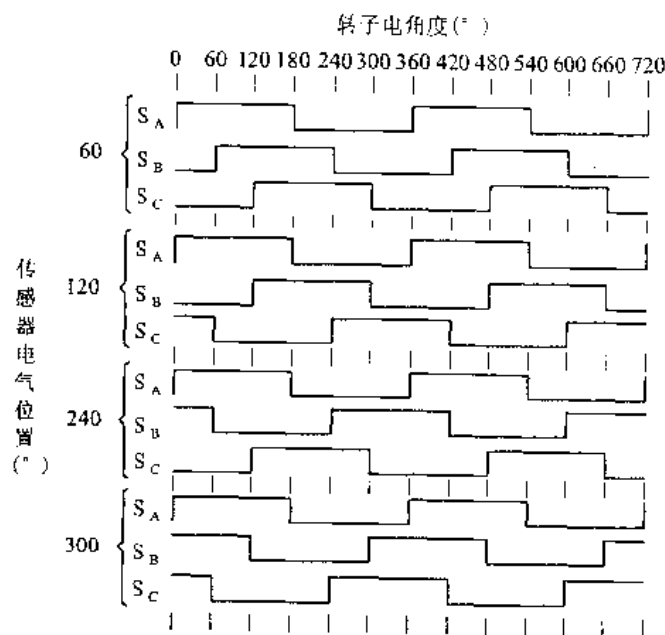


图 11.13 转子位置信号

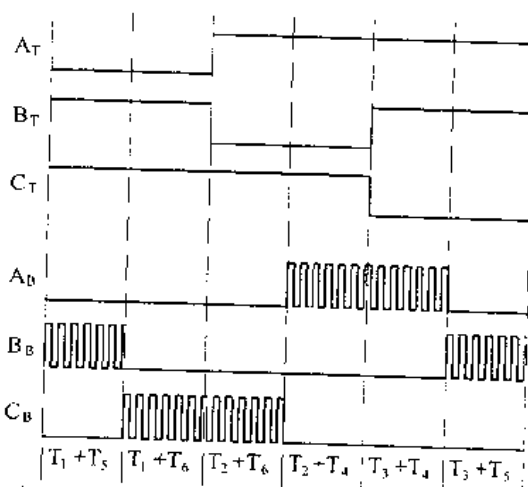


图 11.14 MC33033 的驱动输出

MC33033 内部有一个锯齿波振荡器,参见图 11.12,电容  $C_T$  由内部基准电源通过电阻  $R_T$  充电,充到一定电平时即通过一个内部的晶体管放电,从而形成锯齿波。锯齿波的峰值和谷值分别约为 4.1V 和 1.5V,而其频率则是由  $C_T$  和  $R_T$  的值所确定的。锯齿波一方面为 PWM 电路提供频率基准,另一方面通过与偏差放大器的输出相比较而形成 PWM 信号。PWM 是在供电直流电压为恒定值的条件下,通过改变平均电压调节电动机转速的有效手段。

MC33033 中提供了一个其输入输出均可引出片外的完全补偿的偏差放大器,可用于实现速度闭环控制,其直流电压增益可达 80dB,带宽为 0.6MHz,且可达到满幅放大。在图 11.12 中 MC33033 配置为一个开环调速系统,该放大器作为调速电位器的跟随器。而在闭

环系统中,该运算放大器则作为偏差放大器,对给定转速和实际转速之间的误差进行放大,控制 PWM 波形的脉宽,从而实现转速的闭环调节。

MC33033 通过控制功率电路来驱动电动机,上桥驱动级是可吸收 50mA 电流,耐压 30V 的 3 个集电极开路晶体管,分别通过引脚  $A_T$ 、 $B_T$  和  $C_T$  输出,很容易实现与高压功率电路的接口。3 个推挽式下桥驱动输出的引脚是  $A_B$ 、 $B_B$  和  $C_B$ ,特别适合于驱动 N 沟道 MOSFET 或 NPN 型双极晶体管,其输出和吸收电流可达 100mA。上述 6 个引脚与表 11.1 相对应的输出波形如图 11.14 所示,在图的下方注明了当时导通的开关管。图中还可以看到 PWM 信号仅出现在下桥的驱动信号中。

### 11.2.1.3 无刷直流电动机的无传感器技术

无刷直流电动机由于其高效节能被日益广泛地应用,这种电动机的一个特点则是其绕组的换相依赖于转子位置的检测。虽然转子的位置可以由传感器检测,但是在电动机中安装传感器并增加额外的引线在某些场合仍然使人感到不便。在前面已经说明三相无刷直流电动机在运行中的任何时刻,三相绕组中总有一相绕组是不通电的,但是这相绕组仍然在切割转子的磁场并在绕组中产生反电动势。基于这一事实人们发展了一种无传感器转子位置检测技术,这种技术的本质是检测三相绕组中不加电的那一相绕组中反电动势的过零点,从而得到转子的位置信息。这种技术已日趋成熟,已经出现了支持无传感器技术的专用集成电路芯片(如 Philips 的 TDA5145)。关于无传感器技术,有兴趣的读者可参考有关的文献。

### 11.2.2 无刷同步电动机

无刷同步电动机在结构上和三相无刷直流电动机相似,定子是三相绕组,转子是永久磁铁构成的磁极,但是工作原理与无刷直流电动机比较有如下两个主要区别:

(1) 在无刷同步电动机中并不像无刷直流电动机那样试图将气隙磁场改变为梯形分布,而是保持其正弦分布的特性;

(2) 这种电动机的驱动电流是通过三相绕组的正弦波。而无刷直流电动机的驱动电流是方波,并且只通过一个绕组或两个绕组。

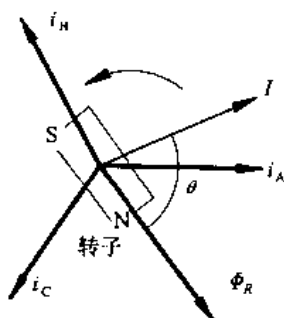


图 11.15 无刷同步电动机中的矢量关系

电机的运行不会产生失步的现象。

下面从同步电动机中的矢量关系入手(见图 11.15),探讨无刷同步电动机的控制策略。

三相均衡绕组中的相电流可表示为

无刷同步电动机采用分辨率高得多的旋转变压器或高分辨率光电编码器,取代无刷直流电动机中仅提供有限换向点的简单的换向编码器,形成转子位置传感器。通过转子位置传感器检测出转子相对于定子的绝对位置,由控制驱动电路的电流环使得三相绕组中流过的电流和转子位置成确定的正弦函数关系,实现矢量控制的思想。

普通同步电动机的电源频率是由外部电源确定,而无刷同步电动机驱动电源的频率则取决于转子的转速,定子旋转磁场的转速始终和转子转速同步,电

$$\left. \begin{aligned} i_A &= I_m \cos(\omega t + \varphi) \\ i_B &= I_m \cos(\omega t + \varphi - 120^\circ) \\ i_C &= I_m \cos(\omega t + \varphi + 120^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (11.21)$$

式中  $I_m$ ——电流的最大值。

若以 A 相绕组磁场的轴线作为空间坐标的  $0^\circ$ , 由这三个电流形成的电流矢量的幅值和相位可用下式描述

$$I = \frac{3}{2} I_m \angle (\omega t + \varphi) \quad (11.22)$$

上式说明由  $I$  产生的定子磁场矢量以角速度  $\omega$  旋转, 在任意时刻  $t$ , 磁场矢量的空间角度为  $\omega t + \varphi$ 。

当同步电动机处于稳定运行时, 永磁转子的转速也是  $\omega$ , 其磁场矢量  $\Phi_R$  可用下式描述

$$\Phi_R = \Phi_m \angle (\omega t + \beta) \quad (11.23)$$

转子磁场矢量在时刻  $t$  的空间角度为  $\omega t + \beta$ 。

因此磁极矢量与  $I$  之间必然存在一个夹角  $\theta = \varphi - \beta$ 。由于这个夹角的存在, 定子电流矢量和转子磁场矢量相互作用产生转矩

$$T = k_m' \frac{3}{2} I_m \Phi_m \sin \theta = k_m I_m \sin \theta \quad (11.24)$$

上式中  $k_m = k_m' \frac{3}{2} \Phi_m$ ,  $k_m'$  是一个常数系数。因为转子是永磁的,  $\Phi_m$  也是常量。

如果通过控制手段使  $\theta$  保持为  $90^\circ$ , 那么上式就成为

$$T = k_m I_m \quad (11.25)$$

在这种条件下, 无刷同步电动机就可以像直流电动机一样通过控制定子的电流来控制电动机的转矩, 进而实现与直流电动机相同的调速性能。

无刷同步电动机的控制和驱动必须是一个闭环系统, 其结构如图 11.16 所示。其中位置三角函数发生电路根据转子的位置, 按照图 11.17 的曲线产生三路基准信号。该曲线的横坐标按转子位置标注, 纵坐标按电流值标注。三根曲线分别代表对应与转子的某一位置三个绕组各自的驱动电流瞬时值。例如当转子位置(即转角)  $\omega t + \beta$  为  $0^\circ$  时, A 相的电流为 0, B 相的电流为  $0.866 I_m$ , 而 C 相的电流为  $-0.866 I_m$ , 通过矢量合成可知此刻的旋转磁场矢量的角度  $\omega t + \varphi$  为  $90^\circ$ 。

转子位置信号产生的速率包含了转速  $\omega$  的信息, 因此位置三角函数发生器输出的连续波形的角频率自然地就是  $\omega$ 。

由无刷同步电动机可构成永磁交流伺服系统, 目前永磁交流伺服系统已向数字化方向发展, 进一步适应了高速、高精度机械加工的需要。系统中的电流环、速度环和位置环的反馈控制全部数字化, 全部伺服的控制模型和动态补偿均由高速微处理器及其控制软件进行实时处理, 采样周期只有零点几毫秒。

由永磁交流同步伺服电动机构成的伺服系统, 都是用于要求高的场合, 构成速度控制系统、位置控制系统, 或者是速度-位置系统。图 11.18 为一速度伺服系统的框图。

系统总的作用有两个:

- (1) 实现电动机的矢量控制;
- (2) 实现速度闭环伺服控制。

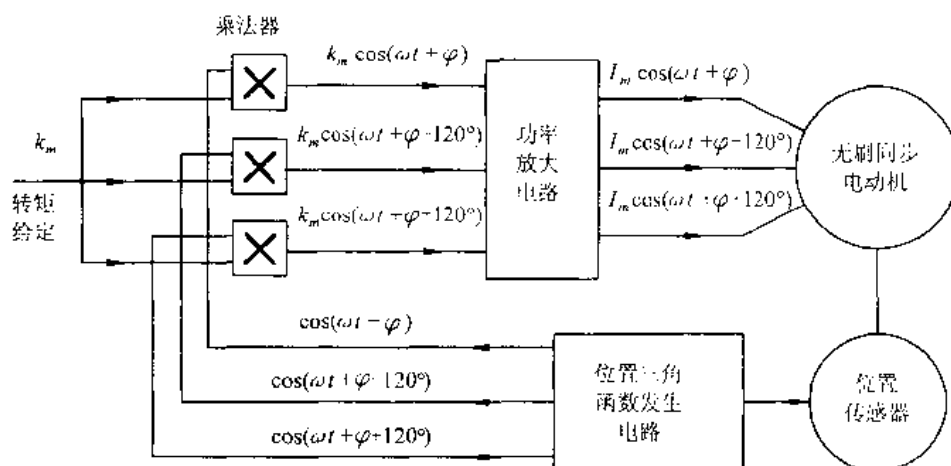


图 11.16 无刷同步电动机电流控制原理

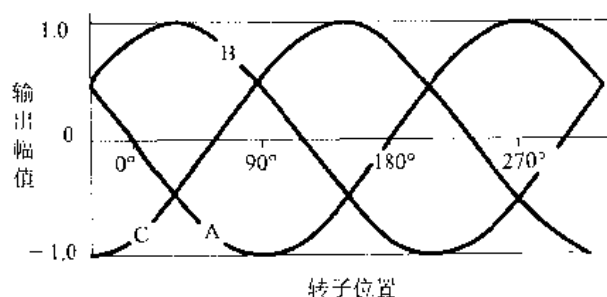


图 11.17 输出信号与转子位置的关系

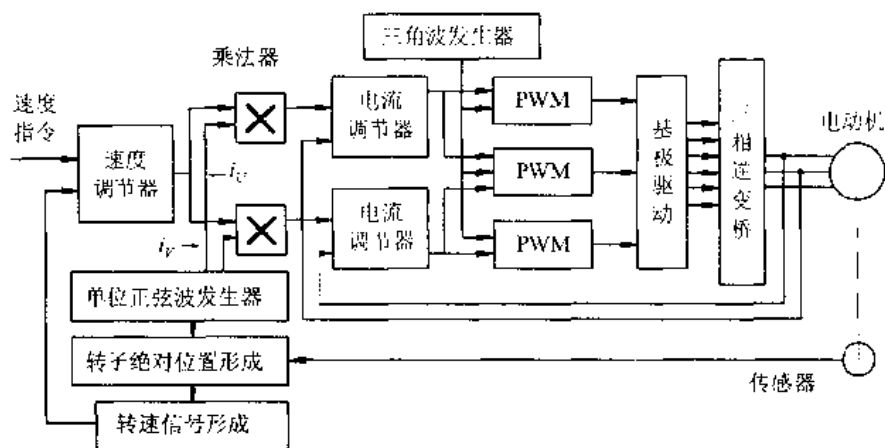


图 11.18 永磁交流同步伺服电动机速度控制系统框图

除了框图中给出的电路组成之外，系统还包括以下部分：为系统功率驱动部分提供电能的大电流、高电压主电源；为控制电路及功率放大的前置部分服务的几组低压、小电流控制电源；保护电路——过电流、过电压、欠电压、超速、过载、过热等保护；故障诊断及能量再生泄放电路等。

系统包括两个环：速度环和电流环。此外为实现矢量控制，电动机转子角度位置和各相

电流之间还有前面述及的专门的位置-电流环。

主电路是指功率驱动部分,它包括功率电源、功率放大电路,有时也把功率放大电路的前置驱动及正弦脉宽调制电路包括在内。在主电路中,将控制电路输入的控制信号转换成功率电能去驱动控制电动机,由电动机将电能转换为机械能。

主电路的直流电源通常都是由工频交流三相或单相电源经整流、滤波后得到的。为防止在给电时,由于滤波电容瞬时短路效应引起的过电流,电路中应设有软启动功能。功率放大电路一般都采用三相桥式电路,如图 11.19 所示。

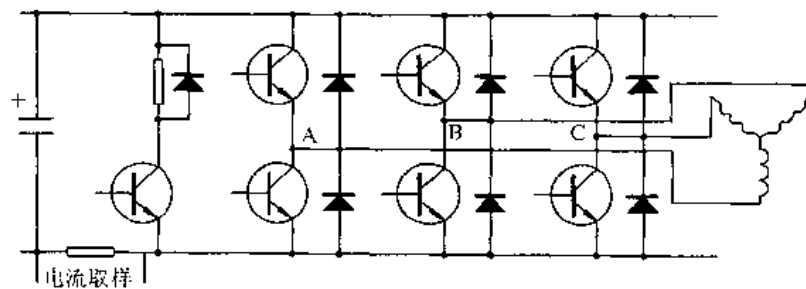


图 11.19 功率放大三相桥式电路

电动机绕组中流过的是正弦变化的电流,大功率晶体管的前级驱动采用双极模式 SPWM,就是在一个开关周期内,同一桥臂上的上、下两个晶体管都有导通的时间,只是两者互相错开。这样,作用到电枢绕组上的电压极性是正负交替的。有关正弦脉宽调制电路的组成在第二篇中已经介绍,此处不再详述。

在图 11.18 的速度伺服系统中,应该有这样三种传感器:转子位置传感器、速度传感器及电流传感器。为了实现矢量控制,转子位置传感器应该是首要的。速度反馈信号可以由位置信号的微分给出,也可以由另外的测速发电机测出。电流反馈一般都是采用霍尔电流传感器。经常采用的转子位置传感器有光学编码器和旋转变压器。近年来又出现了一种新型的专门的速度角位传感元件,它的英文名字叫 Tachsyn,它是 Tachometer 和 Synchro 两个英文词的合成。它既能给出速度信号,又能给出位置反馈信号,兼有无刷测速发电机和无刷自整角机的双重功能。关于运动控制系统中的常用传感器的工作原理、特点及使用方法见下章。

无刷交流同步电动机与伺服驱动器的有机结合,消除了电刷换向器结构的不利因素。同时由于高性能永磁材料的使用、合理的电机设计及先进的伺服控制技术的引入,使整个系统的转矩/惯量比、单位电流转矩、功率密度、转矩波动、调速范围、损耗、热容量和效率等均具有明显的优势。采用无刷同步电动机的交流伺服系统将同步电动机改造成具备与直流伺服电动机相类似的伺服性能,并以其优异性能成为精密电气伺服控制系统的一种优选方案,代表了电伺服技术的发展方向,有望得到日益广泛的应用。

### 11.3 步进电动机及其驱动装置

步进电动机是一种完成增量运动的电磁机械。步进电动机区别于其他电动机的最大特点是它接收数字控制信号(电脉冲信号),把电脉冲信号转换成角位移,因此又称为脉冲电动



机。它本身就是一个完成数字/模拟转换的执行元件。

顾名思义,对应每一个输入指令脉冲,步进电动机就旋转一个规定的角度(称步距角)或位置增量。步进电动机输出的角位移(即转子的转角)与输入的指令脉冲数成正比;步进电动机的转速 $n$ (即转子的转速)与指令脉冲频率成正比;转矩由磁阻作用产生,旋转方向则取决于脉冲的顺序。在步进电动机负载能力允许下,这种线性关系不会因负载变化等因数而变化,所以可以在较宽的范围内,通过对指令脉冲的频率和数量的控制,实现对其运动速度和位置的控制。

步进电动机与其他电动机的差别主要是步进电动机一定要与控制脉冲联系起来才能运行,否则无法工作。步进电动机最简单运行方式是与控制脉冲组成开环系统,这样的所谓增量位置控制系统与传统的交直流伺服系统相比,其成本明显降低,几乎不必进行系统调整,因此,随着运动控制系统数字化到来,步进电动机的应用日益广泛。与之相适应,各国半导体厂商开发和生产了大量适用于步进电动机控制的专用集成电路。

### 11.3.1 步进电动机的结构和工作原理

步进电动机可分为磁阻式(即反应式)和永磁式两大类,另有一种混合式又称感应子式的步进电动机从控制的角度看与永磁式区别不大。本节主要介绍磁阻式步进电动机。

#### 11.3.1.1 磁阻式步进电动机

磁阻式步进电动机又称反应式步进电动机,是目前比较流行的一种步进电动机,它利用了磁通力图寻找磁阻最小路径中产生转矩的特性。我们应用图 11.20 来说明这种电动机的工作原理。

磁阻式步进电动机的定子上装有多相励磁绕组,图 11.20 中为最常使用的三相绕组步进电动机的示意图。三相绕组形成 6 个磁极。转子由软磁材料制成,上有 4 个齿。当 A 相绕组通电,而 B、C 相绕组均不通电时,由于磁通力图走磁阻最小路径,使磁路磁阻最小,因此产生磁阻转矩使齿 1、3 的轴线与定子 A 相磁极对齐。在下一时刻给 B 相通电,断开 A 相供电将使转子齿 2、4 的轴线与 B 相磁极对齐,转子因此整体上逆时针旋转了  $30^\circ$ 。因此按 A-B-C-A...的顺序使三个绕组轮流通电将使得转子逆时针方向连续旋转。如果按 A-C-B-A...的顺序通电,转子将顺时针旋转。由此可得到如下的判断:

(1) 步进电动机的旋转方向取决于绕组通电的顺序;

(2) 电动机的转速取决于绕组通断的频率;

(3) 绕组的每次通电切换,转角步进的距为转子齿间夹角距的  $1/m$ ,亦即步距角为齿距的  $1/m$ 。

上述步进电动机模型中每步步距角为  $30^\circ$ ,很难适应精细控制的要求。实际的电动机采用如图 11.21 的结构。在这种结构中定子磁极的极弧上开有一些均匀分布的小齿,转子表面也均匀分布着小齿。转子小齿之间按角度度量的齿距和定子的齿距完全相等。所谓齿距就是相邻两齿中心线的夹角,又称为齿距角

$$D_r = \frac{360^\circ}{Z_r}$$

式中  $D_r$ ——齿距;

$Z_r$ ——转子的齿数。



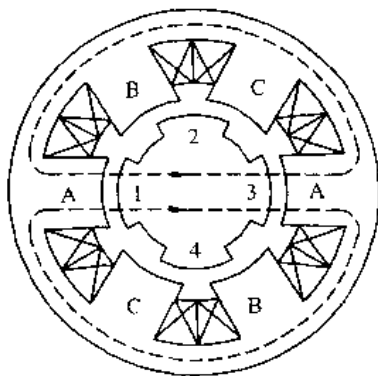


图 11.20 磁阻式步进电动机的工作原理

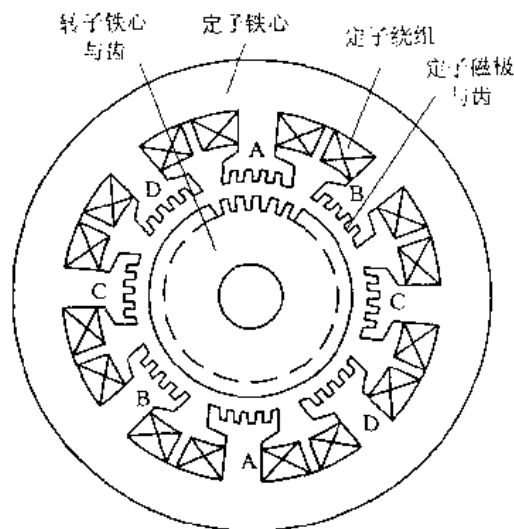


图 11.21 单段式定子与转子的齿结构

由于开了这些小齿,转子在绕组切换时的转动在小于  $D_r$  的范围内就能找到一个磁阻最小的位置,这样就大大减小了步距角,提高了运动的分辨率。

从图 11.20 的分析中注意到当转子的齿与某一磁极的齿完全吻合时,对于  $m$  相电动机来说,转子的齿与其他二相磁极的齿必须依次错开  $1/m$  齿距。对于三相电动机来说,当 A 相通电时,转子的小齿与 B、C 两相磁极上的小齿必须依次错开  $D_r/3$ 。在这种约束下,转子的齿数就不能是任意数值,而是必须满足以下的条件

$$\frac{Z_r}{2p} = K \pm \frac{1}{m} \quad (11.26)$$

即

$$Z_r = 2p \left( K \pm \frac{1}{m} \right) = 2pK \pm 2 \quad (11.27)$$

式中  $K$ ——正整数;

$p$ ——极对数;

$m$ ——相数,  $p = m$ 。

例如对于图 11.20 中的结构,令  $p=m=3, K=1$ ,则可求得  $Z_r=4$  或 8。

上述的这种电动机结构称为单段式的结构。这种结构使得电机制造相对较为简单,精度容易保证,步距角也可以做得较小,容易得到较高的启动和运行频率。其缺点是当电机的直径较小、相数较多时制作较为困难。因此产生了多段式结构。

图 11.22 表示一个三相多段式步进电动机的结构。这种结构中每相都有自己独立的一套定子和转子,沿着转轴的方向装配在一起。如图 11.22 中右边的截面图所示,每相的转子的齿数可以等于定子的齿数,齿距严格相等。定子上的各相绕组的连接使得相邻两磁极极性相反,当绕组通电时,所有的转子齿均与定子齿一一相对。定子和转子的装配有两种做法:一种是使三个定子的齿形对齐,使三个转子按 A、B、C 的顺序依次错开  $1/3$  个齿距;另一种做法则相反,让三个转子的齿形对齐,而让定子错开  $1/3$  个齿距。

多段式步进电动机定子空间利用率较好,环形控制绕组制作方便。转子可做成细长型以

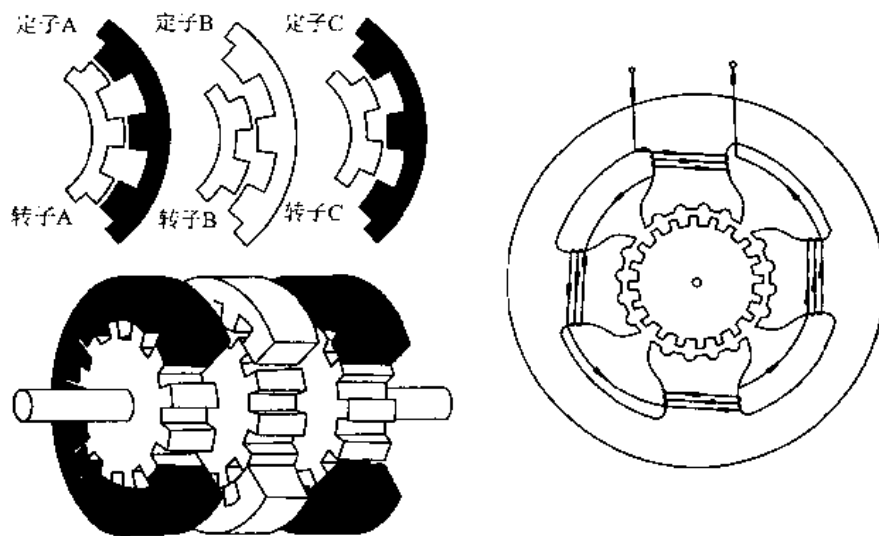


图 11.22 磁阻式电动机的多段式结构

减小转动惯量。步距角可做得较小。多段式步进电动机绕组通电的切换方式与单段式电动机一样。这里还可以注意到多段式步进电动机对转子的齿数没有特殊的限制。

对于步进电动机,某一相绕组通电(励磁)后,如果转子进入稳定零位,则电磁转矩等于零。所谓稳定零位就是电磁转矩在理论上等于零的那些稳定位置。如果用外加转矩迫使转子离开稳定零位,步进电机将由于磁阻的变化产生复位转矩,复位转矩力求克服外加转矩使转子回到磁阻最小的稳定零位。在步进电机中,被励磁的磁极下转子与定子齿齿相对的位置就是磁阻最小的稳定零位。复位转矩也就是静态下的堵转转矩,它是转子位置的函数。图 11.23 为磁阻式步进电动机绕组励磁电流恒定时静态堵转转矩随转子位置变化的曲线,该曲线称为矩角特性曲线。该曲线的横坐标为空间几何角度,坐标原点为转子的稳定零位,或者说是被励磁的磁极下被选作参考点的某一定子齿的中心线位置。

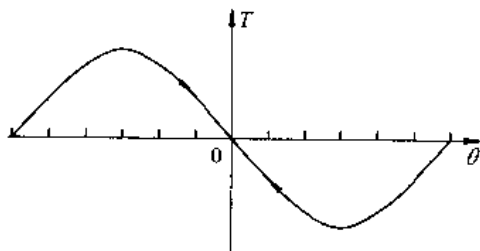


图 11.23 矩角特性曲线

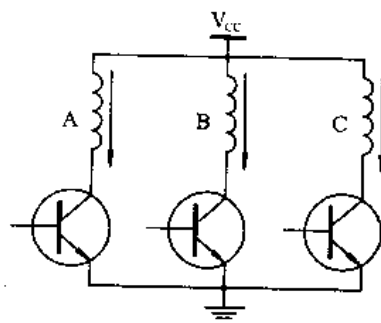


图 11.24 三相单极性驱动电路

步进电动机的旋转是通过按照一定的节拍(速率)改变绕组通断方式而实现的。节拍和状态的变化体现为绕组电流脉冲的组合。通电脉冲方式不同时,产生不同的工作方式。例如三相步进电动机可使用如图 11.24 所示的单极性开关电路实现绕组的通断,而通断的方式则有单三拍、双三拍和单双六拍等三种工作方式。

#### (1) 单三拍工作方式

由控制脉冲的触发下,开关按  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$  顺序连续接通步进电动机,步进电动机按  $A \rightarrow B \rightarrow C \rightarrow A \dots$  的顺序轮流供电给定子各个绕组,步进电动机的转子齿在磁力作用下与通电磁极下的定子齿对齐,按步距角产生步进的旋转。如果当开关按  $T_1$ 、 $T_3$ 、 $T_2$  顺序连续接通,步进电动机按  $A \rightarrow C \rightarrow B \rightarrow A \dots$  的顺序供电,步进电动机变成按与上述相反的方向位移。上述通电方式称为单三拍工作方式。

### (2) 双三拍工作方式

由控制脉冲使开关按  $T_1T_2$ 、 $T_2T_3$ 、 $T_3T_1$  顺序连续接通,步进电动机按  $AB \rightarrow BC \rightarrow CA \rightarrow AB \dots$  顺序轮流供电给定子绕组。通过分析可知转子受两相磁场的共同作用,其稳定位置偏移了  $1/2$  个步距角,亦即  $1/6$  个齿距。双三拍方式的优点是总有一相绕组通电,避免单三拍方式中瞬间所有绕组都不通电而导致的不稳定现象。但是双三拍方式下的步距角和单三拍的相同。上面的通断顺序相反将使得电动机反转。

### (3) 单双六拍工作方式

控制脉冲使开关按  $T_1$ 、 $T_1T_2$ 、 $T_2$ 、 $T_2T_3$ 、 $T_3$ 、 $T_3T_1$  六个顺序连续接通步进电动机时,步进电动机按  $A \rightarrow AB \rightarrow B \rightarrow BC \rightarrow C \rightarrow CA \rightarrow A \dots$  的顺序轮流供电给定子绕组。参照图 11.25,很容易得到这种运行方式下的步距角是前两者的一半的结论。同样,六拍控制顺序的倒转将使得电动机反转。

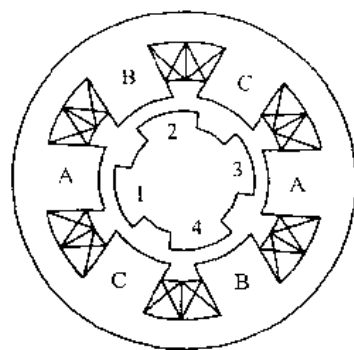


图 11.25 AB 通电的转子位置

#### 11.3.1.2 永磁式与混合式步进电动机

永磁式步进电动机采用永磁转子结构,使定子脉冲电流产生的磁场和转子永磁磁场相互作用而产生旋转转矩,带动负载运行。从原理分析可知,磁阻式步进电动机的相数不得少于三相,而永磁和混合式步进电动机应用最多的则是两相。

图 11.26 左边为永磁步进电动机的结构和转子,右边表示一个两相永磁式步进电动机的工作原理。永磁转子步进电动机有一个径向充磁的转子,磁极数可为 2 极至数十极。定子有 2 至 4 个定子段,每段有一个双绕线圈,即用双线绕法一次绕制两个线圈。两个线圈的公共点引出接至供电电源的正端或负端,各线圈的另一端通过开关器件控制其通电与否。该电机有一个两极的转子和两个定子段。下面按拍来分析电机的工作过程。

在第 1 拍中  $S_1$  和  $S_3$  闭合,电流通过绕组形成的定子磁场极性和转子的位置均如图 11.26 所示,转子上的箭头指向位置 1。

在下面的 3 拍中开关闭合的顺序分别是  $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_2$ 、 $S_4$  和  $S_3$ 、 $S_4$ ,每拍中改变一个定子的磁场极性,经分析可以看到每拍转子逆时针旋转  $90^\circ$ ,箭头依次指向 2、3、4,四拍完成一个循环。

在这种结构中定子每相有两个绕组,并且只能通过一个方向的电流,这种驱动方式叫单极性驱动。如果每相只用一个绕组,在电路设计中使得绕组中电流可以反向流动,同样可以实现上述的使定子磁场改变极性的结果,这种驱动方式叫双极性驱动。

这种原理性的永磁步进电动机的步距角为  $90^\circ$ ,实际的永磁步进电动机改变设计,采用多极定子和转子,得到小得多的步距角。

目前和磁阻式步进电动机一样得到广泛应用的是一种也采用永磁转子的混合式(感应

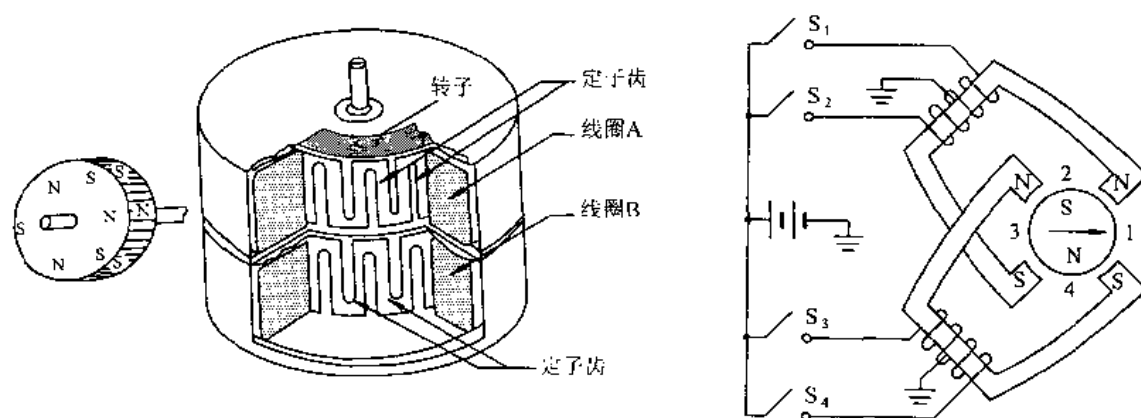


图 11.26 永磁式步进电动机及其工作原理

子式)步进电动机,所以叫混合式是因为这种电动机是在永磁和变磁阻的共同作用下工作的。

图 11.27 左边给出混合式步进电动机的轴向剖面图。定子铁心的齿槽与磁阻式电动机相同,和永磁式电动机一样配置有双绕组或单绕组,分别适用于单极性驱动或双极性驱动。转子中含有一个轴向磁化的永磁体,这个永磁体产生一个单向磁场,磁路通过转子、气隙和定子闭合。由软磁材料制作的两段转子分别被永磁体磁化为 N 极和 S 极,A-A 和 B-B 截面分别表示了 S 段和 N 段转子。图中可以看到两段转子具有相同的齿数,但是错开半个齿距。

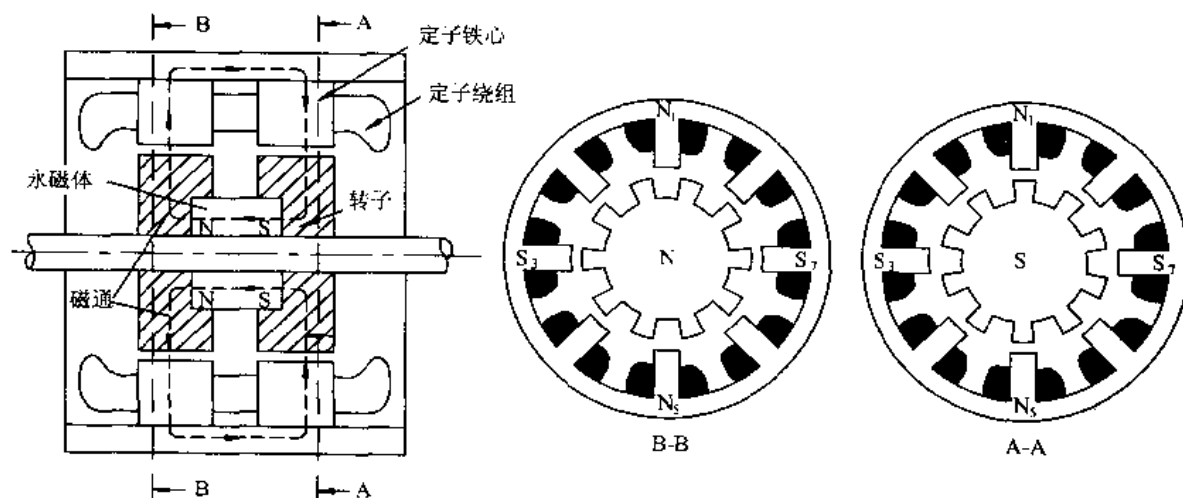


图 11.27 混合式永磁步进电动机的结构

下面利用图 11.28 进一步说明混合式步进电动机的工作原理。图中的电动机定子有 4 个沿圆周均匀分布的齿,线圈绕制在齿上且成对连接。具有不同极性的两段转子各有 3 个齿。图中以实线表示 S 段,以虚线表示 N 段,两段转子交错半个齿距。

当绕组中不通电流时,因为转子中的永磁体总是试图减少磁路中的磁阻,转子将趋向有限的若干位置,直至 N 极和 S 极转子上各有一齿与定子磁极对齐。对于图中的电机来说,这样的位置有 12 个。将转子保持在这些位置上的转矩通常不大,称之为维持转矩。

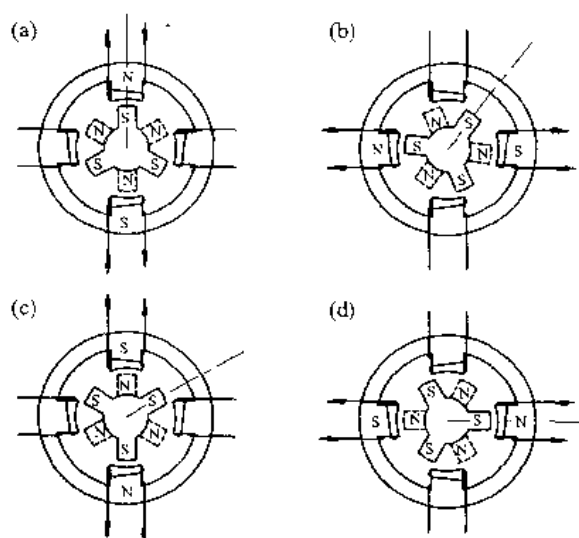


图 11.28 混合式永磁步进电动机的工作原理

如果如图 11.28(a)那样有电流通过一相绕组,在定子上产生的 N 极和 S 极将吸引异性转子段上的齿,在这种情况下,只有和转子的齿数一样的 3 个稳定位置,将转子从定位位置上拉开的转矩要大得多,称为锁定转矩。

将通电方式由图(a)切换至图(b),定子磁场转过  $90^\circ$ ,并将吸引另一对齿,结果转子旋转了  $30^\circ$ ,相当于一个整步。在从图(b)到图(c)中,励磁又回到前一绕组,但是电流方向相反,可使转子再前进一整步。在图(d)中再使第二相绕组电流反向又可前进一步。这样转子就走过了一个齿距。步骤从图(d)后再回到图(a),如此反复,形成电动机的旋转运动,每转需要 12 步。显然,以相反的顺序激励定子绕组,电动机将反转。

通常定子的小齿以不同于转子的齿距均匀分布,在齿数较多的电动机中(如图 11.27),定子和转子的齿距排列使得只有转子对面的两个齿与两个相距  $180^\circ$  的定子齿完全对齐。同时,相距  $90^\circ$  机械角处的定转子齿则完全错开。对于这样结构的混合式电动机,可用如下的公式计算其每转步数

$$N = \left| \frac{N_r N_s}{N_s - N_r} \right| \quad (11.28)$$

其中,  $N$  为每转步数;  $N_r$  和  $N_s$  分别是转子和定子的齿数。对于图 11.27 中的例子,  $N_r$  和  $N_s$  分别是 8 和 10,则可计算出这种电动机每转 40 步,步距角为  $9^\circ$ 。

### 11.3.2 步进电动机的驱动和控制技术

步进电动机与交直流电动机不同之处是,仅仅接上供电电源它是不会运行的,图 11.29 表示步进电动机的驱动和控制系统的的基本组成。

该系统包括步进电动机、脉冲发生器、脉冲分配器、功率放大器以及直流功率电源等五个部分。较复杂的驱动控制系统带有位置反馈的环节,组成闭环系统。

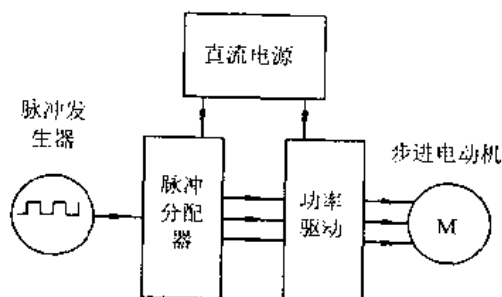


图 11.29 步进电动机的控制和驱动



## 11.3.2.1 脉冲发生器和脉冲分配器

脉冲发生器是产生步进电动机角位移或速度的控制脉冲电路。步进电动机运行的转角或转速由脉冲发生器的脉冲频率(Hz 或脉冲/s)所确定。步进电动机的转角正比于输入的脉冲数,对应于脉冲信号数量,它是频率和时间的乘积。例如一个步距角为  $1.8^\circ$  的步进电动机要旋转  $90^\circ$ ,则根据  $1.8 \times N = 90$ ,得到脉冲信号数量  $N = 50$ 。

$$\theta = N\theta_0 \quad (11.29)$$

式中  $\theta$ ——转角( $^\circ$ );

$N$ ——脉冲个数;

$\theta_0$ ——步距角( $^\circ$ /步)。

步进电动机的步距角是由其设计结构决定的,在以一般方式运行时,步进电动机的转角只能是步距角的整数倍,因此在设计步进电动机驱动系统时,必须考虑其步距角。

由硬件制作的脉冲发生器电路不胜枚举,学过数字电路的读者应该比较熟悉。在当前微处理器大量渗透传动技术的形势下,利用微处理器的软硬件资源实现脉冲发生器的功能也是很容易的,在第12章中将对此有所介绍。

脉冲分配器是时序逻辑电路的一种,它接受脉冲发生器的控制脉冲信号,输出按一定时序排列的多路电平信号。通常电机的脉冲分配器为环形分配器,即时序按环形移位封闭排列。脉冲分配器的工作方式是

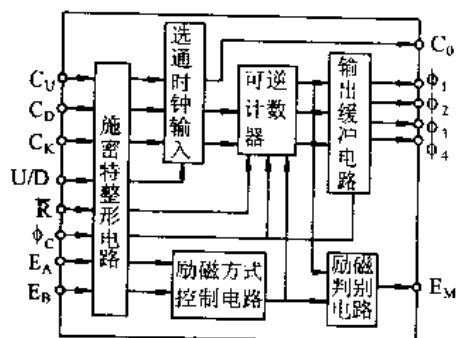


图 11.30 PMM8713 原理图

路采用 CMOS 铝栅工艺结构,输入端与标准 CMOS 兼容,而且均采用施密特整形电路;输出端驱动能力不低于 20mA,同时还将控制器的状态变成检测信号输出。

PMM8713 各引脚功能简述如下:

1 脚( $C_U$ )——正转时钟脉冲输入端。当该端有脉冲输入时,在输出端  $\phi_1 \sim \phi_4$  将有正转脉冲序列输出。

2 脚( $C_D$ )——反转时钟脉冲输入端。当该端有脉冲输入时,在输出端  $\phi_1 \sim \phi_4$  将有反转脉冲序列输出。

3 脚( $C_K$ )——正/反转时钟脉冲输入端。

4 脚( $U/D$ )——正/反转控制端。

芯片提供了灵活选择两种时钟脉冲输入模式的手段。前者通过 1、2 两脚分别输入正转或反转两种脉冲,后者通过 3 脚输入脉冲序列,至于是正转还是反转则由 4 脚控制。这两者方式不能同时使用,如采用 1、2 脚输入时钟脉冲,则 3、4 脚应接低电平;如采用 3、4 脚输入模式,则 1、2 脚应接低电平。



5、6 脚( $E_A$ 、 $E_B$ )——励磁切换控制。当  $E_A$ 、 $E_B$  同时为低电平“0”时,输出为双励磁方式(对于三相电机来说,相当于双三拍方式);当  $E_A$ 、 $E_B$  为不同电平时,输出为单励磁方式(对于三相电机来说,相当于单三拍方式);当  $E_A$ 、 $E_B$  同时为高电平“1”时,输出为 1-2 双励磁方式(对于三相电机来说,相当于六拍方式)。

7 脚( $\phi_C$ )——三相/四相控制。该端为低电平“0”时,为三相输出;为高电平“1”时,为四相输出。

8 脚( $U_{SS}$ )——电源接地端。

9 脚(R)——复位端。将输出复位到初始状态。

10~13 脚( $\phi_1 \sim \phi_4$ )——各相信号输出端。输出端驱动能力不低于 20mA。

14 脚( $E_M$ )——励磁方式检测输出。

15 脚( $C_0$ )——时钟脉冲检测输出。

16 脚( $U_{DD}$ )——电源端( $+4 \sim +18V$ )。

图 11.31 为 PMM8713 的  $\phi_1 \sim \phi_4$  对应于三相电机三种相序状态。

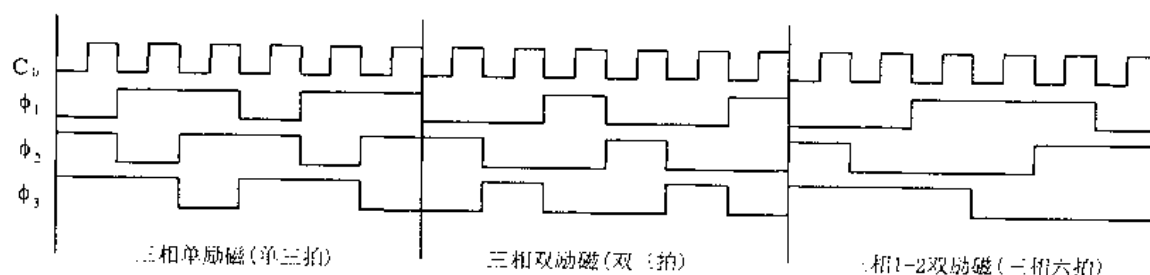


图 11.31 PMM8713 部分相序状态

### 11.3.2.2 单极性驱动和双极性驱动电路

驱动电路即是功率放大器,它将脉冲分配器送来的触发信号放大,以足够的功率来驱动步进电动机。通常由脉冲分配器与功率放大器组成步进电动机驱动器。从步进电动机的绕组形式来看,驱动电路可划分为单极性和双极性电路两种。单极性电路中,相电流流经绕组始终只有一个方向,如图 11.24 所示。单极性电路一般用于磁阻式步进电动机和带中心抽头的永磁式步进电动机。由于绕组利用率低,故电动机输出转矩较小,但是驱动电路简单,成本较低。

双极性驱动方式时,相电流在同一绕组中有两个流动方向(见图 11.32),其绕组利用率高,输出转矩大,但与单极性绕组相反,驱动电路复杂,成本高。

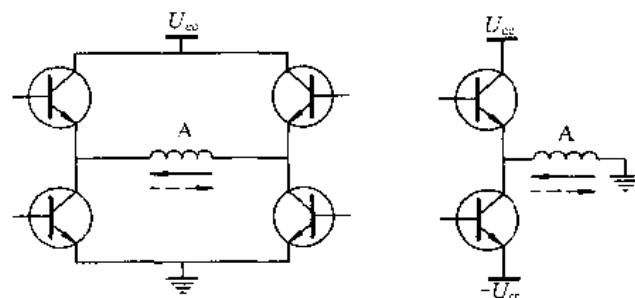


图 11.32 双极性驱动方式

## 11.3.2.3 不同驱动方式的原理及特点

## (1) 恒压驱动方式

恒电压驱动方式是指步进电动机绕组上加上恒定的电压,如图 11.33(a)所示。这种驱动方式的电路相当简单,流经绕组中的电流以时间常数  $\tau_1 = L_a/R_a$  ( $L_a$  为绕组的等效电感,  $R_a$  为绕组的等效电阻)上升,直至稳定状态。当电动机高速运转时,流经绕组的电流还未上升到稳定状态就被关断,相应的平均电流减少而导致输出转矩下降。

为改善高速状态的电动机转矩特性,通常在连接电动机绕组的线路中串联一个无感电阻,并外加更高的电压,如图 11.33(b)所示,此时线路的电气时间常数  $\tau_2 = L_a/(R_a + R_s)$  ( $R_s$  为外加电阻阻值), $\tau_2$  与  $\tau_1$  相比要减小很多,绕组电流的上升坡度变陡,平均电流因此而提高,输出转矩随之增加,但在电阻  $R_s$  上要损耗过多的能量,因此通常选择  $R_s = (2 \sim 3)R_a$ 。

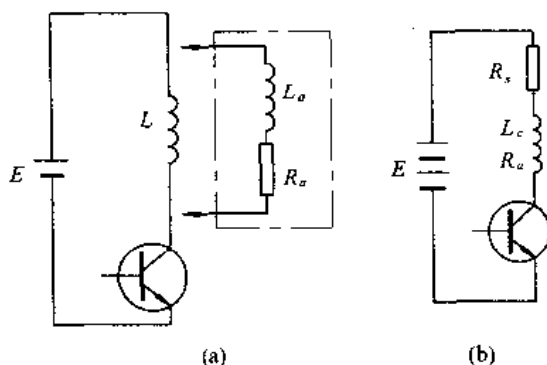


图 11.33 恒压驱动与加速电阻

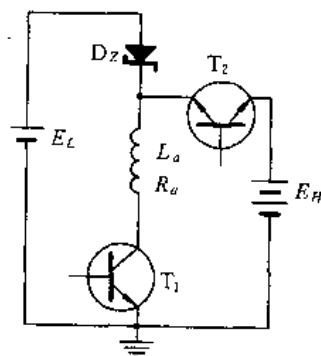


图 11.34 高低压驱动方式

## (2) 高低压切换驱动方式

高低压驱动方式是恒电压驱动方式的改进型,它使用两种电压电源,即步进电动机额定电压和比它高几倍的电压电源。此方式可改善电动机启动时的电流前沿特性,如图 11.34 所示。

当某相绕组开始导通时,高压功率管  $T_1$  与低压功率管  $T_2$  同时导通,此时加到绕组上的电压为高端电压  $E_H$ ,上升电流具有较陡的前沿特性。当电流上升到额定值时,高压功率管  $T_1$  关闭,只剩下低压功率管  $T_2$  以维持相电流。这种电路常用于大功率驱动电源,其特点是功耗较低,高频出力较大。

## (3) 恒流斩波驱动方式

恒电流驱动是一种采用斩波技术,使电动机在从低速到高速运行范围内保持绕组电流恒定的一种驱动方式。它弥补了高低电压电路相电流波形有凹点的缺陷,提高了输出转矩,是目前控制场合使用最为广泛的一种线路。

图 11.35 所示的恒流斩波电路中有一个电压比较器。当开关功率晶体管  $T_1$  导通时,绕组电流在取样电阻  $R_s$  上产生一个电压  $U_s$ ,当  $U_s$  上升到设定电压  $U_{REF}$  时,由比较器比较后产生信号使大功率晶体管  $T_2$  关断,绕组电流下降并导致  $U_s$  下降,当  $U_s$  小于  $U_{REF}$  一定值时,比较器电平翻转又使大功率晶体管  $T_1$  开通,从而使绕组电流保持在额定电流上下的一定范围内。

由于线路中没有外接附加电阻,而取样电阻  $R_s$  很小,因此整个线路的损耗相当小,而电

动机绕组电流却能在运行范围内保持恒定,电动机恒转矩输出范围增大。为了保证电流响应的快速性,这种方式下应使用比电动机额定值高得多的供电电压。该电路在低频时会使电动机产生严重的振荡,系统设计时应尽量避开这个振荡区域。

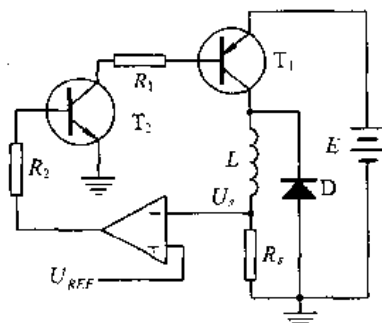


图 11.35 恒流斩波驱动方式

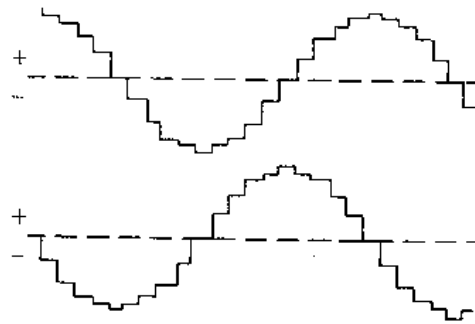


图 11.36 细分电流波形

#### 11.3.2.4 微步距驱动控制技术(细分技术)

在前面双三拍和单双六拍的讨论中,我们已经知道以相同的电流激励两相绕组,将获得半步的动作,使转子到达介于两个单相驱动的位置中间的位置。那么不难想象,如果两相绕组的电流不相等将导致转子位置偏向于磁场较强的定子磁极,这种效应在微步距驱动技术中得到应用。通过按比例地调节两相绕组中的电流,将电动机的基本步距角细分,步距角大为减小,低速下运行的流畅性得到极大的改善。高分辨率的细分驱动可将一个整步细分到多至 500 微步,导致每转可达十万步。在这种条件下,绕组中的电流模式类似相位差为  $90^\circ$  的两个正弦波(图 11.36),电动机运行起来像一台交流同步电动机。

微步距技术使步进电动机步距细化,分辨率有所提高,振动噪声和转矩波动问题得到很大改善,运转更为平稳,使步进电动机在高级控制系统中获得更大的竞争力。

表 11.3 是对步进电动机的特点的一个小结。

表 11.3 步进电动机的优缺点

优 点	缺 点
良好的开环调速和位置控制性能;	需要专用电源供电;
廉价、坚固、结构简单、高可靠性、免维护;	振荡和相对较长的稳定时间;
应用面广、无需反馈装置、适用任何环境;	除非使用细分技术,否则低速性能差;
故障风险低于伺服电机;	开环运行时的失步不易检测;
低速转矩大于同尺寸的伺服电动机,有可能 免除变速器直接驱动负载	耗能与负载条件无关,因此可能过热; 噪声大

## 11.4 其他特种电动机

为适应在各种特殊条件下对电力驱动装置的要求,所开发的特种电机的种类不胜枚举。在一个普通的家庭中或在一辆汽车中,可能有几十台特种电动机。本节主要介绍应用于低速大转矩条件下的力矩电动机和直接产生直线运动的直线电动机,它们的共同特点是可以免

除中间的传动链而直接驱动负载,具有降低损耗、节约空间、减小误差和提高响应速度等一系列优点。

为适应控制系统对低速运行时的精度要求,近年来力矩电动机有了新的发展,这种电动机的额定转速很低,如100余转,甚至可以在堵转状态下运行,这种低速运行的电动机,其转轴可以和负载直接耦合,省去了减速器,简化了结构,提高了传动精度。这种直接驱动系统是伺服系统发展的必然趋势,是一种较为理想的驱动方式,可以满足现代技术发展对驱动系统的诸多要求。直接驱动系统消除了存在于传统驱动方式(电动机+减速机构+负载)中的诸多弊病,具有很高的伺服刚度和传输效率,快速的动态响应和精密的定位精度也是它的显著特色。采用直接驱动系统的机器人和数控机床等设备具有非常简洁的机械本体结构。

同样,直线电动机的出现与使用主要也是解决旋转电机传动满足不了高速与高精度的要求,直线电机传动无任何中间环节,传动刚度最高,响应快,加、减速度一般可比旋转电机传动提高10~20倍,达到1~6g。这样,要实现高精度的快速进给,采用直线电机传动是当前较好的选择。

特种电动机中还有摆动式电动机、超声波电动机以及变磁阻型直接驱动电动机等,有兴趣的读者可参阅相关资料和书籍。

#### 11.4.1 力矩电动机

##### 11.4.1.1 永磁直流力矩电动机

永磁直流力矩电动机是一种采用特殊结构和特殊设计的永磁直流电动机,它采用了多极波式绕组的形式,主要用于低速直接驱动系统,从而省略了变速机械机构,消除由此产生的误差。直流力矩电动机的定子是永磁结构。由于转速很低,因此,极对数、导体数、槽数都取得较大,因此力矩电动机的直径较大。电枢槽中的槽楔由紫铜板制成,并延伸到槽的外部,同时当作换向片使用。

在结构上永磁直流力矩电动机具有以下特点:

(1) 径向的盘式结构,如图11.37所示。一般长径比可达0.2。扁平结构宜于增加极数,安放多个磁极,这样电枢也可选用多槽、多换向片和多串联导体数,有利于减小运动中的转矩和转速的脉动。

(2) 总体结构多为分装式。永磁直流力矩电动机在总体结构上有分装式和组装式两种。分装式仅由定子、电枢(包括换向器)和电刷三大部分组成,应用时装入系统的结构框架内,构成一体。组装式和一般电动机结构一样,需要有自己的机壳、端盖、轴承等部件构成独立的整体。在实际应用上,多数是采用分装式,这样更灵活、更容易安装和调试。

(3) 大空心内孔,力矩电动机的轴多为空心的,尤其是分装式,空心的直径很大,有利于与系统的安装,使得系统机械耦合好,稳定工作,频带展宽。

永磁直流力矩电动机由于用在低速和堵转状态,因此有一些特殊的特性参数。

**峰值堵转参数** 堵转是指在负载下电动机处在不转动的状态。峰值堵转所要求的参数是电流 $I_P$ 、电压 $U_P$ 、转矩 $T_P$ 和控制功率 $P_P$ 。在早期的电动机里,由于永磁材料性能所限,峰值堵转参数是以电动机不退磁为限,在采用了稀土永磁材料之后,退磁不算主要问题,主要应该考虑和它相配的驱动控制器能力、电源能力及电机本身发热问题。峰值堵转转矩仅允许在很短时间内应用。

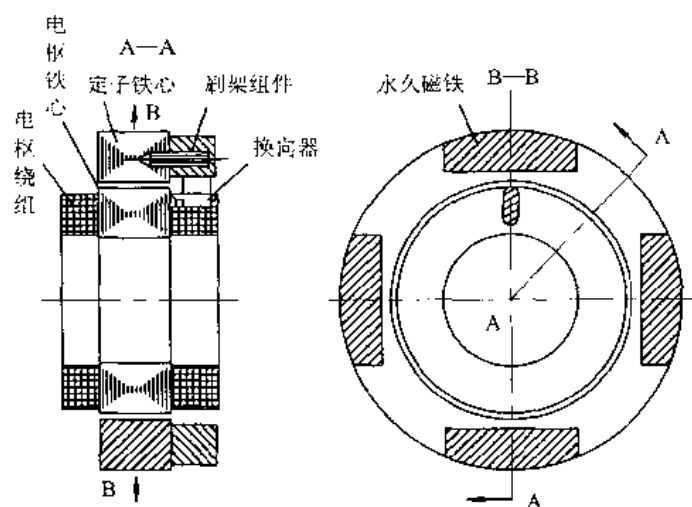


图 11.37 永磁直流力矩电动机结构示意图

**连续堵转参数** “连续堵转”是指电动机在常温自然冷却的环境中,在允许的温升条件下所要求的参数。此时仍为电流  $I_N$ 、电压  $U_N$ 、转矩  $T_N$  和控制功率  $P_N$ 。堵转情况下,产生损耗发热的原因只有一个,就是绕组铜损及换向器和电刷的电阻与接触电阻产生的损耗。而且此时不做功,所以损耗可简单地用下式计算

$$P_N = U_N I_N \quad (11.30)$$

**理论空载转速  $n_0$**  它是指电动机不加任何负载,在最大额定电压时所能达到的理论最大转速。在给出电动机的反电动势系数  $K_E$  之后,这个参数可以算出。

**电机常数  $K_L$**  永磁直流力矩电动机的电机常数与一般电机设计中的电机常数在概念上不一样。这里指峰值堵转转矩和峰值堵转功率的平方根的比值,用下式表示

$$K_L = \frac{T_P}{\sqrt{P_P}} \quad (11.31)$$

其中,  $K_L$  的单位为  $N \cdot m/W$ 。

考核力矩电动机的主要指标往往不是输出功率和效率,而是考虑转矩、消耗功率及电动机的重量等。力矩电动机的尺寸系列很宽,可为几十毫米至 1m,甚至更大。转矩由零点几牛·米至几千牛·米。转速变化也非常大,可由每分钟几百转至几转,每小时几转,每日几转,有些应用中甚至可达到数月一转。

#### 11.4.1.2 交流力矩电动机

交流力矩电动机是一种用交流电压信号控制的力矩电动机,它也可长期工作在低转速或堵转状态。它与直流力矩电动机相比,虽不及直流力矩电动机的性能指标高和控制线路简单,但由于没有换向电刷和换向器,可用于有爆炸危险、空气污染较重和高空等恶劣环境中,同时也适用于要求摩擦力矩小的高精度控制设备中,如高精度陀螺漂移测试转台。交流力矩电动机有同步型和异步型两种。异步型中又可按其转子结构不同分为鼠笼转子、非磁性空心杯转子和磁性空心杯转子三类。由于鼠笼转子能提供较大的堵转转矩,并易于设计成分装式结构,便于安装,因此应用得较多。

从作用原理来看,鼠笼转子交流力矩电动机与鼠笼异步电动机相同。仅由于力矩电动机



要求经常运行在低速,甚至堵转状态,所以电机中旋转磁场的同步转速也应随之降低。当电源频率为  $f$  时,电机的同步转速为

$$n_s = \frac{60f}{p} (\text{r/min}) \quad (11.32)$$

为了获得较低的同步转速,交流力矩电动机必须选取较多的极对数。相应地电机定子铁心上要有较多的槽数。但是,由于磁路的要求和工艺的原因,最小齿宽有一定的限制,因此定子槽数就不可能无限增多。通常交流力矩电动机只能选取每极每相槽数  $q=1$ ;甚至有时只能采用  $q<1$  的分数槽绕组。

交流力矩电动机的外形也同直流力矩电动机一样,为扁平式结构。

#### 11.4.2 直线电动机

前面讨论的电动机所产生的机械运动均是旋转方式,本节介绍直线电动机所产生的机械运动是直线形式。直线电动机是近年来国际上积极研究发展的一种新型电动机,它可以将电能直接转换成直线运动的机械能,从而消除了旋转电机所必需的由旋转到直线运动的中间机构,使精度提高,结构简化。

目前在交通运输、工业生产和仪表中,直线电动机已得到推广和应用。在铁路运输上采用直线感应电动机可以实现  $250\sim 300\text{km/h}$  的高速列车,并且向更高的  $400\sim 500\text{km/h}$  的超高速列车的目标发展。在生产线上,各种传送带已开始采用直线电动机来驱动。在仪器仪表系统中,直线电动机作为驱动、指示和测量的应用更加广泛,如快速记录仪,  $x-y$  绘图仪,磁头定位系统,打字机以及电子缝纫机中都得到应用,可以预见在直线运动领域里旋转电机将逐渐被直线电动机所取代。

直线电动机的主要类型有:直线直流电动机、直线感应电动机、直线同步电动机、直线步进电动机、直线振动驱动器、直线直流螺线管和液态金属电磁泵等。

直线电动机可以认为是旋转电动机在结构上的一种演变,它可以看作将旋转电动机沿径向剖开,然后将电动机沿着圆周展成直线,如图 11.38 所示。

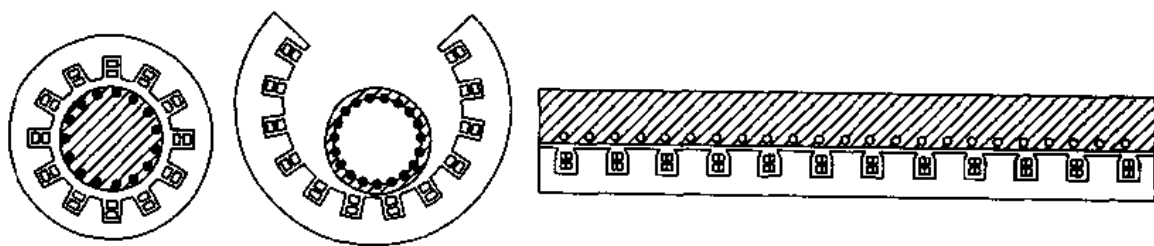


图 11.38 将普通电动机剖开拉直而得到电动机

在直线电动机中,电机结构中不动的部件仍然可称为定子,然而其运动部件一般称之为动子。旋转电动机中的转矩变成了沿直线方向的力,交流旋转电动机中的旋转磁场变成了平移磁场。旋转电动机的行程可以说是无限的,而直线电动机的行程则是有限的。按原理来说,直线电动机可以分为直流、异步、同步和步进等几种类型。各种类型的直线电动机,根据使用要求,做成不同结构形式。电机的结构并不一定是圆周结构的简单展开,而可能采用新的结构。例如可以沿着和直线运行相垂直的方向卷成圆柱状(或管状),这种直线电动机通常称为管型直线电动机。



除了上述一维直线运动的直线电动机外,还有两维直线运动的电动机,后者通称为平面式电动机。目前,实用的平面式电动机仅限于步进电动机的形式。

在1993年9月德国汉诺威欧洲机床展览会上,出现了第一台采用直线伺服电机传动的加工中心。这之后,直线电机在多种产品上得到应用。但是,直线电机传动还存在以下问题:伺服控制难度加大;应用于垂直行程部件时,由于存在着加速度,故要求采取复杂的平衡措施;往往要采取冷却措施;装配和防护难度加大。

#### 11.4.2.1 直线直流电动机

永磁式直线电动机是常用的直线直流电动机,它作为执行元件广泛应用于直线运动结构中。永磁式直线直流电动机分为动圈式和动磁式两种。动圈式电动机为磁场固定、电枢线圈可动,其结构形式及工作原理与扬声器一样,因此又称其为音圈电动机。动磁式电动机是电枢线圈固定、磁场运动,适用于大行程的场合。

动圈式直线直流电动机的工作原理如图11.39所示。它包括定子和动子两个主要部件,属于管型直线电动机结构形式。其定子内嵌有永磁体,在极靴处形成径向磁场如截面图所示。其动子只是一个线圈,其内铁心并不动作。当线圈中通过电流时即与磁场作用产生电磁力,形成运动 $v$ 。由于动子质量小,因此惯量也小,可以得到很好的动态响应。常用于磁盘存储器中,代替原来的步进电机和齿条机构,从而简化结构,减小惯量,闭环控制方便,使位置精度和速度有很大的提高。达到提高存储器容量和存取速度的结果。目前磁盘存储器的磁头定位精度已达到 $\pm 0.08\mu\text{m}$ 。

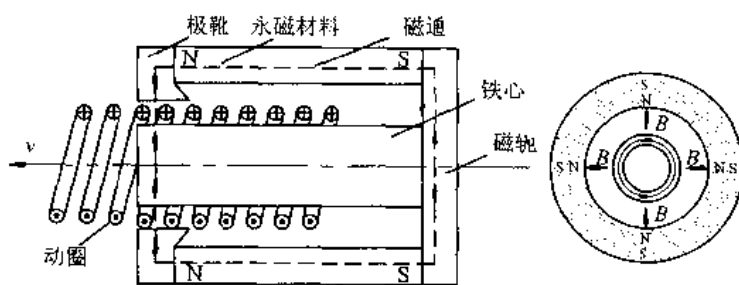


图 11.39 动圈式直线电动机的工作原理

图11.40是IDC公司生产的一种专利型的LD系列直线电动机,这种电动机很像机床上的滚珠丝杠,而且实际上可以直接取代滚珠丝杠作为机床上的直线传动,避免了旋转电动机与直线运动之间的转换环节。这种电动机的独特之处在于其作为定子的管状永磁导杆(tubular magnetic rod)和作为动子的方形拖板(rectangular thrust block)的设计。其圆柱形导杆包含永磁材料,产生如图11.40(c)所示的沿导杆径向分布的磁场,这个磁场完全被内含换向线圈的拖板所捕获。拖板里的线圈完全包含导杆,并且其电流方向与导杆圆周相切。因此导杆的径向磁场总是与电流方向垂直相交,由电流和磁场的矢量积(叉积)产生最大可能的电磁力来对拖板及其负载(如刀架)加速。电磁力的方向可根据右手定则来获得。因为LD系列电动机内部的磁场是沿圆周平衡分布的,因此在拖板和导杆之间既无吸力也无斥力,这样就大大减少了直线导杆支承所承受的力量,从而延长了支承的寿命。电动机的绕组安装在作为运动部件的拖板内部,拖板外部制成散热片形状以改善散热条件,使得这种电动机无须强迫通风。

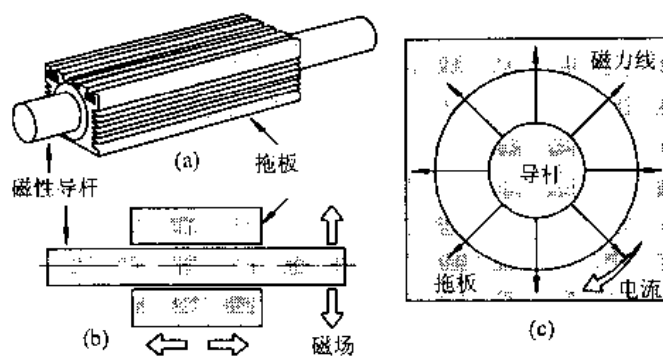


图 11.40 LD 系列直线电动机

由于直线电动机的定子、动子结构的特殊性,使直线电动机的磁场存在“进口端”和“出口端”两个纵向边端,因此直线电动机的磁场分析较为特殊,此处不再详细讨论。

直线电动机因为行程有限,一般多用在往复运动的场合,因此在运行中总是处在暂态过程中。所以对直线电动机通常只讨论它的动态特性及其参数。直线电动机的特性也是在理想化条件下分析其基本方程式,求出动态解的。下面列出直流直线电动机的基本方程式。

电压方程:

$$u = L_a \frac{di}{dt} + R_a i + K_e v \quad (11.33)$$

运动方程:

$$m \frac{dv}{dt} + K_d v + F_f = Bl i = K_e i \quad (11.34)$$

不计式(11.34)中由第二、三项所代表的阻尼和摩擦,解式(11.33)和式(11.34),可得速度方程式

$$\frac{d^2 v}{dt^2} + \frac{1}{T_e} \frac{dv}{dt} + \frac{v}{T_e T_m} = \frac{v_m}{T_e T_m} \quad (11.35)$$

式中  $v_m$ ——不计摩擦及阻尼时的最大运动速度,  $v_m = u / Bl$ ;

$T_e$ ——电气时间常数,  $T_e = L_a / R_a$ ;

$T_m$ ——机械时间常数,  $T_m = R_a / (Bl)^2$ ;

$m$ ——运动物体的质量;

$l$ ——运动工作的行程;

$K_e$ ——电动势常数,  $K_e = Bl$ 。

若电气时间常数忽略不计,直线电动机的速度方程可简化成

$$T_m \frac{dv}{dt} + v = v_m \quad (11.36)$$

从式(11.36)得出速度的时间函数为

$$v(t) = v_m (1 - e^{-t/T_m}) + v_0 e^{-t/T_m} \quad (11.37)$$

式中  $v_0$ ——初始速度。

从上面分析可以认为,直线直流电动机的动态特性是和直流电动机的动态特性完全一样的。它的参数也可以用直流电动机的参数相等效。例如,直线直流电动机的比推力  $Bl$  可等效于直流电动机的电动势常数  $K_e$ ,直线直流电动机的动子总质量(含负载运动质量)等效

于直流电动机的转子总惯量,直线直流电动机的速度等效于直流电动机的转速等等。

目前,直线直流电动机是在电子计算机外围设备、自动化仪器仪表、精密直线位移的机械手及机器人中用作增量运动的执行元件。近来,在制冷设备中,采用直线电机压缩机代替往复式压缩机,其直线电动机就是直流形式。

#### 11.4.2.2 直线感应电动机

直线感应电动机的工作原理与旋转式感应电动机的工作原理是相同的。如果将配置三相绕组的部件称为初级,则由初级的合成移动磁场(对应与旋转电机的旋转磁场,又称为行波磁场)感应出电流并与初级共同作用产生异步电磁力的部件就称为次级。定子既可以是初级,也可以是次级。

直线感应电动机的结构有平板式和圆筒式两种。前者可以形成大功率的产品,如悬浮式电动机车;后者一般制作短行程小功率产品。平板式结构如图 11.41 所示,其中又可分为单边和双边两种形式。

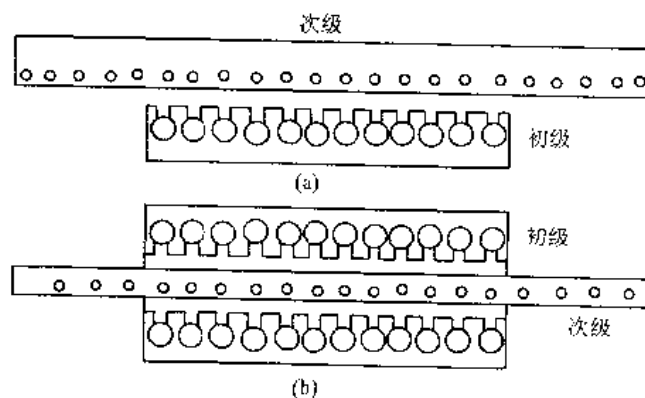


图 11.41 直线异步电动机的结构

行波磁场的同步速度为

$$v_s = \frac{2\tau}{T} = 2\tau f \quad (11.38)$$

式中  $\tau$ ——绕组的极距;

$T, f$ ——电源的周期和频率。

直线感应电动机转子的运动速度  $v$  总是低于同步速度,其滑差可表示为

$$s = \frac{v_s - v}{v_s} \quad (11.39)$$

由式(11.38)和式(11.39)可得

$$v = 2\tau f(1 - s) \quad (11.40)$$

由式(11.40)可知,改变直线感应电动机的极距和电源频率可以改变电机的速度。

直线感应电动机主要用于功率较大场合的直线运动机构。常用的直线运动机械有各种门的自动开闭装备,起吊、传送和升降的机械装备,驱动车辆等等。例如欧洲迪斯尼乐园、温哥华的捷运系统等都采用了直线感应电动机。在美国科罗拉多的国家技术中心已有直线感应电动机将试验车辆推进到每小时 250 英里。在美国的 Sandia 国家实验室,人们甚至试图利用直线感应电动机的原理将卫星发射入轨道。

上述直线运动机械中,直线感应电动机往往是与运动机构组成一体的,其结构及零部件均是从运动机构的要求出发来考虑。用直线电动机解决线性力学传动较线性机械转换装备有突出的优越性,如牵引力或推力可以直接产生,不需中间联动部分或机件结构等。因此,其应用将愈来愈多。

#### 11.4.2.3 直线步进电动机

直线步进电动机是旋转式步进电动机的演变,图11.42是一种直线步进电动机的示意图。定子上有均匀的齿和槽,槽中填满非磁性材料,使定子与动子的表面平整光滑,减小电动机工作时的摩擦。动子由永久磁铁和两个带线圈的磁极 A 和 B 组成。A 和 B 上的齿与定子齿的齿宽相等。磁极 A 和 B 上的齿相对于定子上的齿的关系如图11.42所示:当 B 上的齿与定子上的齿、槽对齐时, A 上的齿位于定子的齿、槽中间。

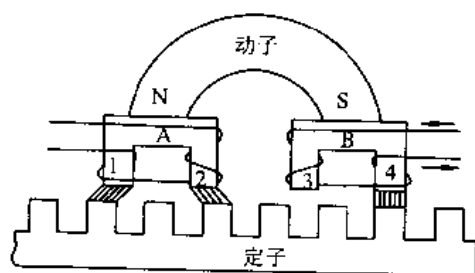


图 11.42 直线步进电动机的原理

当磁极 B 上的绕组按图 11.42 中箭头方向通入电流时,齿 3 上绕组产生的磁场与永磁体的磁场抵消,而在齿 4 上磁通则得到增强。绕组不通电的磁极 A 上的齿 1 和齿 2 下的磁通相等。假定永磁体的磁通是 1,而对绕组电流匹配可使得齿 4 下的磁通也是 1,齿 3 下的磁通为 0;而齿 1 和齿 2 下的磁通均为  $1/2$ 。齿 1 和齿 2 与定子齿之间产生的吸力互相抵消,而齿 4 与定子齿之间的吸力因磁通的倍增而倍增,使动子到达如图所示的稳定位置。

假定图 11.42 为直线步进电动机的起始位置,有兴趣的读者可在图 11.43 中按拍分析其动作循环。结论是如果 A、B 两相绕组按节拍轮流通电,并且各绕组再次通电时改变电流方向,那么动子每拍移动  $1/4$  个齿距,与前面介绍的两相混合式步进电动机相同,也是 4 拍前进一个齿距。

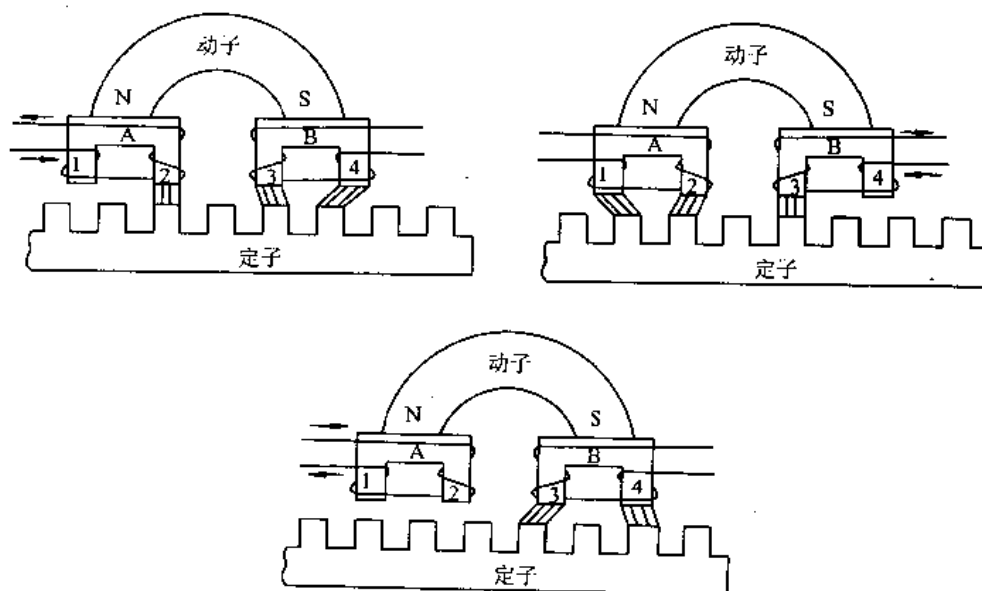


图 11.43 直线步进电动机的动作分析

显然直线步进电动机可用 H 桥电路驱动,控制通电脉冲的数量及频率,可以得到不同

运动的位移及速度。

直线步进电动机的应用有数控绘图仪、记录仪、刻图机、裁剪机和精密定位机构等。采用直线步进电动机代替旋转步进电动机或旋转电动机是提高整机性能、简化系统结构与线路、降低产品成本的良好途径。

步进电动机还可以做成平面的。平面电动机实际上就是把两个直线步进电动机垂直地组装在一起。它的定子做成平板形,上面有方格形的齿和槽,如图 11.44 所示。

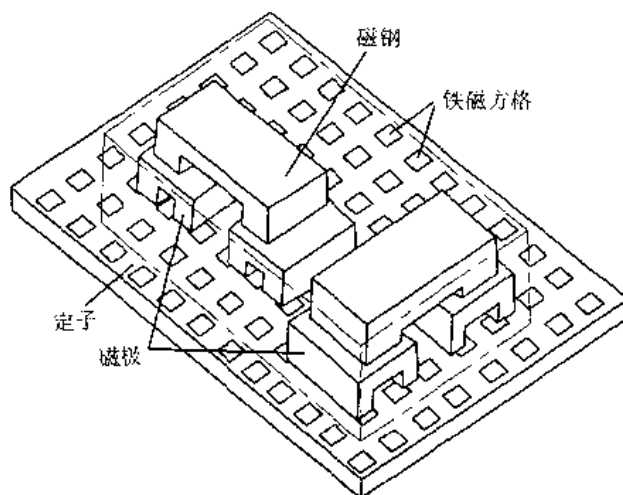


图 11.44 平面步进电动机

如果  $x$  方向电机或  $y$  方向电机单独供电控制,则平面电机可作  $x$  方向或  $y$  方向运动。如果控制信号按不同的逻辑组合去同时驱动两个电机,则平面电机可在平台上作任意轨迹的运动。

## 习 题

- 11.1 查找 MC33186 的技术资料,并以其为中心设计完整的永磁直流电动机的驱动电路。如果电动机的容量超过 MC33186 的负荷能力,可采取什么措施?
- 11.2 试用 MC33033 构成完整的无刷直流电动机的完整驱动电路。
- 11.3 式(11.21)可看作一组磁势矢量,试利用矢量变换将其转移到  $d-q$  坐标,并证明式(11.25)的结论。
- 11.4 试讨论无刷直流电动机与无刷交流电动机的异同点。
- 11.5 参照图 11.26,设计具有单绕组定子的永磁式步进电动机的双极性驱动电路。
- 11.6 参照图 11.28,分析混合式永磁步进电动机能否实现半步距运行。
- 11.7 定性地绘出步进电动机高低压驱动和恒流斩波驱动电路中绕组的电流波形。
- 11.8 参照图 11.42,按拍分析直线步进电动机的动作原理。

## 12 运动控制系统中的测量技术

### 本章提要

本章介绍运动控制系统中测量位置、速度、转矩和电压电流等参数的主要传感器的工作原理,以及形成以这些传感器为核心的测量反馈环节所涉及的相关技术。在位置测量中主要介绍不同类型的光电编码器、旋转变压器和感应同步器的工作原理,以及测量反馈环节形成中所采用的技术,如细分技术和基于专用集成电路的电子线路设计等。在速度测量中主要介绍直流和交流的测速发电机,以及利用位置传感器的脉冲信号提取速度信息的方法。在转矩测量中介绍了基于应变片、磁性齿轮和变压器原理的三种转矩传感器。在电物理量的测量中介绍了真有效值的概念和基于霍尔效应的电压电流传感器。

运动控制系统中测量反馈装置的作用是将物理参数转换为电信号,以便由仪表转换为数据指示,或者形成反馈通道给控制器提供决策的依据。测量反馈的质量直接影响运动控制系统的质量。测量反馈的质量体现为反映准确性和实时性的一系列静态和动态指标,测量反馈的结果在时间响应和准确度上与受控参数越接近,就可更有效地协助控制器达到期望的控制结果。

运动控制系统中主要的测量反馈参数为位置、速度(转速)、转矩、电流和电压等。本章从应用的角度介绍测量上述各运动系统参数的几种常用传感器的工作原理及其测量反馈环节的形成。

### 12.1 位置的测量

位置的测量是现代运动控制系统技术中的基础部分。如果没有包括旋转坐标或直线坐标的坐标系统,那么就很难在空间定义一个运动控制系统。对于直线坐标上的位移,可采用能直接测量直线位移的传感器(如直线编码器和直线同步感应器)。对于旋转坐标来说,位置的变化一般以角度表示,采用可测量角度的传感器,这些都属于所谓直接测量的范畴。但是在运动控制系统中,直线位移大多由旋转运动转换而来,或者可以转换为旋转运动,其位置(位移)的测量可使用角度传感器,直线位置和位移通过对角度的换算而得到,这样的测量称为间接测量。

在运动控制系统中常用的位置传感器有电位器、旋转和直线光电编码器、旋转变压器等。这些传感器的简要特点如表 12.1 所示。



表 12.1 常用位置传感器

位置传感器	运动方式	特 点
电位器	旋转	模拟信号, 价廉, 低性能
旋转光电编码器	旋转	两路正交信号和定位信号
直线光电编码器	直线	两路正交信号和定位信号
绝对位置编码器	旋转	多位并行信号
旋转变压器	旋转	模拟幅值或相位信号, 坚固

### 12.1.1 电位器

如果在电阻器的固定端上施加一个电压, 滑动触点上的输出电位将随其触点位置的变化而变化, 因此可以利用电位器来进行位置的测量。以测量角度的电位器为例, 将一个单圈的或多圈的电位器的转轴通过传动机构与某直线坐标或旋转坐标连接, 被测坐标上的位置变化将带来电位器输出电压的变化, 这个输出是个模拟量, 在理想的情况下与位置坐标成正比, 可以通过 A/D 转换为数字量。

电位器的电阻体可分为线绕电阻和非线绕电阻两类, 而后者又可采用碳质电阻、金属陶瓷电阻和导电塑料等。线绕电阻电位器由电阻丝在骨架上绕制而成, 具有可形成较高阻值和较为稳定的优点。但是由于具有电感而不适宜应用于高频场合。由于触点在电阻的各圈上滑动, 其输出具有阶梯性的跳跃。金属陶瓷电阻和导电塑料电位器具有较好的性能。

电位器阻值的选择与其负载能力是一对矛盾。阻值选得高一些有利于降低功耗和温升, 但是负载电阻将导致较大的输出非线性。

电位器价格低廉, 其精度在 5%~0.5% 之间, 一般用于民用和低档工业产品。

### 12.1.2 增量式光电旋转编码器

所谓编码器即是某种物理量转换为数字格式的装置。运动控制系统中的编码器的作用是将位置和角度等参数转换为数字量。可采用电接触、磁效应、电容效应和光电转换等机理, 形成各种类型的编码器。运动控制系统中最常见的编码器是光电编码器。

光电编码器根据其用途的不同分为旋转光电编码器和直线光电编码器, 分别用于测量旋转角度和直线尺寸。光电编码器的关键部件是光电编码装置, 在旋转光电编码器中是圆形的码盘(codewheel 或 codedisk), 而在直线光电编码器中则是直尺形的码尺(codestrip)。码盘和码尺根据用途和成本的需要, 可由金属、玻璃和聚合物等材料制作, 其原理都是在运动过程中产生代表运动位置的数字化的光学信号。

图 12.1 可用于说明透射式旋转光电编码器的原理。在与被测轴同心的码盘上刻制了按一定编码规则形成的遮光和透光部分的组合。在码环的一边是发光二极管或白炽灯光源, 另一边则是接收光线的光电器件。码盘随着被测轴的转动使得透过码盘的光束产生间断, 通过光电器件的接收和电子线路的处理, 产生特定电信号的输出, 再经过数字处理可计算出位置和速度信息。

上面所说的是透射式光电编码器的原理。显然利用光反射原理也可制作光电编码器。

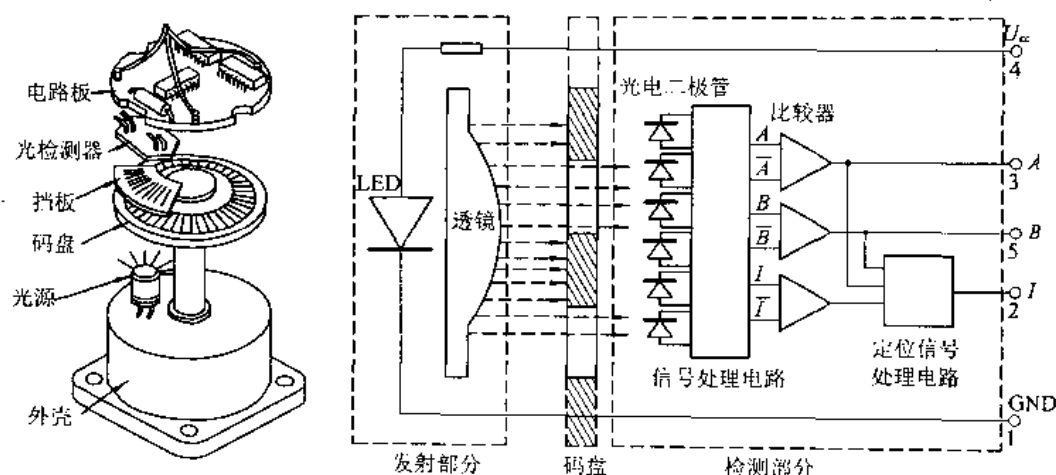


图 12.1 光电编码器原理

根据码盘的具体设计,旋转光电编码器可分为增量编码器和绝对编码器。

增量编码器的码盘如图 12.2 所示。在现代高分辨率码盘上,透光和遮光部分都是很细的窄缝和线条,因此也被称为圆光栅。相邻的窄缝之间的夹角称为栅距角,透光窄缝和遮光部分大约各占栅距角的  $1/2$ 。码盘的分辨率以每转计数(CPR—counts per revolution)表示,亦即码盘旋转一周在光电检测部分可产生的脉冲数。例如某码盘的 CPR 为 2048,则可以分辨的角度为  $10'311.8''$ 。在码盘上,往往还另外安排一个(或一组)特殊的窄缝,用于产生定位(index)或零位(zero)信号。测量装置或运动控制系统可利用这个信号产生回零或复位操作。

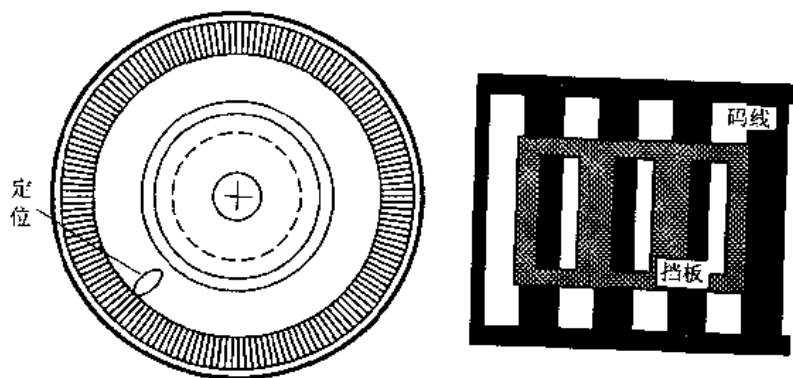


图 12.2 增量码盘与挡板的作用

如果不增加光学聚焦放大装置,让光电器件直接面对这些栅线,那么由于光电器件的几何尺寸远远大于这些栅线,即使码盘动作,光电器件的受光面积上得到的总是透光部分与遮光部分的平均亮度,导致通过光电转换得到的电信号不会有明显的变化,不能得到正确的脉冲波形。为了解决这个问题,如图 12.2 所示,在光路中增加一个固定的与光电器件的感光面几何尺寸相近的挡板(mask),挡板上安排若干条几何尺寸与码盘主光栅相同的窄缝(该图为了便利起见,忽略了栅线的角度)。当码盘运动时,主光栅与挡板光栅的覆盖就会变化,导致光电器件上的受光量产生明显的变化,从而通过光电转换检测出位置的变化。

从原理分析,光电器件输出的电信号应该是三角波。但是由于运动部分和静止部分之间

的间隙所导致的光线衍射和光电器件的特性,使得到的波形近似于正弦波,而且其幅度与码盘的分辨率无关。

在图 12.1 的设计中安排了六组这样的挡板和光电器件组合,其中两组用于产生定位(index)脉冲信号  $I$  (有的文献中为  $Z$ )。其他四组由于位置的安排,产生 4 个在相位上依次相差  $90^\circ$  的准正弦波信号,分别称为  $A$ 、 $B$ 、 $\bar{A}$  和  $\bar{B}$ 。将相位相差  $180^\circ$  的  $A$  和  $\bar{A}$  送到一个比较器的两个输入端,则在比较器的输出端得到占空比为 50% 的方波信号  $A$ 。同理,由  $B$  和  $\bar{B}$  也可得到方波信号  $B$ 。这样通过光电检测器件位置的特殊安排,得到了双通道的光电脉冲输出信号  $A$  和  $B$  (见图 12.3)。这两个信号有如下特点:

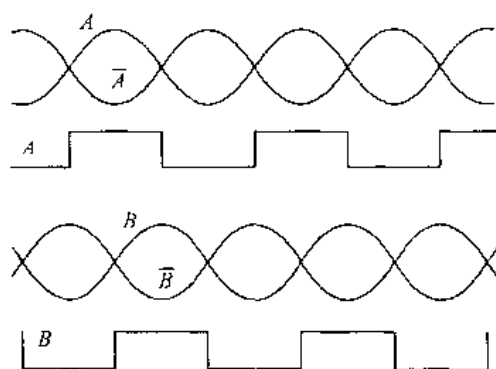


图 12.3 双通道信号的形成

(1) 两者的占空比均为 50%;

(2) 如果朝一个方向旋转时  $A$  信号在相位上领先于  $B$  信号  $90^\circ$  的话,那么旋转方向反过来的时候,  $B$  信号在相位上领先于  $A$  信号  $90^\circ$ 。

这种双通道信号的特点为测量分辨率的提高和方向信号的获取提供了条件。

占空比为 50% 的方波信号  $A$  和  $B$  中有 4 个特殊的时刻,就是它们波形的前沿和后沿。两个信号的前后信号在波形的一个周期中是按  $90^\circ$  平均分布的。将这些沿信号取出并加以利用,可得到 4 倍频的脉冲信号,这样就可把光电编码器的分辨率提高到 4 倍。

图 12.4 是一个由数字电路组成的处理电路,在这个电路中采用了施密特输入的反相器、异或门、或门和 D 触发器。电路中各处波形如图所示,用虚线隔开分别表示正转和反转两种情况下的波形。可以看到该电路产生 4 倍频计数信号和方向信号。使用这些信号再加上定位脉冲的配合,电子线路就可以通过对脉冲的计数来确定运动系统的位置。可以采用计数器使得其在转轴朝某一方向旋转时进行增数,而在朝相反方向旋转时进行减数,这样就可以在不掉电的前提下保持对绝对位置的记忆。

### 12.1.3 绝对旋转编码器

增量式编码器的缺点是启用或加电时要执行回零操作以确定位置参数的起点,而即使是很短时间的停电也会造成位置信息的丢失。而绝对式编码器则没有这样的缺点。

绝对编码器的码盘由多个同心的码道(track)组成,这些码道沿径向顺序具有各自不同的二进制权值。每个码道上按其权值划分为遮光和透光段,分别代表二进制的 0 和 1。与码道个数相同的光电器件分别与各自对应的码道对准并沿码盘的半径直线排列。通过这些光电器件的检测可以产生绝对位置的二进制编码。绝对编码器对于转轴的每个位置均产生唯一的二进制编码,因此可用于确定绝对位置。绝对位置的分辨率取决于二进制编码的位数亦即码道的个数。例如一个 10 码道的编码器可以产生 1024 个位置,角度的分辨率为  $21'6''$ 。目前绝对编码器已可以做到有 17 个码道。

可以图 12.5 中的 4 位绝对码盘来说明旋转绝对编码器的工作原理。图中左边的码盘采用标准二进制编码,其优点是可以直接用于进行绝对位置的换算。但是这种码盘在实际中很

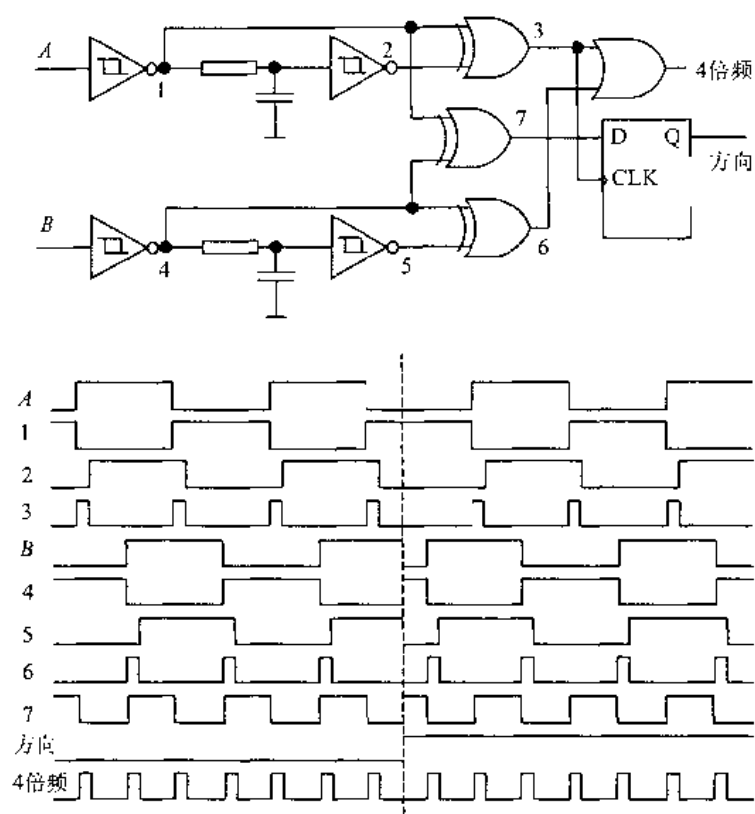


图 12.4 增量编码器信号处理电路及波形

少采用,因为其在两个位置的边缘交替或来回摆动时,由于码盘制作或光电器件排列的误差常会产生编码数据的大幅度跳动,导致位置显示和控制的失常。例如在位置 0111 与 1000 的交界处,可能会出现 1111、1110、1011、0101 等数据。因此绝对编码器一般采用图 12.5 中右边的又称为格雷码的循环二进制码盘。

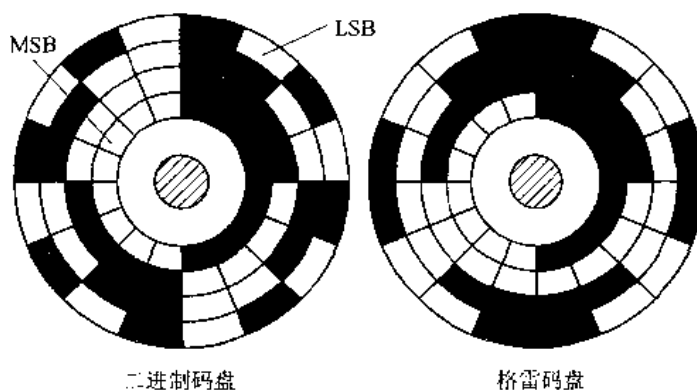


图 12.5 绝对编码器的码盘

格雷编码的特点是相邻两个数据之间只有一位数据的变化,因此在测量过程中不会产生数据大幅度跳动即通常所称的不确定或模糊现象。格雷码在本质上是一种对二进制的加密处理,其每位不再具有固定的权值,必须经过一个解码过程转换为二进制码,然后才能得到位置信息。这个解码过程可通过硬件解码器或软件来实现。格雷码和二进制的关系及其特点可概括如下:

- (1) 两者的最高有效位相等。
- (2) 格雷码中除最高位外,其他各位以总数的 1/2 对称。
- (3) 两种编码除最高位以外其他各位的关系由下式计算

$$d_i = d_{i+1} \oplus d_i \quad (i = n, n-1, n-2, \dots, 3, 2, 1) \quad (12.1)$$

其中  $d_i$  为二进制编码中某一位的代码,  $d_i'$  为同一位的格雷码代码, 而  $d_{i+1}$  为二进制的高一位代码,  $\oplus$  表示不考虑进位的一位加法。

表 12.2 列出了 4 位二进制码与格雷码对照表。

表 12.2 4 位二进制码与格雷码对照表

序号	标准二进制码	格雷码	序号	标准二进制码	格雷码
0	0000	0000	8	1000	1100
1	0001	0001	9	1001	1101
2	0010	0011	10	1010	1111
3	0011	0010	11	1011	1110
4	0100	0110	12	1100	1010
5	0101	0111	13	1101	1011
6	0110	0101	14	1110	1001
7	0111	0100	15	1111	1000

绝对编码器的优点是即使处于静止或关闭后再打开,均可得到位置信息。但是其缺点是结构复杂,造价较高。此外其信号引出线随着分辨率的提高而增多。例如 18 位的绝对编码器的输出至少需要 19 根信号线。而增量编码器不论分辨率如何,只需要 4 根信号引出线。

随着集成电路技术的发展,已经有可能将检测机构与信号处理电路、解码电路乃至通信接口组合在一起,形成数字化、智能化或网络化的位置传感器。例如已有集成化的绝对编码器产品将检测机构与数字处理电路集成在一起,其输出信号线数量减少为只有数根,可以是分辨率为 12 位的模拟信号,也可以是串行数据。

#### 12.1.4 直线式光电编码器

##### 12.1.4.1 直线式光电编码器原理

在介绍直线编码器之前,首先介绍直接测量和间接测量的概念。例如在数控机床上,直接测量刀架的直线位置,其测量质量要比测量丝杠的转角位置再通过有关编码器与刀架之间的传动链关系来推导刀架位置来得优越。称为直接测量的前者避免了称之为间接测量的后者由传动链中的间隙、滞环等所导致的误差。

在要求定位系统的输出精度、分辨率和重复性得到直接验证的场合就要用到直线编码器。这种编码器用作直接输出的测量装置以克服机械传动环节的间隙、滞环等所导致的不精确性。在运动控制系统中应用最广泛的直线编码器仍然是光电式的。

直线光电编码器可理解为将旋转编码器的编码部分由环形拉直而演变成直尺形。直线光电编码器同样可制作为增量式和绝对式。在这里只介绍直线增量式光电编码器,它与旋转



编码器的区别是直线编码器的分辨率以栅距(grating pitch)表示,而不是旋转编码器的每转脉冲数。

增量式编码器的工作原理如图 12.6 所示。图中可以看到光源经透镜形成平行光束,经过五个指示光栅(scanning reticule,又称扫描光栅、定光栅)照射到标尺光栅(scale,又称主光栅、动光栅)上。这里的指示光栅与前面介绍的旋转编码器中挡板的作用相同,可以制作为一个整体。透过光栅组合的光线在对应的光电器件上产生  $A$ 、 $B$ 、 $\overline{A}$ 、 $\overline{B}$  和零位等 5 个信号。同样可以和旋转编码器一样利用这些信号产生方向信号和倍频细分信号。

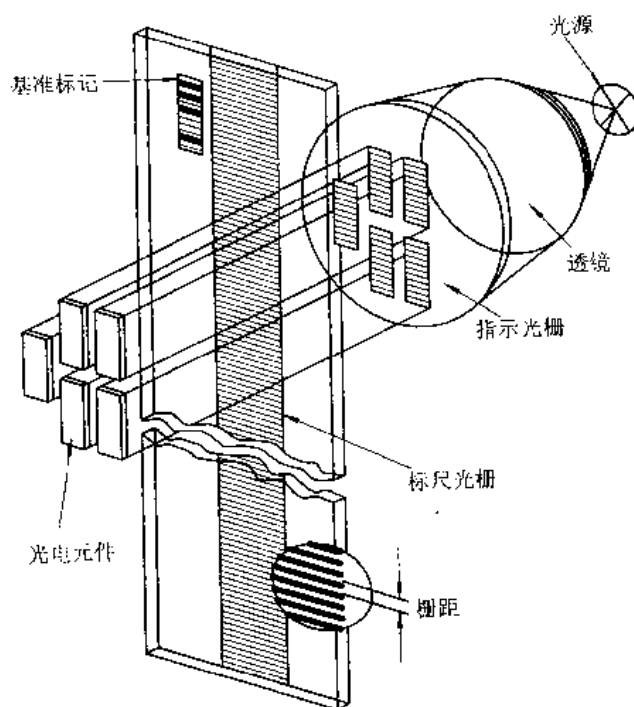


图 12.6 直线增量式编码器的原理

#### 12.1.4.2 莫尔条纹应用原理

在前面旋转编码器和直线编码器的介绍中,我们已经知道需要一个光栅组合(光栅副)来获取位置信号。我们还假定光栅组合中挡板或指示光栅的栅线是与主光栅的栅线是平行的,这在一些编码器的设计中也确实如此。如果两组栅线不平行会产生什么后果呢?这就是下面将讨论的问题。

将两片具有相同栅距的光栅重叠,并使两组栅线之间形成一个很小的角度  $\theta$ ,那么沿着与栅线近于垂直的方向上,具体就是沿着主光栅(标尺光栅)的运动方向上就会产生平行相间的明暗条纹,亮纹由两片光栅的透光部分重叠而成,而暗纹则由遮光部分重叠而成。这种条纹就称为莫尔(moire)条纹。两条亮纹或两条暗纹之间的距离称为莫尔条纹的宽度。若以  $W$  表示条纹宽度,以  $d$  表示光栅的栅距,则有

$$W = \frac{d}{2\sin \frac{\theta}{2}} \approx \frac{d}{\theta} \quad (12.2)$$

式中  $\theta$  以弧度计量。观察上式可发现当  $\theta$  很小时,莫尔条纹对栅距有很大的放大作用,



因此理所当然对位移也有同样的放大作用。对比图 12.7 左右两个图,可以发现当主光栅移动很小的距离(图中约为半个栅距)便导致莫尔条纹在与其运动方向垂直的方向上移动了一个较大的距离  $A$ 。显然,主光栅移动一个栅距  $d$ ,莫尔条纹的移动距离则是  $W$ 。

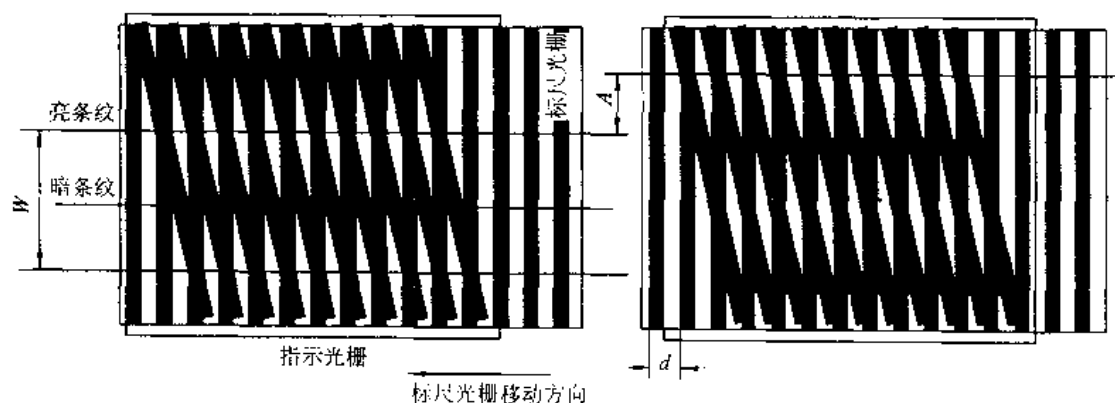


图 12.7 光栅检测原理

应用莫尔条纹的第一个好处是可以用对莫尔条纹位移的测量代替对主光栅位移的测量。虽然得到的波形与前述方法得到的波形相同,但是因为莫尔条纹的位移量大,给指示光栅和光电器件的安装和定位带来了便利。例如可以在莫尔条纹的范围内,沿着栅线的方向按  $W/4$  的间隔放置 4 个光电元件,那么它们输出信号的相位间隔为  $90^\circ$ ,而由于  $W$  的距离较大,其安装和调整定位是比较宽松的。

莫尔条纹的第二个好处是可以减少光栅制作局部误差的影响。因为莫尔条纹是由数十上百条栅线形成的,对莫尔条纹的测量是对其综合效果的测量,个别栅线的栅距误差、毛疵对整体测量的影响得到了淡化。

尽管采用光栅技术的光电位置传感器得到的信号与前面所述的增量光电编码器信号相似,但一般称其为光栅,以示与光电编码器的区别。

#### 12.1.4.3 光电编码器信号的细分技术

现代制作技术已经可以将编码器的分辨率提高到很高的程度,旋转编码器的每转脉冲数可达数万,直线编码器的栅距已达微米级。但是这种制作能力毕竟是有极限的,要得到更高的分辨率,就要采用光学和电子的方法对现有信号进行细分。

光学细分的方法有多种,其中一种是光栅倍增细分法。该方法采用细光栅作为指示光栅,而采用栅距为细光栅  $N$  倍的粗光栅作为主光栅。当主光栅移动一个粗光栅栅距时,莫尔条纹区某检测位置上将通过  $N$  个莫尔条纹。这种细分方法的优点是避免了制作高分辨率长光栅的难度,将重点放在高分辨率和高精度的指示光栅的制作上,最终得到细光栅的分辨率。读者可参考有关文献。

电子细分的方法也有多种,一种是倍频细分的方法。实现倍频的电子线路很多,图 12.4 中就是一种进行 4 倍细分的电子线路。

在前面的叙述中已提及光电器件产生的原始信号是准正弦波,在直线编码器中可得到如下 4 个顺序相差  $\pi/2$  的信号:

$$\left. \begin{aligned} A &= U \sin \frac{2\pi x}{d} = U \sin \theta \\ B &= U \cos \frac{2\pi x}{d} = U \cos \theta \\ \bar{A} &= -U \sin \frac{2\pi x}{d} = -U \sin \theta \\ \bar{B} &= -U \cos \frac{2\pi x}{d} = -U \cos \theta \end{aligned} \right\} \quad (12.3)$$

其中  $U$  为信号的幅值,  $d$  为栅距,  $x$  为主光栅的位移,  $\theta$  为位移  $x$  对应的相角。从原理上分析, 通过对这些正弦信号的内插(interpolation)完全可以得到更高的分辨率。

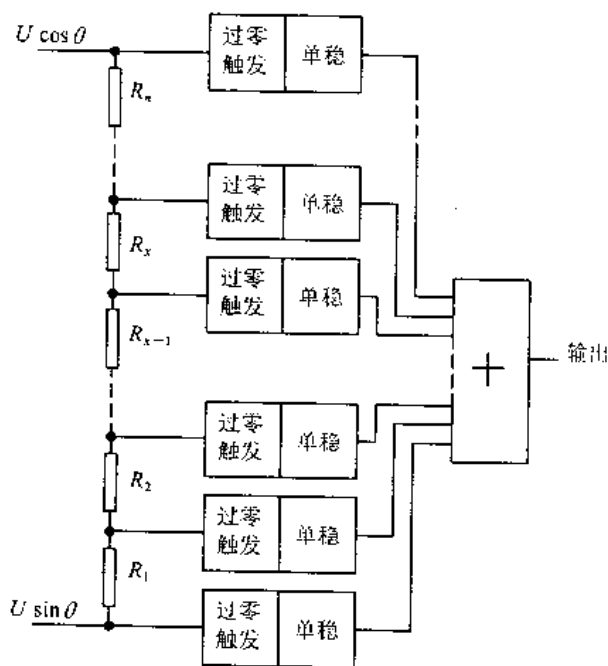


图 12.8 电阻链细分方法

图 12.8 是一种采用电阻链进行细分的方法。由若干电阻串联形成电阻链, 在电阻链的两端输入一对正交正弦信号(如  $A$  和  $B$ ), 则电阻链上的各抽头输出电压也为与输入信号具有不同相位差的正弦信号。注意传感器输出的正弦信号是以位移  $x$  作为自变量的。位移  $x$  的变化导致相角  $\theta$  的变化。当  $\theta$  为某一角度  $\theta_x$  的时候, 利用电路理论中的叠加原理, 很容易得到某一抽头  $A$  上的信号为

$$u_A = U \cos \theta_x \frac{\sum_{i=1}^{x-1} R_i}{\sum_{i=1}^n R_i} + U \sin \theta_x \frac{\sum_{i=x}^n R_i}{\sum_{i=1}^n R_i}$$

由此可得到  $u_A$  等于零的条件是

$$-\frac{\sin \theta_x}{\cos \theta_x} = -\tan \theta_x = \frac{\sum_{i=1}^{x-1} R_i}{\sum_{i=x}^n R_i} \quad (12.4)$$

采用过零检测电路和单稳电路可以将抽头上的过零信号转换为单个脉冲。注意  $\theta_x$  是个随光栅位移  $x$  变化的角度, 那么当光栅移动的时候在电阻链的各个抽头上将逐次得到过零信号, 并通过电路中的或门得到所需要的细分脉冲串。

注意式(11.4)的右边恒为正, 因此图中的电阻链只能在两个象限中得到细分脉冲, 例如采用  $A$  和  $B$  信号只能在第 2、4 象限中获得细分信号, 而对于第 1、3 象限则需要采用  $A$ 、 $B$  和另外一个电阻链。这种细分方法需要对电阻链中的电阻阻值进行细致的调整。

下面再介绍一种鉴相细分的方法。将  $A$  和  $B$  分别乘以  $\cos \omega t$  和  $\sin \omega t$  后相加可得

$$U \sin \theta \cos \omega t + U \cos \theta \sin \omega t = U \sin(\omega t + \theta) \quad (12.5)$$

这个方法将空间角度  $\theta$  变换成为时间角度。可以设计适当的电路得到  $\sin \omega t$  和  $\sin(\omega t + \theta)$  的相位差信号, 对相位差的测量很容易通过电子线路或微处理器实现。然后采用频率为  $\omega$  的  $n$  倍的脉冲对该相位差进行测量计数, 该计数体现了对传感器测量信号的  $n$  倍细分结果。这种方法的电路原理如图 12.9 所示。

还有很多电子细分的设计,读者可参考有关文献。

既然传感器的输出是一个幅度与位置成正弦关系的模拟信号,从原理上可以采用 A/D 转换和微控制器(单片机)技术来实现对测量信号的细分。但是在高速运动控制系统中,多路 A/D 转换的同步性和软件数据处理的实时性要求可能会成为这一设想的障碍。

随着微电子技术的发展,高速的 A/D 转换器和数字信号处理器(DSP—digital signal processor)已为这种方案提供了充分的条件。图 12.10 就是采用 ADM401 形成高分辨率编码器的一个方案,数字信号处理器 ADMC401 包括一个 26MIPS、16 位定点 DSP 核。DSP 组合了一些高效处理单元如硬件乘法累加器、算术逻辑单元和移位寄存器等,采用改进的哈佛结构将程序和数据地址分开,其数据总线允许对存储器的高速并行访问。A/D 转换部分是由一个高速 12 位 A/D 转换器和 8 个具有采样保持电路的模拟输入组成。编码器接口部分是一个 15 位正交加减计数器,可将编码器来的正交信号 A 和 B 转换为并行数据。

在这个方案中,一对正交正弦信号经比较器形成方波,其波形如图 12.10 中右边的波形图所示。编码器接口的作用就是得到这些波形的 4 倍计数,形成粗位置数据。如果光电编码器每转 512 个脉冲,那么每转可得到 2048 个计数,相当于 11 位的分辨率。在图中还可以看到,因为 A 相脉冲落后于 B 相脉冲,因此计数值是减少的。

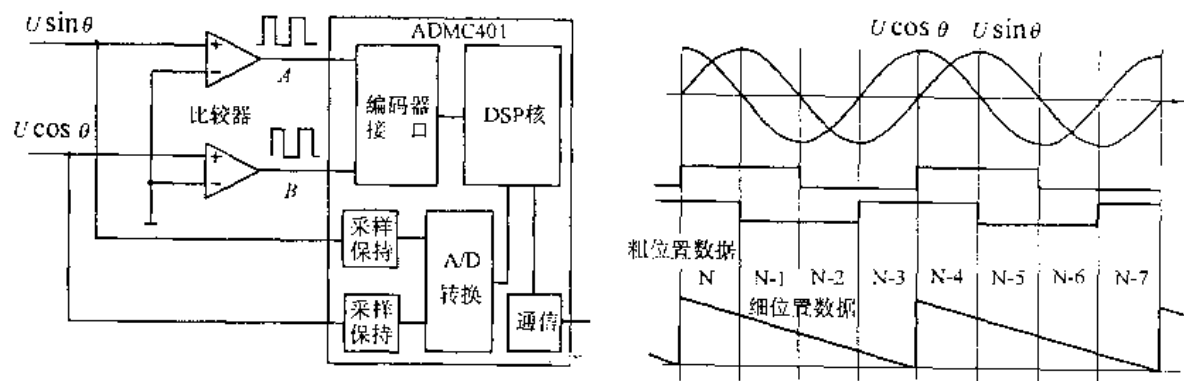


图 12.10 采用信号处理器的细分电路

两路正弦信号经同步采样后进入 A/D 转换器,经三角函数运算得到细分位置数据,如图中下方的锯齿波。细分位置数据与粗位置数据组合成高分辨率的位置数据,一个每转 512 脉冲的编码器结合 12 位 A/D 转换器可达到 21 位的分辨率。这种方案将不再需要追求码盘的制作达到很高的分辨率。

现代电子技术可以将信号采集、数字处理甚至数字通信等电路集成在一起,形成一体化的高性能智能传感器,这无疑是包括位置传感器在内的所有传感器的发展方向。

## 12.1.5 旋转变压器和感应同步器

### 12.1.5.1 旋转变压器

旋转变压器是在运动控制系统中应用较为广泛的旋转式位置检测传感器,其外形类似小型电机,有一个定子和一个转子,在转子和定子上分别安置了原边绕组和副边绕组。原副边的耦合程度随转子的转角而改变,因此在恒定的原边交流信号的激励下,随绕组组合的不同,旋转变压器可将被测量的角度转换为副边交流输出信号的幅度或相位。旋转变压器这个名称反映了这种检测元件的本质。

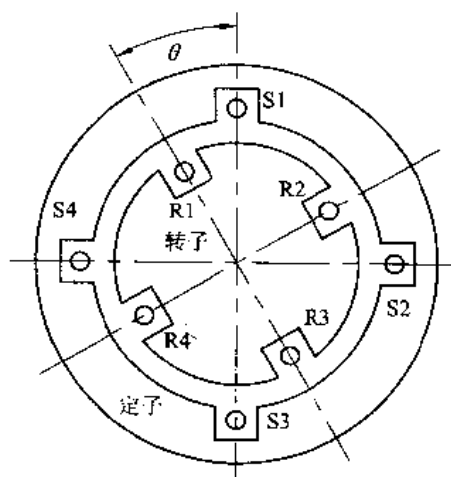


图 12.11 旋转变压器的结构原理

有刷旋转变压器如图 12.11 所示,在定子和转子上各安装了一对绕组,这些绕组以其端子来加以标记,则分别为 S1-S3、S2-S4、R1-R3 和 R2-R4。在设计与制作中必须保证每对绕组的匝数、线径完全相同。目前的旋转变压器在绕组设计上采用一种叫做正弦绕组的特殊绕组形式,其结果就是励磁绕组可以产生和空间位置角度成一次谐波(基波)关系的磁动势,而次级绕组只吸收一次谐波的磁通,这样就保证了输出电动势信号是随转角变化的正弦波,保障了测量的精度。由于这种绕组设计的优点,使得旋转变压器的基准励磁电压除了使用正弦波外,还可以使用方波和三角波。

每对中的两个绕组互相正交,即处于电角度相差 90°的位置。从理论上分析,正交的线圈之间没有耦合,因此不会影响后面将提及的三角运算的准确性。对于来自原边的同一激励,在副边两个正交的绕组上感应的信号在相位上相差 90°。

按照惯例,从轴端看的反时针方向定为旋转变压器的正方向(角度增加的方向),生产上通常在轴上作一标记并在端盖上作一箭头或圆点来标识零角度。

在不同的自动控制系统中,旋转变压器有多种类型和用途。图 12.12 为一种叫做两相励磁角度-相位转换器(或称移相器)的用法。注意在该示意图中为便于说明问题,将绕组以螺管线圈画法表示,线圈的方向就代表实际绕组的磁场方向。图中的角度 θ 为转子绕组 R1-R3 相对于定子绕组 S1-S3 的夹角。

在移相器设计中将两个定子绕组作为原边,分别输入具有相等的频率(如 1000Hz)和幅值(例如 8.5VRMS),相位差为 90°的两个正弦交流电压,即

$$\left. \begin{aligned} u_1(t) &= U \sin \omega t \\ u_2(t) &= U \cos \omega t \end{aligned} \right\} \quad (12.6)$$

则转子绕组 R1-R3 中产生的感应电压为

$$u_r(t) = m[u_1(t) \cos \theta + u_2(t) \sin \theta] = mU \sin(\omega t + \theta) \quad (12.7)$$

式中  $m$ ——转子绕组与定子绕组的有效匝数比,忽略阻抗压降。转子绕组 R2-R4 可以不用。

从式(12.7)可以看出,移相器输出电压  $u_r(t)$  的幅值不随转角  $\theta$  变化,而其相位却与  $\theta$

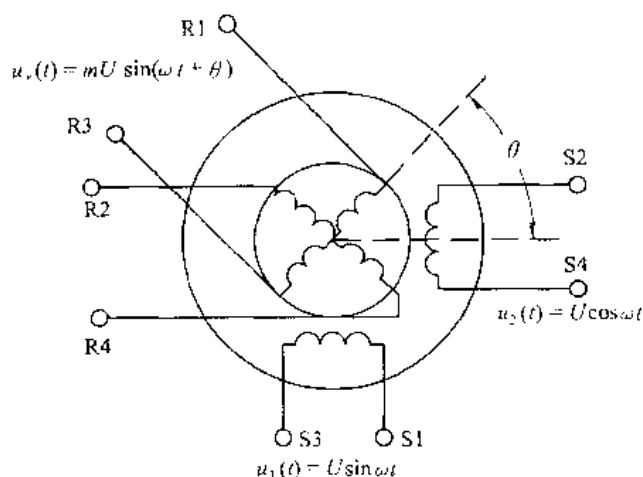


图 12.12 两相励磁角度-相位变换器原理

相等,因此可以把它看作是一个角度-相位变换器。这里的相位  $\theta$  可以很容易地用前面介绍的鉴相细分方法将其转换为数字量。

有刷旋转变压器通过电刷和滑环将转子绕组的激励信号或输出信号引出。电刷和滑环结构寿命不高,需要维护,终究是造成故障的因素,同时接触导电中产生的火花,也是产生电磁干扰的来源。因此目前在工业应用中更为广泛的就是无刷旋转变压器。图 12.13 为无刷旋转变压器的结构,其中虚线左边是一个普通的旋转变压器,而虚线右边则是一个环形变压器。环形变压器由外磁环、内磁环、定子绕组和转子绕组组成。转子和定子绕组均绕制为同心环形,分别嵌入内外磁环。闭合磁路由内外磁环和它们之间的气隙组成。环形变压器的转子绕组与左边旋转变压器的转子绕组连接。无刷旋转变压器的寿命远远超过有刷旋转变压器,而且更为抗震和防污。

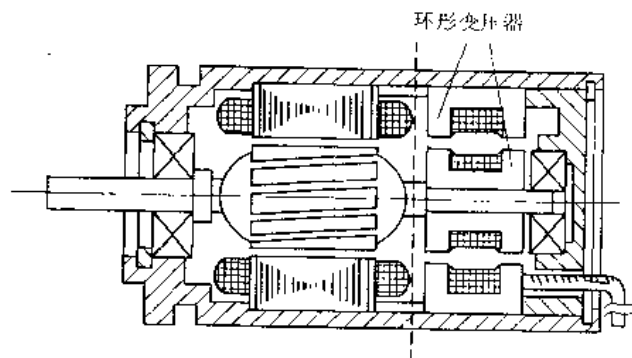


图 12.13 无刷旋转变压器结构

无刷旋转变压器的一种典型应用是所谓正余弦旋转变压器。在环形变压器的原边施加正弦交流电压,耦合到副边形成转子绕组的励磁电压  $u_1(t) = U_1 \sin \omega t$ ,另一个转子绕组可免除或短接。在这种结构下,旋转变压器两个定子的输出分别是

$$\left. \begin{aligned} u_{11}(t) &= kU_1 \sin \omega t \sin \theta \\ u_{12}(t) &= kU_1 \sin \omega t \cos \theta \end{aligned} \right\} \quad (12.8)$$

式中  $k$  为旋转变压器原副边之间的变比。如果把输入激励电压  $u_1$  看作一个矢量,旋转变压器将其分解为正交的两个分量  $u_{11}$  和  $u_{12}$ ,这就是旋转变压器的英文名 resolver(分解器)的本



义。旋转变压器也可以看作为一个乘法器将输入电压分别乘以转角的正弦和余弦。

如果将这两个信号再接到另一个旋转变压器的定子上,就可以形成角差测量系统或角度跟踪系统。角差测量系统用于检测给定轴和执行轴的角差,显然系统中需要采用一对旋转变压器。在图 12.14 的角差测量系统中称为发送机(transmitter)的旋转变压器 A 与给定轴相连接,称为接收机(receiver)的旋转变压器 B 与执行轴相连接。在下面的分析中请注意图中的角度关系。

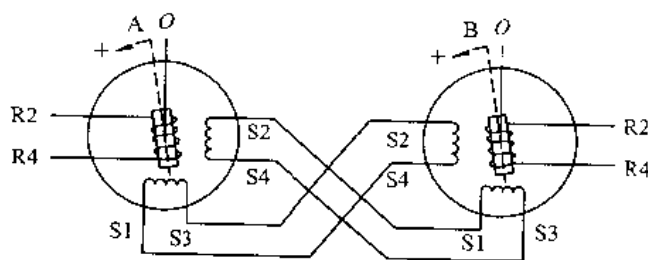


图 12.14 角差测量系统

在发送机 A 的转子绕组 R2-R4 上施加交流励磁电压  $u_1(t) = U_1 \sin \omega t$ , 另一个绕组短接或接到一定的电阻上起补偿作用。当 A 的转角为  $\alpha$  时, 按照图中的角度关系, 两个定子绕组的输出电压与式(12.8)类似, 分别是

$$\left. \begin{aligned} u_{S1-S3} &= u_1(t) \sin \alpha \\ u_{S2-S4} &= u_1(t) \cos \alpha \end{aligned} \right\} \quad (12.9)$$

接收机按两相励磁角度-相位转换器(或称移相器)的用法, 如果接收机的转角为  $\beta$ , 转子绕组 R2-R4 的输出应为

$$u_2(t) = u'_{S1-S3} \sin \beta + u'_{S2-S4} \cos \beta \quad (12.10)$$

如果将发送机 A 的输出  $u_{S1-S3}$  连接到接收机 B 的定子绕组 S2-S4, 而  $u_{S2-S4}$  却连接到 B 的定子绕组 S1-S3, 将上式中的  $u'_{S1-S3}$  和  $u'_{S2-S4}$  分别以  $u_{S2-S4}$  和  $u_{S1-S3}$  代入可得

$$u_2(t) = u_1(t) \cos \alpha \sin \beta + u_1(t) \sin \alpha \cos \beta = u_1(t) \sin(\alpha + \beta) \quad (12.11)$$

如果将接收机 B 的 S1-S3 绕组输入的极性对调, 则可得到

$$u_2(t) = -u_1(t) \cos \alpha \sin \beta + u_1(t) \sin \alpha \cos \beta = u_1(t) \sin(\alpha - \beta) \quad (12.12)$$

这种形式将更有价值, 因为这样  $u_2(t)$  的幅值与两个旋转轴的角度差  $(\alpha - \beta)$  同方向变化, 当  $(\alpha - \beta)$  增大时, 幅值也增大。同时还可以反映角差的极性, 即如果  $u_2(t)$  与  $u_1(t)$  的相位相反, 则说明  $(\alpha - \beta)$  是一个负角差。

在上面的推导中忽略了发送机和接收机间的变比  $k$ 。在理论上输出电压  $u_2(t)$  为与  $u_1(t)$  同频同相的正弦波, 不过其幅值为  $U_2 = kU_1 \sin(\alpha - \beta)$ 。

用这个误差信号通过伺服控制器驱动执行轴电动机, 使得接收机 B 的转角等于发送机 A 的转角, 这时接收机 B 的输出等于零, 执行轴也停止转动。这就形成了一个位置伺服系统, 发送机可实现对接收机的遥控, 而接收机实现的则是对发送机的遥测。

#### 12.1.5.2 感应同步器

感应同步器也是一种输出交流信号的位置测量装置。和光电编码器类似, 同样可以有直线和圆盘式结构。直线式结构如图 12.15 所示, 有两个互相具有电磁耦合的定尺和滑尺组成。定尺是一个长尺, 上面以与制造印制电路板相类似的方法形成类似周期方波波形的绕



组,相邻两个波形之间的距离称为节距 $T$ ,国产感应同步器的节距一般为2mm。滑尺上有两个绕组,分别称为正弦绕组和余弦绕组,它们的节距均为 $T$ ,但是当正弦绕组与定尺对准时,余弦绕组则与定尺相差 $T/4$ ,即相差 $90^\circ$ 电角度。

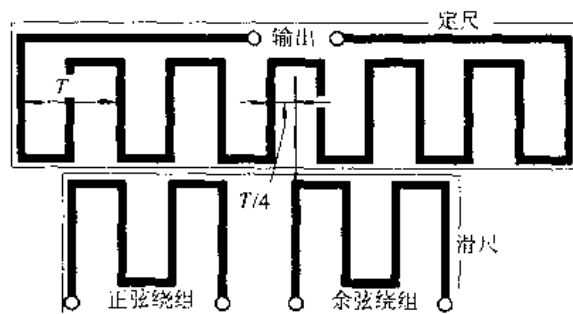


图 12.15 感应同步器的结构原理

定尺一般安装在测量对象的固定部件(如机床的床身)上,而滑尺则安装在运动部件(如机床的刀架)上。两者隔着0.25mm左右的空气间隙并行放置。当向两者之一加以正弦信号作为激励时,由于紧密的耦合在其他绕组上就会感应出正弦电压信号来。

如果在滑尺的正弦绕组和余弦绕组上分别施加式(12.6)所表达的相位互差 $90^\circ$ 的一组激励,则在定尺上就会得到如式(12.7)表达的信号输出,这一点与旋转变压器相似。在相对位移为一个节距的范围内,相位差由 $0^\circ$ 变化到 $360^\circ$ 。可以通过测量相位差的方法来得到位置参数。绝对位置可通过对角度循环的计数和在一个节距范围内的角度来得到。

与旋转变压器转一圈得到 $360^\circ$ 角度变化相比较,可以看到感应同步器可进行直线尺寸的直接测量,虽然较为昂贵,但是比较容易得到高的分辨率。由于没有磨损件,感应同步器的可靠性很高。

如果在定尺上施加正弦激励信号,显然在滑尺的两个绕组上将得到如式(12.8)的与旋转变压器完全相同的输出信号。

感应同步器价格相对较高,但是可以提供非常高的精度,而且由于其没有磨损件而具有很高的可靠性。

#### 12.1.5.3 旋转变压器和感应同步器的电子电路

通过前面的介绍可知旋转变压器和感应同步器需要提供激励信号才能工作,其输出信号需要经过处理才能得到数据。因此和光电传感器一样,这两种传感器需要电子线路的配合才能形成完整的测量反馈环节。幸运的是现代电子技术的发展,尤其是集成电路和微处理器的发展为电子电路的设计提供了很大的便利。下面介绍在旋转变压器和感应同步器测量环节中应用的专用集成电路及其电路设计。

AD2S99是AD公司生产的可编程正弦波振荡器芯片,主要用于为旋转变压器和感应同步器提供正弦波激励。这部分电路由频率选择、正弦波发生和推挽驱动等部分组成。在频率选择部分可通过在SEL1和SEL2上接入不同的逻辑电平在2kHz、5kHz、10kHz和20kHz等4个输出频率中进行选择。而FBIAS则用于在该引脚与正电源之间接入的阻值来对由SEL1和SEL2确定的频率进行调整。正弦波发生器产生的正弦波经推挽驱动后可用于对高阻抗的旋转变压器绕组进行激励。对于感应同步器之类的低阻抗绕组则需要采用放

大器增加信号的电流驱动能力。

显然 AD2S99 适用于无刷旋转变压器的驱动。其激励信号送入无刷旋转变压器中环形变压器的原边,感应到副边以驱动转子绕组,从无刷旋转变压器的两个定子绕组得到可由式(12.8)表示的两个正交信号。将这两个信号分别接入引脚 SIN 和 COS,在 SYNREF 引脚上就会输出一个同步基准信号,这个信号是与引脚 SIN 和 COS 上的信号同步锁定的,在旋转变压器-数字转换器电路中可用作过零基准点。当引脚 SIN 和 COS 上的信号不良或脱落时,AD2S99 还可以提供一个信号丢失信号 LOS 用于故障诊断。

AD2S99 的内部功能图如图 12.16 所示。

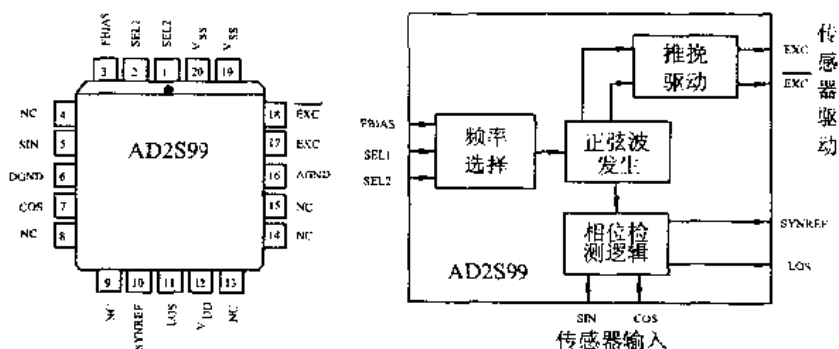


图 12.16 AD2S99 功能图

AD2S90 是一个旋转变压器-数字转换器芯片。该芯片无须外部器件就可以实现 12 位分辨率的转换功能。它可以提供两种格式的数据输出,一种是对增量式光电编码器 A、B 两路正交信号的模拟,另一种是通过三线接口输出的 12 位的二进制绝对角度位置串行数据。此外,AD2S90 还可以提供一个转速信号。AD2S90 的内部功能结构如图 12.17 所示。

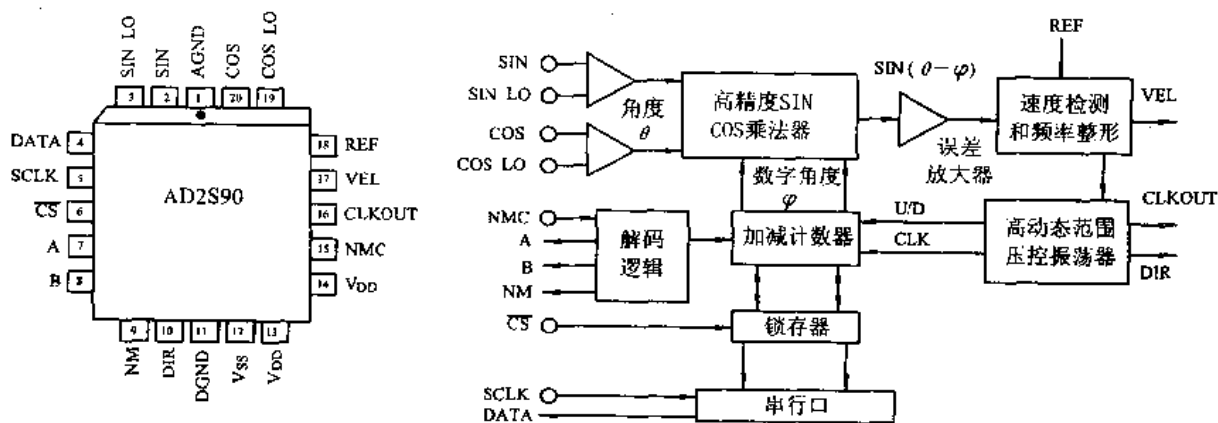


图 12.17 AD2S90 功能原理

以式(12.8)表达的两个正交信号分别由 SIN、COS 等引脚输入,代表了实际转角  $\theta$ 。片中计数器的计数值代表了测量的结果,是一个数字表达的角度  $\varphi$ 。片中的乘法器实现如下的运算

$$u = U \sin \omega t (\sin \theta \cos \varphi - \cos \theta \sin \varphi) = U \sin \omega t \sin(\theta - \varphi) \quad (12.13)$$

其中  $(\theta - \varphi)$  代表了测量值与实际值之间的角度误差。

AD2S90 采用了一种 I 型闭环跟踪原理。一个相位检测器、积分器和压控振荡器的组合形成了一个闭环系统,其作用就是力图使  $(\theta - \varphi)$  趋向于零,当这一目标实现时,数字化的输出  $\varphi$  就在容许的误差范围内等于被测的转角  $\theta$ 。

片中的 12 位二进制计数器提供角度位置的绝对值,这个数值通过由 DATA、SCLK 和  $\overline{CS}$  组成三线串行口输出。SCLK 信号由外部时钟提供,最高频率可达 2MHz。 $\overline{CS}$  为高电平时,DATA 引脚呈现高阻,而  $\overline{CS}$  为低电平时,计数器的数据按照 SCLK 的节拍串行输出。

AD2S90 通过 A、B 和 NM 信号输出模拟一个 1024 线的增量式编码器,即旋转变压器每转一周,A 和 B 产生 1024 个脉冲。当角度增加时,B 领先于 A。DIR 信号在角度增加时为高电平,反之则为低电平。当角度位置过零时,从 NM 引脚发出一个零位脉冲信号,这个脉冲信号的宽度可由 NMC 引脚上的电平控制为  $90^\circ$ 、 $180^\circ$  和  $360^\circ$ 。AD2S90 的这种模拟能力使得旋转变压器可取代增量式光电编码器而无须改变现有的应用软件。

VEL 引脚输出一个模拟信号代表转速,标定为 150rps/V。这个电压为正的时候表示转角在增大。

以 AD2S99 和 AD2S90 组成的一个完整的位置测量系统如图 12.18 所示。图中的旋转变压器的转子绕组由 AD2S99 激励,其定子的输出分别接到 AD2S99 和 AD2S90 的相关引脚。AD2S99 的 SYNREF 输出必须接到 AD2S90 的 REF 引脚。

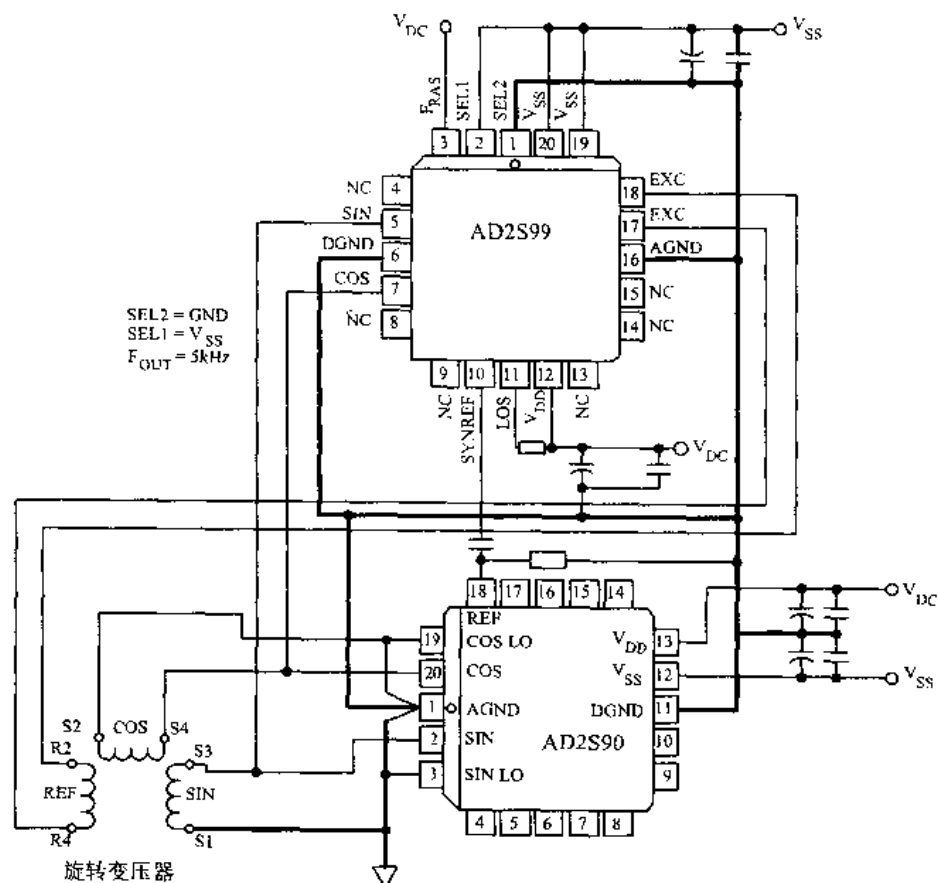


图 12.18 AD2S99 和 AS2S90 组成的测量电路

## 12.2 速度(转速)的测量

速度(转速)反馈环节是闭环调速系统中不可缺少的组成部分。可以进行速度检测的传感器很多,例如在后面介绍的面向位置测量的传感器大多可同时获取速度的信息,但是应用最广泛,能直接得到代表转速的电压且具有良好实时性的速度传感器则非测速发电机莫属。顾名思义,测速发电机也是一种发电机,但是其应用不以输出电功率为目的,而是用于转速的测量。它一般通过传动机构或直接与转轴耦合,输出与转速成正比的模拟电压。测速发电机有直流和交流两种,其区别在于输出电压信号是直流还是交流。

### 12.2.1 直流测速发电机

直流测速发电机分有刷和无刷两种。有刷直流测速发电机与直流发电机的原理和结构基本相同,其励磁部分在定子上,而转子上的绕组切割磁场产生的电动势由电刷和换向器引出。电枢绕组转动时切割气隙磁场,产生电动势

$$E = C_e \Phi n \quad (12.14)$$

其中  $C_e$  是取决于测速发电机设计的常数,  $\Phi$  是气隙磁场,而  $n$  则是转速,这是人们熟知的直流发电机公式。该电动势由电刷和换向器引出,形成输出的直流端电压,在测速发电机空载时,输出电压即等于该电动势。由于直流测速发电机一般采用永磁励磁,式(12.14)中的  $C_e \Phi$  可合并为常数  $K_e$ 。由此可见,测速发电机的输出电压与转速成正比,而且输出电压的极性反映旋转的方向(转向)。

当测速发电机的输出电压作为速度指示连接到指示仪表或控制器时,总要带一定的负载,其在转速稳定即处于静态时的输出端电压  $U_a$  为

$$U_a = \frac{C_e \Phi n R_L}{R_a + R_L} \quad (12.15)$$

式中  $R_a, R_L$  ——分别为电枢的电阻和负载电阻。

由该式可以看到在  $C_e, R_a$  和  $R_L$  均保持不变的条件下,输出电压  $U_a$  与转速仍然保持线性关系,但斜率显然低于空载输出电压,就是说如果作为系统中的一个比例环节,其比例系数因负载而减小。

负载对测速发电机的影响除上述之外,还有因负载电流而导致的电枢反应将使得其输出特性出现非线性。考虑气隙磁场由主磁场与电枢反应合成,则合成磁场为

$$\Phi = \Phi_0 - \Phi_r \quad (12.16)$$

式中  $\Phi$  ——气隙合成磁通;

$\Phi_0, \Phi_r$  ——分别为空载磁通和去磁磁通。而  $\Phi_r$  与负载电流成正比,因此可得到

$$\Phi_r = \frac{K_f U_a}{R_L} \quad (12.17)$$

其中  $K_f$  为反映电枢反应的比例系数。将式(12.16)和式(12.17)代入式(12.15)并整理,可得到

$$U_a = \frac{C_e (\Phi_0 - \Phi_r) n R_L}{R_a + R_L} = \frac{C_e \left( \Phi_0 - \frac{K_f U_a}{R_L} \right) n R_L}{R_a + R_L} = \frac{C_e \Phi_0 R_L n}{R_a + R_L} - \frac{C_e K_f n}{R_a + R_L} U_a \quad (12.18)$$

由该方程可得

$$U_a = \frac{C_e \Phi_0 R_L n}{R_a + R_L + C_e K_t n} \quad (12.19)$$

令

$$K_L = \frac{C_e \Phi_0 R_L}{R_a + R_L} \quad K_t = \frac{C_e K_t}{R_a + R_L}$$

则可得到如下的表达式

$$U_a = \frac{K_L n}{1 - K_t n} \quad (12.20)$$

式(12.20)中  $K_L$  和  $K_t$  均为常数,由此可以看到,由于电枢反应导致在分子和分母中都出现了转速  $n$ ,测速发电机的输出电压与转速的关系不再是线性的。

对于不采用永磁磁场的测速发电机,温度会影响励磁绕组和电枢绕组的电阻,同时使磁场和电枢电阻  $R_a$  产生变化。对于永磁测速发电机来说,温度对励磁的影响较小,但同样会导致电枢绕组电阻的变化。根据式(12.15),电枢电阻的变化将直接影响测速发电机的输出电压。

电刷与换向器之间的接触电阻具有不稳定的非线性特性,而且在低转速的小电流场合阻值增大,从而导致测速发电机的特性在低转速时出现死区,即虽有转动但电压输出接近于零。

影响测速发电机性能的主要因素还有:

- (1) 由换向绕组的附加电流所产生的延迟去磁导致输出特性高速端向下弯曲;
- (2) 由于输出电压系由多个元件的具有不同相位的正弦波叠加,直流测速发电机同样具有直流发电机固有的纹波;
- (3) 由于换向元件短路和电刷跳动所导致的高频噪声和电磁干扰。

因此,直流有刷测速发电机的实际输出特性如图 12.19 中的曲线所示(为说明问题有所夸张),其下端的弯曲由电刷换向器接触电阻引起,上端的弯曲由电枢反应和延迟去磁引起。

从原理上速度数据的积分可得到位置数据,但是测速发电机由于存在以上的弱点,在积分时会产生累积误差,一般不用作传感器来获取位置信息。为了克服以上的弱点以保障合理的测量精度,直流有刷测速发电机在使用中要注意以下几点:

- (1) 根据控制指标选用相应档次的测速发电机;
- (2) 使用中不要超过最高转速限制;
- (3) 负载电阻不得小于规定最小阻值;
- (4) 采用性能良好的电刷换向器配置;
- (5) 电压输出增加低通滤波电路。

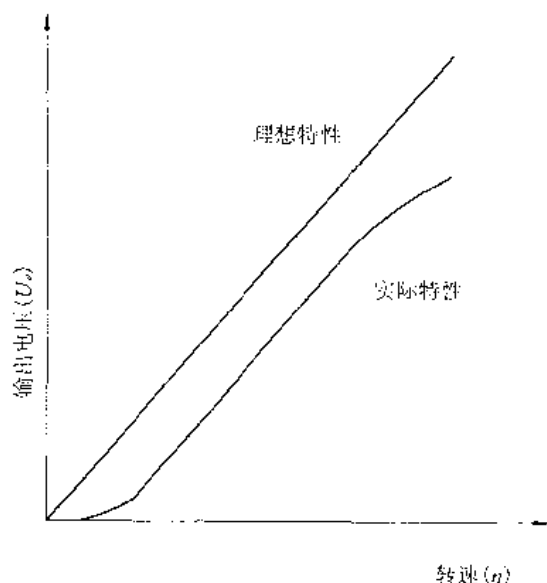


图 12.19 直流测速发电机的输出特性

无刷直流测速发电机的原理与有刷直流测速发电机不同,它实际采用的是同步发电机的原理,其转子为永磁体,定子上安装了相隔  $120^\circ$  电角度的三相绕组。当转子旋转时,由于磁场的特殊设计,在三相绕组中感应出来的实际是具有平顶波形的三相交流电压  $u_A$ 、 $u_B$  和  $u_C$ 。这三个波形的幅值和频率均与转速成正比。在测速发电机上还安装有一个采用霍尔器件或光电器件的转子位置检测器,可得到一组同样相差  $120^\circ$  电角度的三个位置信号  $A$ 、 $B$  和  $C$ 。在准确机械定位后,这三个位置信号分别滞后于对应的交流输出电压  $60^\circ$ 。

利用位置信号  $A$ 、 $B$  和  $C$ ,可采用电子而非机械的手段从交流输出电压  $u_A$ 、 $u_B$  和  $u_C$  中得到代表转速的一个直流输出,这一过程称为电子换向。图 12.20 中的电路说明了一种电子换向电路的原理。 $A$ 、 $B$  和  $C$  三个数字信号从原理上可有 8 种组合,但实际上它们的波形只能形成 6 种组合。通过译码电路可形成各跨越  $60^\circ$  电角度的 6 个控制信号  $K1 \sim K6$ ,它们的真值表如图 12.20 中所示。这些信号在电子换向电路中分别控制 6 个电子开关,从交流信号中选取需要的波形。电子开关具有优越于电刷换向器组合的导通性能。结合译码器功能来观察图 12.20 中的波形,可以看到电子换向电路轮流选取交流电压  $u_A$ 、 $u_B$  和  $u_C$  及其反相信号波形中的平顶部分,通过运算放大器输出,得到与转速成正比的直流输出电压  $u_o$ 。当旋转方向相反时,输出电压极性也将翻转。

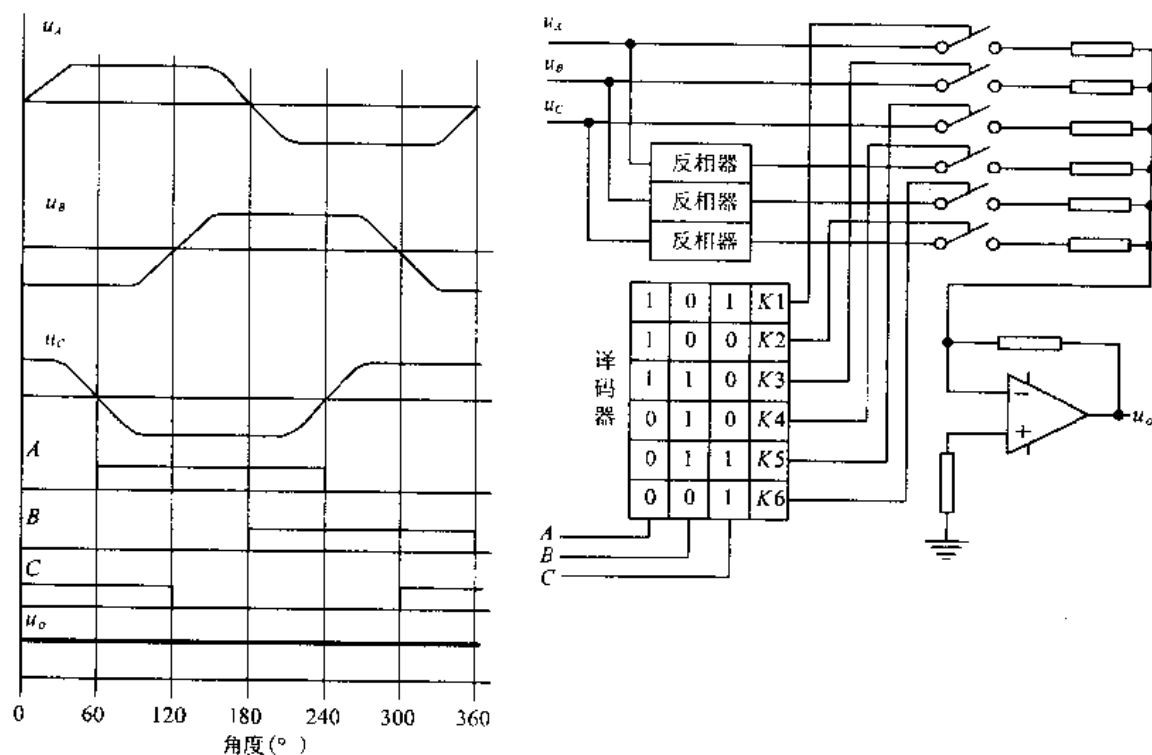


图 12.20 无刷直流测速发电机的波形与换向电路

由于革除了电刷和换向器,从而解决了滑动接触电阻的非线性和火花导致的干扰等问题。相对于直流有刷测速发电机,无刷直流测速发电机具有大大提高的可靠性和寿命。但是由于采用了电子电路,无刷直流测速发电机需要解决工作电源之类的问题,导致一定程度的复杂化。因此有刷直流测速发电机仍是应用最广泛的测速发电机。



### 12.2.2 交流测速发电机

交流测速发电机是输出交流电压信号的测速发电机,可分为同步测速发电机和异步测速发电机两大类。应用最广泛的是杯形转子异步测速发电机。

杯形转子异步测速发电机的结构如图 12.21 所示,其中定子由内外定子形成磁路,而转子则是处于内外定子形成的气隙中的一个非磁性的空心杯。为了减小气隙,杯壁做得很薄,同时带来了转动惯量小的优点。在定子上安装了互相正交(相差  $90^\circ$  电角度)的两个绕组,其中一个用作励磁绕组,其励磁电压为一稳压稳频的交流电压  $u_1$ ,在其轴线方向上产生脉动的气隙磁通  $\Phi_1$ ,其频率与励磁电压的频率相同,均为  $f$ 。

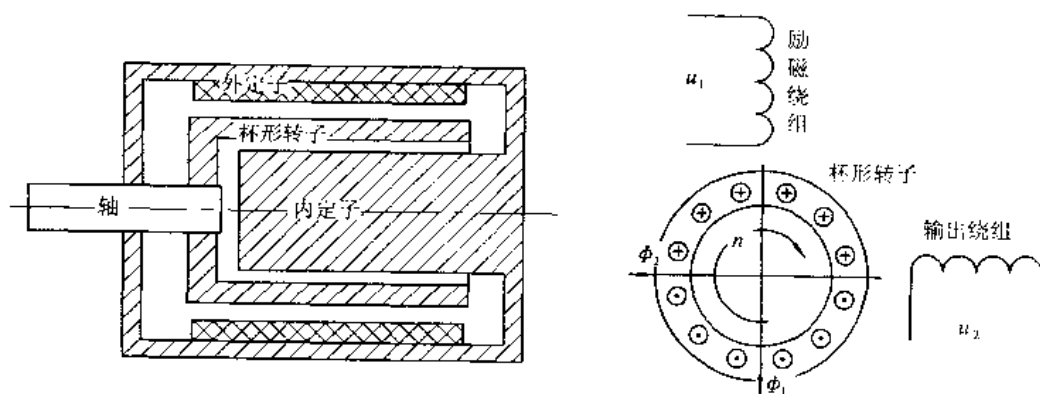


图 12.21 杯形转子异步测速发电机结构与原理

另一绕组用作输出绕组,其输出电压  $u_2$  即是测速发电机的输出电压。

杯形转子可以被想象为是与鼠笼式转子一样的短路绕组。当转子不动时, $\Phi_1$  在转子中感应出变压器电势并产生电流,但复合磁场仍然是  $\Phi_1$  方向。而输出绕组由于与  $\Phi_1$  正交,不会感应出电压,输出电压  $u_2$  的幅值为零。

当转子旋转时就要切割  $\Phi_1$ ,从而在转子中产生电势并产生电流,这个电势和电流均与转速  $n$  成正比。

按照右手定则,杯形转子中的电流方向如图 12.21 中所示,并产生一个与  $\Phi_1$  正交的磁场  $\Phi_2$ 。注意到虽然从转子上看,转子中的交流电势和电流的频率取决于转速,但是从定子上看,它们所产生的磁通  $\Phi_2$  的频率仍然是  $f$ ,其幅值也应该与转速成正比。

同时还注意到  $\Phi_2$  由于与  $\Phi_1$  正交,那么恰好与输出绕组的轴线一致,因此在输出绕组中将感应出电压  $u_2$ ,其频率为  $f$ ,其幅值与转速  $n$  成正比。总之,交流测速发电机的输出是一个其频率与转速无关且等于励磁电压频率,幅值与转速成线性关系的交流电压。

交流测速发电机在制作时要努力保证两个绕组的正交性,否则就会出现所谓剩余电压,即转速为零时输出不为零。在使用时要注意保障励磁电压的稳压和稳频,否则不能保证测量的精度。

### 12.2.3 基于脉冲信号的数字测速方法

测速发电机的突出优点是价廉、使用简便直接以及速度测量的实时性。由于它能实时地反映转速的变化,从而使控制器能及时地进行转速的校正和调整,在以速度控制为目的的系

统中往往是首选,因此广泛地应用于转速的测量指示、闭环调速系统和高性能的伺服控制系统中。

因为速度是位置的微分,因此用于位置测量的传感器大多可附带地得到速度信息。当诸如光电编码器之类的位置信号体现为脉冲串输出时,利用这些脉冲串所携带的时间信息就可以获取数字化的速度数据。

数字测速的技术要求体现为分辨率、精度和检测时间等三个指标。检测时间体现了测速环节的实时性,对闭环控制系统的稳定性具有重大的影响。

下面以光电编码器的输出脉冲信号为例介绍数字测速的三种方法。一种方法是在固定的时间间隔内对脉冲进行计数,实际上测量的是脉冲的频率,这种方法称为 M 法;另一种方法是计算两个脉冲之间的时间间隔,亦即脉冲信号的周期,这种方法称为 T 法;综合以上两种方法则产生第三种方法 M/T 法。

### 12.2.3.1 M 法数字测速

M 法测速的原理如图 12.22 所示,因为只有取边沿信号才能保证测量时间的准确性,图中的脉冲信号是传感器输出信号经处理后得到的边沿信号。若传感器与某转轴连接且每转产生  $N$  个脉冲,在时间间隔  $T_1$  内对传感器输出的脉冲进行计数并得到计数值  $m_1$ ,那么则可推算出转速为

$$n = \frac{60m_1}{NT_1} \quad (\text{rpm}) \quad (12.21)$$

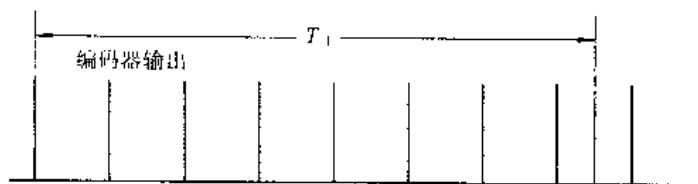


图 12.22 M 法测速原理

M 法测速的分辨率为可测得的转速最小间隔,显然这个指标等于一个脉冲计数所导致的转速差

$$R = \frac{60}{NT_1} \quad (\text{rpm}) \quad (12.22)$$

由上式可知,在传感器每转脉冲数  $N$  和时间间隔  $T_1$  保持不变的前提下,M 法数字测速的分辨率与转速无关。

在这里可以以转速测量的相对误差来描述准确度(精度)这一概念,即

$$E = \frac{\Delta n}{n} \times 100\% \quad (12.23)$$

显然,在速度变化的测速过程中需要保持时间间隔  $T_1$  的准确性和稳定性。如果不考虑  $T_1$  不稳定所导致的误差,那么在采用计数原理的测量中的最小误差来源于  $\pm 1$  个脉冲,则转速的相对误差等于  $1/m_1$ 。M 法测速在高速下可得到大的  $m_1$  而导致小的相对误差。而在低速下由于计数少而产生大的相对误差。由此可见 M 法在原理上适合于高速的测量而不适合低速的测量。

所谓检测时间是指连续两次采样之间的时间间隔。对于 M 法来说,它的检测时间就是

$T_1$ 。

采用 M 法所得到的速度实际上并不是检测时间到达时的瞬时速度,而是过去  $T_1$  时间内瞬时速度的平均值。因此作为闭环速度调节系统中的反馈环节,M 法测速具有滞后特性并有可能影响系统的控制性能。在每转脉冲数  $N$  不变的情况下,如果想要提高转速的分辨率和降低相对误差就要增加检测时间  $T_1$ 。但是为了系统的控制性能又需要减少检测时间以提高反馈环节的实时性,这两方面的要求是互相矛盾的,解决这个矛盾的出路是采用每转脉冲数  $N$  较大的传感器。

### 12.2.3.2 T 法数字测速

T 法使用传感器输出脉冲的沿来启动和结束计数器对一个基准时钟的计数,然后利用这个计数值来推算转速。

如图 12.23 所示,基准时钟发出计数脉冲,传感器输出脉冲的前沿的作用是结束一个计数器的本次计数并启动下次计数。设本次计数值为  $m_2$ 。在基准时钟的频率  $f_c$  准确稳定的前提下, $m_2$  实际上是传感器输出脉冲周期  $T_2$  的度量,那么就可以用下式来计算转速

$$n = \frac{60f_c}{Nm_2} \quad (\text{rpm}) \quad (12.24)$$

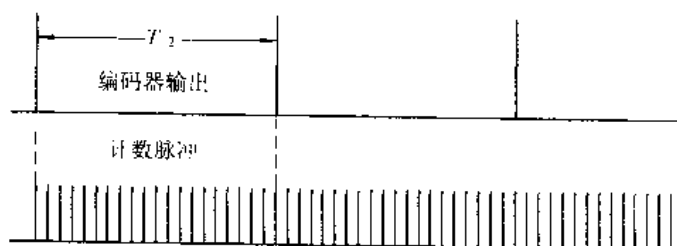


图 12.23 T 法测速原理

T 法的分辨率等于一个基准时钟所导致的转速差

$$R = \frac{60f_c}{Nm_2} - \frac{60f_c}{N(m_2 + 1)} = \frac{n}{m_2 + 1} = \frac{n^2 N}{60f_c - nN} \quad (\text{rpm}) \quad (12.25)$$

由上式可知,T 法测速在低速时的分辨率优于高速时。

T 法的相对误差同样取决于一个计数脉冲,应该是  $1/m_2$ 。显然转速低时  $m_2$  较大,导致相对误差较小,也说明了 T 法适用于低速的测量。T 法的检测时间就是传感器输出的脉冲周期  $T_2$ 。可见随着转速的提高,尽管分辨率和准确度有所下降,但其测量的实时性却有所提高。

### 12.2.3.3 M/T 法数字测速

从原理上 M 法和 T 法都可以折算出转速,但是从转速测量的精度、分辨率和实时性考虑,前者适用高速下的转速测量,而后者则适合低速下的转速测量,而综合了两者特点的则是 M/T 法,其测速原理见图 12.24。

M/T 法首先考虑如下的设计:

(1) 首先确定一个时间  $T_1$ (例如 10ms),在这个时间内对传感器输出脉冲的计数可达适当数量,而且这个时间的启动与传感器输出脉冲的前沿或后沿同步;

(2) 在  $T_1$  的基础上延长一个变动的的时间  $T'$ ,使得计数要等到下一个传感器脉冲到来才算结束,因此实际的测量时间是  $T = T_1 + T'$ ,显然在转速变动的条件下这个时间并不是固定的,但是变动的目的是使得  $T$  为传感器脉冲周期的整数倍。

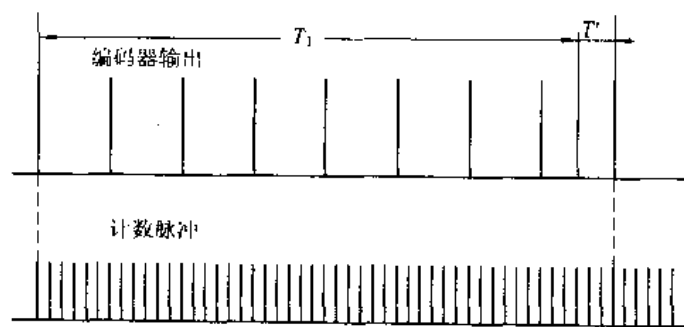


图 12.24 M/T 法测速原理

设置两个计数器分别对传感器输出和基准时钟计数,得到计数  $m_1$  和  $m_2$ 。若被测轴在  $T$  时间内转过角度  $X$ ,则有

$$X = \frac{2\pi m_1}{N} \quad (\text{rad}) \quad (12.26)$$

而经基准时钟计数得到的时间  $T$  为

$$T = \frac{m_2}{f_c} \quad (12.27)$$

则可得到转速为

$$n = \frac{60X}{2\pi T} = \frac{60m_1}{NT} = \frac{60f_c m_1}{Nm_2} = \frac{Km_1}{m_2} \quad (12.28)$$

其中  $K = \frac{60f_c}{N}$ 。

一般设计时钟频率远远高于传感器输出频率,因此 M/T 法的分辨率主要取决于  $f_c$ , 应为

$$R = \frac{Km_1}{m_2(m_2 - 1)} \quad (12.29)$$

在满足  $T$  与传感器脉冲同步并等于其整周期的条件下, M/T 法的相对误差来源于  $m_2$  的一个计数, 等于  $1/m_2$ 。

M/T 法的检测时间等于  $T$ 。从 M/T 法的原理可知, 在最低的转速下这种方法也可以保证检测传感器输出脉冲的一个完整周期。如果在低速下  $T_1$  小于传感器的脉冲周期, 那么检测时间  $T$  就等于传感器输出脉冲的周期。如果  $T_1$  大于传感器的脉冲周期, 那么检测时间  $T$  小于  $2T_1$ 。这种方法在高速和低速下都可以进行较为准确的速度检测。

#### 12.2.3.4 基于微处理器的数字测速

上面所述的三种数字测速方法如果采用纯硬件的方法来加以实现, 需要设计相应的数字电路, 尤其是 M/T 法采用纯硬件方法设计有较大的难度。而采用微处理器的软硬件资源来实现数字测速则使方案灵活, 简便易行, 下面介绍一个利用微控制器 8051 的两个定时/计数器 T0 和 T1 实现 M/T 法数字测速的例子。

该设计的主程序、T0 和 T1 的中断服务程序有关 M/T 法测速的流程如图 12.25 所示, 简要说明如下:

在系统的初始化中, 设置两个数据存储器单元 M1 和 M2, 分别存储计数值  $m_1$  和  $m_2$ ; 同时还要在寄存器中设置 4 个标记 START、STARTED、READY 和 FINISH, 其意义分

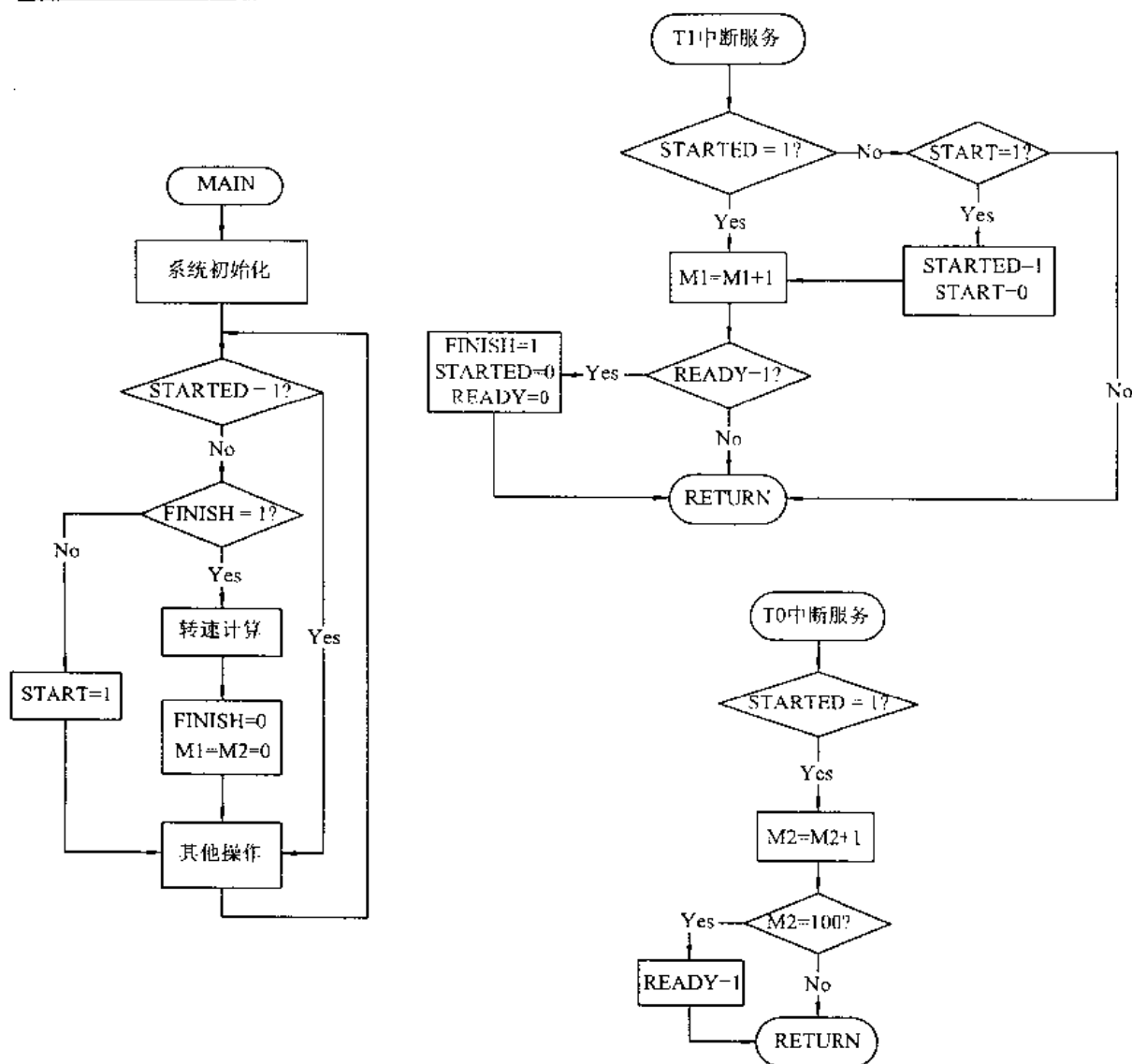


图 12.25 M/T 法测速流程图

别为启动测量、测量进行、预定时间到和测量结束。

设置 T0 为定时器,并工作于方式 2,即预置数自动重装的 8 位定时器,形成每隔确定时间中断的机制。8051 采用 12MHz 晶振,则定时器每  $1\mu\text{s}$  增 1。若 T0 的预置数为 9CH(156),则每隔  $100\mu\text{s}$  就会产生一次定时溢出中断,那么就可以用这个中断代表基准时钟,在其中断服务程序中实现对  $m_2$  的计数。

将 T1 设置为计数器,也工作于方式 2,即预置数自动重装的 8 位计数器,对 T1 引脚的下降沿进行计数。在本设计中将测速脉冲接至 T1 引脚,并且将其预置数设置为 FFH。结果是对每个测速脉冲的下降沿均产生一次溢出中断,在其中断服务程序中实现对  $m_1$  的计数。

主程序通过设置  $\text{START}=1$  来允许一次测量,而测量则需要等待测速脉冲的下一个下降沿的同步才能真正启动。因此在 T1 的中断服务程序中以  $\text{STARTED}=1$  来表示测量正在运行。在 T0 的中断服务程序中执行对  $m_2$  的计数,并通过计数判定  $T_1$  是否到达。本例中预定时间  $T_1$  为  $10\text{ms}$ ,那么当  $m_2$  等于 100 时正好是  $10\text{ms}$ 。 $T_1$  到达后设置  $\text{READY}=1$ ,在测速脉冲即将到来的下一个下降沿结束本次测量,设置  $\text{FINISH}=1$ ,通知主程序测量已经结束,

在 M1 和 M2 中存储的是有效的  $m_1$  和  $m_2$  数据, 可以进行速度的计算。在主程序中计算转速并准备下一次测量。

## 12.3 转矩的测量

运动控制系统中针对位置、转速、张力等的控制在本质上是通过控制电动机的转矩来实现的。而在一些以转矩为控制目标的系统如造纸机和轧钢机的卷取系统和齿轮箱疲劳试验系统中, 转矩传感器则更是必不可少的测量反馈环节。转矩的测量一般通过对轴的弹性扭转变形的测量来实现, 其方法是在驱动轴和负载轴之间串接一个高强度高弹性材料制作的轴。这个轴可以传递转矩同时又可以产生较大的扭转变形, 因此一般称之为弹性轴或扭力轴。在这个轴上可以安装传感器将其形变转换为电信号, 间接实现对转矩的测量。

### 12.3.1 基于应变片的转矩测量

应变片是一种将形变转变为电阻变化的传感器。导体在承受机械变形时其电阻值将产生相应的变化, 其应变-电阻效应可用应变灵敏系数  $K$  来描述

$$K = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l} \quad (12.30)$$

式中  $\Delta R/R$  和  $\Delta l/l$  分别是导体电阻和长度的相对变化率。

应变片一般是将栅状的金属丝或金属箔由基片和覆盖层固定后制成, 在应用中用胶粘在被测对象上。被测对象的变形通过粘胶传递到应变片上。

轴在转矩的作用下, 其表面受力状况与位置有关。在与轴线方向成  $45^\circ$  的方向上受力最大。在图 12.26 中的转矩  $M$  作用下, 沿  $AA'$  方向承受压缩力, 沿  $BB'$  方向承受拉伸力。因此, 若分别按这两个方向粘贴应变片 1 和 2, 则扭转变形将导致 1 的阻值减小, 2 的阻值增大。将这两个应变片作为电桥的一臂接入电桥, 若在转矩为零的情况下调整电桥使其平衡, 则当转矩存在时电桥的输出就是转矩的度量。

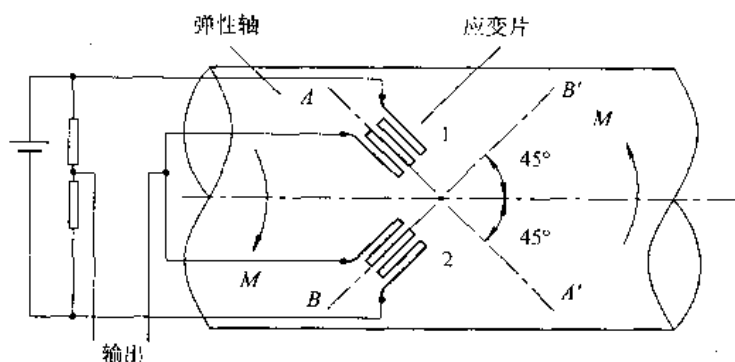


图 12.26 应变片测转矩原理

采用应变片进行转矩测量的优点是动态性能较好, 可以实时地得到转矩信号。其缺点是应变片和转轴一道转动, 需要电刷和滑环将应变片的接点引出, 这是导致可靠性和可维护性不佳, 易于引入干扰的原因。



### 12.3.2 基于磁性齿轮的转矩测量

基于磁性齿轮的转矩传感器的工作原理是在弹性轴的两端安装有两只由磁性材料制作的信号齿轮。在传感器基座上正对两齿轮各装有一组信号线圈,在信号线圈内均装有磁钢,形成检测探头。这样探头与信号齿轮就组成了磁电信号发生器。当信号齿轮随弹性轴转动时,由于信号齿轮的齿顶及齿谷交替周期性地扫过磁钢的底部,使气隙磁导产生周期性的变化,线圈内部的磁通量亦产生周期性变化,使线圈中感应出近似正弦波的交流电信号。

这两组交流电信号之间的相位与其安装的相对位置及弹性轴所传递扭矩的大小及方向有关。当弹性轴不承受扭矩时,两组交流电信号之间的相位差只与信号线圈及齿轮的安装相对位置有关,这一相位差一般称为初始相位差,在设计制造时,使其相差半个齿距左右,即两组交流电信号之间的初始相位差在  $180^\circ$  左右。在弹性轴承受扭矩时,将产生扭转变形,使两组交流电信号之间的相位差发生变化,在弹性变形范围内,相位差变化的绝对值与转矩的大小成正比。

这两组交流电信号的频率相同且与轴的转速成正比,因此可以用来测量转速。

把这两组交流电信号送入信号处理装置,采用在前面已经介绍过的检测相位差和转速的电子电路设计技术,即可得到数字化的转矩、转速及功率的精确值。

这种测量机制的输出信号的幅值显然与转速有关,而且至少需要旋转一个完整的齿位,即经历输出波形的一个周期才能得到测量结果,这样就导致在低速下信号弱、实时性差和不能测量静止扭矩等缺点。

为了克服上述缺点,实际的传感器对上述的原理性结构作了较大变动。主要的变动是在图 12.27 的弹性轴和磁性齿轮外部增加了一个套筒,该套筒可由附加的小电动机驱动。在套筒的内圆上与弹性轴上的外齿轮位置相对,安装一对磁性内齿轮,并且形成由内、外齿轮、磁钢、线圈、导磁环和导磁支架等组成的闭合磁路,该闭合磁路中的唯一气隙乃是内外齿轮中的间隙。如图 12.28 所示,外齿轮、内齿轮是齿数相同互相脱开不相啮合的,内外齿轮的齿顶相对时气隙最窄,齿顶和齿槽相对时,气隙最宽。内外齿轮在相对旋转运动时,齿顶与齿槽交替相对,相对转动一个齿位时,工作气隙发生一个周期的变化,磁路的磁阻和磁通随之相应作周期变化,因此线圈中感应出近似正弦波的电压信号,信号电压瞬时值的变化和内外齿轮的相对位置的变化是一致的。套筒的作用是当弹性轴的转速较低或者不转时,通过附加的小

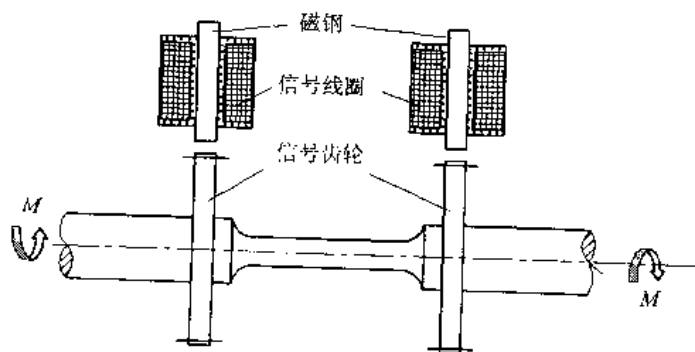


图 12.27 基于磁性齿轮的转矩测量原理

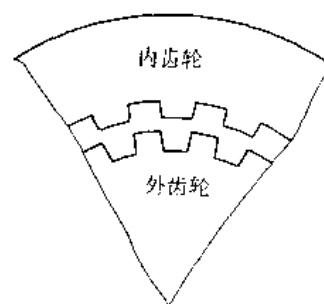


图 12.28 外齿轮和内齿轮

电动机带动套筒使内齿轮反向转动,保证了即使在传动轴静止的情况下内、外齿轮之间也有一定的相对转速,达到提高转矩测量精度和实时性的目的。

这种转矩传感器的优点是无刷结构,具有较高的可靠性并适用于高速转矩的测量。

### 12.3.3 基于变压器的测量方法

这种传感器利用了可变耦合变压器原理,其本质是一个变压器,而变压器原副边绕组之间的耦合则是与转矩成比例的。如图 12.29 所示,这种传感器有两个同心的轴套,外轴套与弹性轴的前端固定在一起,而内轴套则与弹性轴的后端固定在一起。另外有两个同心的绕组线圈则固定在机壳上。弹性轴的材料是不锈钢,机架的材料是铝,只有两个轴套采用磁性材料。因此从图中可以看出磁通回路由内外轴套和两个轴套圆柱部分之间的气隙组成。由于气隙磁阻占回路磁阻的主要部分,因此气隙的形态是两个绕组之间耦合的决定性因素。

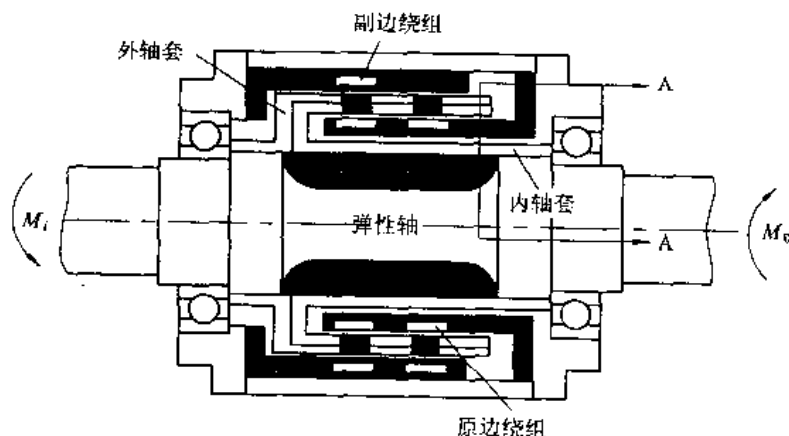


图 12.29 变压器耦合的转矩传感器

在外轴套的内侧和内轴套的外侧分别沿圆周方向制作了一一对应的轴向的槽,因此从 A—A 轴断面观察与图 12.28 中内齿轮和外齿轮的关系类似。当没有转矩时,两组槽互不重叠,换句话说就是一个齿轮的齿对准另一个齿轮的槽,形成曲折的但距离比较一致的气隙。这时气隙磁阻是最大的。在施加转矩的时候,变形轴产生的扭转变形导致两个轴套上齿和槽的重叠率增加和总磁阻的减小。例如在齿齿相对部分的气隙将大大减小,磁通将主要从这些地方通过。这一效应同时导致磁通的增加,也就是导致了内外绕组耦合的增强。

由于两个绕组都是固定在机座上的,因此无需电刷和滑环就可以将交流电(例如 20kHz)接入原边绕组,而从副边绕组得到与转矩成一定关系的电动势输出。附加的包括滤波器和补偿器在内的电子线路可以将这个电动势转换为与转矩成比例的  $0 \sim \pm 5\text{VDC}$  的标准信号。

## 12.4 霍尔电压电流传感器

由于电力电子器件大量进入包括运动控制系统在内的电工应用领域,故原有的电流、电压检测元件如普通互感器等已不适应中高频、高  $di/dt$  和具有谐波的电量信号的检测和传输。利用霍尔效应的电流、电压传感器/变送器模块是近十几年发展起来的测量控制电流、电

压的新一代工业用电量传感器,是一种新型的高性能电气检测元件,具有精度高、线性好、频带宽、响应快、过载能力强和不损失被测电路能量等诸多优点,被广泛应用于变频调速装置、逆变装置、UPS 电源、逆变焊机、变电站、电解电镀、数控机床、微机监测系统、电网监控系统和需要隔离检测大电流、电压的各个领域。

电压和电流也是运动控制系统特别是其变流驱动装置中经常需要检测的物理量。通常在对这些电物理量的测量中最关心的是其有效值。对有效值的定义是“交流电流通过电阻器,经过一个周期的时间所发出的热量与某直流电通过同一电阻器,经过同一时间所发出的热量相等,则这个直流电的大小就是交流电的有效值,又称为均方根值”。其表达式以电流为代表

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i(t)]^2 dt} \quad (12.31)$$

有效值实质上是与电能量密切相关的概念。只要被测电量与能量有关,都应该采用有效值测量。对于正弦波形来说,我们已经很熟悉其有效值为其幅值的  $1/\sqrt{2}=0.707$ ,或者说幅值是有效值的  $\sqrt{2}$  倍。通常使用的指针式电表的指针偏转取决于被测信号的平均值,用于交流测量时,一般是先整流,然后再取平均值。平均值的数学表达式为

$$I_{avg} = \frac{1}{T} \int_0^T |i(t)| dt \quad (12.32)$$

正弦波的平均值为其幅值的 0.637,两者之比  $I_{rms}/I_{avg}=1.11$  为一常数。这个固定比例关系在仪表的设计及标度上很容易处理。因此对正弦波而言,用平均值原理设计的仪表测量有效值没有什么问题。

由于采用可控电力电子器件的变流电路日益广泛使用,非正弦波的应用越来越多,运动控制系统中的变流驱动装置是这种波形的主要来源之一。非正弦波的有效值与平均值之间的比例是变动的,如果仍然用平均值的测量来代替有效值的测量,就会产生很大的误差。表 12.3 对这种情况进行了计算和分析。

表 12.3 用平均值仪表测量非正弦波有效值的误差分析

波形类型 (峰值 1.0)	波形因数 ( $U_{rms}/U$ )			真有效值 $U_{rms}$	平均值原理 仪表读数	平均值读数 相对误差
不失真正弦波	1.414			0.707	0.707	0
对称方波 ( $D=50\%$ )	1.00			1.00	1.11	+11.0%
不失真三角波	1.73			0.577	0.555	-3.8%
高频噪声(峰值 的 98% $\leq 1V$ )	3.0			0.333	0.295	-11.4%
矩形波	占空比	25%	2	0.5	0.278	-44%
		1%	10	0.1	0.011	-89%
全波可控整流		50%	2	0.495	0.354	-28%
		25%	4.7	0.212	0.150	-30%

因此在有谐波的情况下,电物理量的测量面临如何获取“真有效值”的问题,而霍尔传感

器就是这个问题的一个解答。

霍尔电流、电压传感器中的敏感元件霍尔器件是根据霍尔效应的原理制成的,是将一电流为  $I_C$  的载流导体放在磁场中,如果磁场方向与电流方向正交,则在与电流和磁场都垂直的方向上将产生电动势  $U_H$  (如图 12.30 左半部所示),这个电动势就称之为霍尔电势。半导体是制作霍尔器件的最佳材料。霍尔电势可表达为

$$U_H = K_H I_C B \quad (12.33)$$

式中,  $K_H$  为霍尔器件的灵敏度。

图 12.30 右半边是霍尔电流传感器的原理电路。在电路中通过电阻调节改变控制电流  $I_C$ ,也就改变了霍尔器件的灵敏度。当  $I_1$  通过穿心导线时,在导线周围将产生与  $I_1$  成正比的磁场,这一磁场可以通过聚磁环而集聚,传递到气隙中的霍尔器件上并使其产生与  $I_1$  成正比的电动势信号输出。如果将这一电动势信号经功率放大器放大后直接转换为标准输出或数字形式,这就是直接式霍尔电流传感器的原理。而在霍尔电流传感器的设计中更多采用的则是磁场平衡式(又称补偿式)的设计。在这种设计中于聚磁环上安装了一个补偿线圈,可以通过平衡电流  $I_2$  产生磁场来抵消被测电流  $I_1$  所产生的磁场。平衡电流  $I_2$  的产生则是由  $U_H$  经过一个控制器来驱动的。当气隙磁场被完全平衡而等于零时,平衡电流  $I_2$  就是被测电流  $I_1$  的度量,可以由采样电阻  $R_M$  将其转换为电压,然后再转换为标准输出或数字形式。

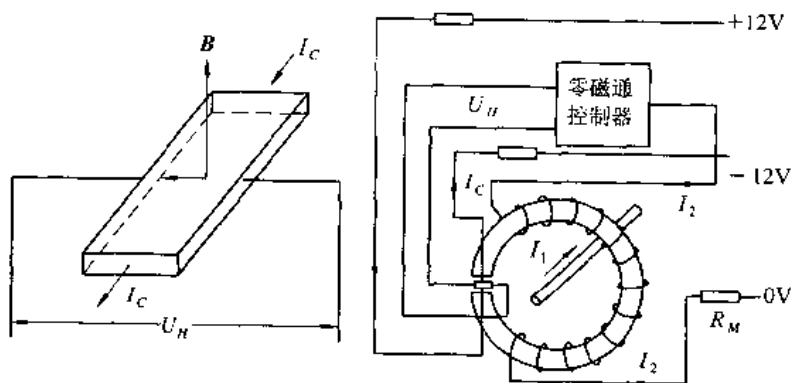


图 12.30 霍尔效应原理和磁场平衡式测量电路

霍尔电压、电流传感器具有如下的优点:

(1) 动态性能好。相对于普通互感器的动态响应时间为  $10 \sim 20 \mu\text{s}$ ,霍尔传感器的动态响应时间一般小于  $1 \mu\text{s}$ ,跟踪速度  $di/dt$  高于  $50 \text{ A}/\mu\text{s}$ ,以其优异的动态性能为提高现代控制系统特别是运动控制系统的性能提供了关键的基础元件;

(2) 精度高。一般的霍尔电流、电压传感器/变送器模块在工作区域内的精度优于  $1\%$ ,线性度优于  $0.1\%$ ,而普通互感器精度一般为  $3\% \sim 5\%$ ;

(3) 工作频带宽。可在  $0 \sim 100 \text{ kHz}$  频率范围内很好地工作,而普通互感器只能工作于工频;

(4) 过载能力强,测量范围大 ( $0 \sim \pm 6000 \text{ A}$ );

(5) 可靠性高,平均无故障工作时间大于  $50000 \text{ h}$ ;

(6) 尺寸小,重量轻,易于安装且不会给系统带来任何损失;

(7) 霍尔电压、电流传感器最突出的优点是可以测量任意波形的电流和电压信号,如直

流、交流和脉冲波形等,也可以对瞬态峰值参数进行测量。这本质上是因为其具有良好的动态性能,平衡电流可以忠实地反映被测电流的波形,在信号处理技术的支持下,可以圆满地解决“真有效值”的测量问题。

### 习 题

- 12.1 分析电位器位置传感器的负载电阻导致输出非线性原因。
- 12.2 分别画出采用码线挡板结构的和采用莫尔条纹光栅的两种增量式光电编码器中检测  $A$ 、 $B$ 、 $\bar{A}$  和  $\bar{B}$  信号的光电器件的相对位置。
- 12.3 试分析图 11.4 中 4 倍细分电路的工作原理。
- 12.4 编制 5 位标准二进制码与格雷码的对照表。
- 12.5 试设计图 11.9 中方框“鉴相与细分”中的具体电子电路。
- 12.6 参考图 11.20 分析无刷直流测速发电机的电子换向过程。
- 12.7 如果在应变片转矩传感器上使用 4 片应变片,试绘出其各自的安装位置及测量电桥的接法并说明理由。
- 12.8 讨论利用微处理器技术求取“真有效值”的方法。



## 13 运动系统的控制技术

### 本章提要

本章介绍运动系统在与控制技术结合中所形成的理论及技术。第一节介绍基本的插补原理,使读者能够对运动轨迹插补计算到输出脉冲或数据量分配有一个较具体的认识。第二节围绕步进电动机和伺服电动机,介绍位置控制系统的形成、轮廓控制和连续轨迹控制的理论分析和应用技术。第三节介绍运动控制器的基本原理和技术实现,特别是基于专用运动控制器芯片和信号处理器的运动控制器的设计。读者通过本章的学习可对运动控制所涉及的领域有个大致了解,初步掌握运动控制系统中与控制有关的特有的理论和技术,为运动系统控制技术的深入研究奠定基础。

在军事自动化(MA)、工厂自动化(FA)、办公室自动化(OA)和家庭自动化(HA)中,大量存在对运动机构进行精确控制的任务。作为自动控制的重要分支,运动控制技术在这里大显身手,其应用领域极其广泛,例如军事和宇航方面的雷达天线、火炮瞄准、惯性导航、卫星姿态、飞船太阳能电池板对太阳跟踪的控制等;工业方面的各种加工中心、数控机床、工业机器人、轧机主传动等的控制;计算机外围设备和办公设备中的各种磁带机、磁盘驱动器、数控绘图机、打印机等的控制;音像设备和家用电器中的录像机、CD机、激光视盘机、压缩机、洗衣机等的控制,……。正是由于运动控制系统能够实现对运动轨迹、运行速度、定位精度以及重复精度的精确控制要求,在各类控制工程中有着广泛应用前景,因此运动控制系统目前已成为控制科学应用领域中一个很有意义的研究方向。

在运动控制系统中,按机械运动的轨迹分类,可分为点位、直线、轮廓控制等。点位控制(position control)又称为点到点控制(point to point control),是一种从某一位置向另一位置移动时,不管中间的移动轨迹如何,只要最后能正确达到目标位置的控制方式。这类控制在移动过程中,对两点间的移动速度及运动轨迹没有严格要求,可以先沿一个坐标移动完毕,再沿另一个坐标移动,也可以沿多个坐标同时移动。直线控制(strait control)又称为平行控制(parallel control),这类运动除了控制点到点的准确位置之外,还要保证两点之间移动的轨迹是一条直线,而且对移动的速度也要进行控制。轮廓控制(contouring control)又称为连续轨迹控制(continuous path control),这类运动能够对两个或两个以上运动坐标的位移及速度进行连续相关的控制,因而可以进行曲线或曲面的运动。现代数控机床及机器人绝大多数具有两个坐标或两个坐标以上联动的功能,如6轴(或自由度、维)控制的机械手,其运动可以给定在空间的任意方向。

在运动控制系统中,按执行部件的类型分类,可分为开环、闭环和半闭环伺服系统。采用步进电动机驱动的开环系统,没有位置反馈和校正控制,其位移精度取决于步进电机的步距角及传动机构的精度等。而闭环和半闭环伺服系统多了位移测量和位置比较环节,这样可达到比开环系统更高的精度与运行速度。



## 13.1 连续运动轨迹插补原理

连续运动轨迹控制是诸如数控机床、机器人等机械的一种典型运动方式,这种控制在本质上属于位置伺服系统。以数控机床为例,其控制目标是被加工的曲线或曲面(即轮廓),所以可称之为轮廓控制。如果将被加工的轮廓作为控制器的给定输入,在运动过程中随时根据轮廓参数求解刀具的轨迹和加工的误差,并在求解的基础上决定如何动作,其计算的实时性有难以满足加工速度的需求。因此在实际工程应用中采用的方法是预先通过手工或自动编程,将刀具的连续运动轨迹分成若干段(即数控技术中的程序段),而在执行程序段的过程中实时地将这些轨迹段用指定的具有快速算法的直线、圆弧或其他标准曲线予以逼近。加工程序以被加工的轮廓为最终目标,协调刀具运动过程中各坐标上的动作。加工程序的编制必须考虑诸多约束条件,主要有加工精度、加工速度和刀具半径等。加工程序本质上就是对刀具的连续运动轨迹及其运动特性的一个描述。所以轮廓控制又可称为连续运动轨迹控制。

数控技术一般以标准的格式对程序段进行描述,例如程序段“N15 G02 X10 Y25 I20 J0 F125 LF”就规定了一个以(10,25)为起点,在X-Y平面上以150mm/min的进给速度顺时针加工一个半径为20mm的整圆的过程。程序段只提供了有限的提示性信息(例如起点、终点和插补方式等),数控装置需要在加工过程中,根据这些提示并运用一定的算法,自动地在有限坐标点之间生成一系列的中间点坐标数据,并使刀具及时地沿着这些实时发生的坐标数据运动,这个边计算边执行的逼近过程就称为插补(interpolation)。上述程序段中的准备功能G02就指定了该程序段的执行要采用顺时针方向的圆弧插补。

插补是一个实时进行的数据密化的过程,不论是何种插补算法,运算原理基本相同,其作用都是根据给定的信息进行数字计算,不断计算出参与运动的各坐标轴的进给指令,然后分别驱动各自相应的执行部件产生协调运动,以使被控机械部件按理想的路线与速度移动,由此,轨迹插补与坐标轴位置伺服控制是运动控制系统的两个主要环节。

插补运算是轨迹控制中最重要的计算任务,而插补计算又必须是实时的,即必须在有限的时间内完成计算任务。因此除了要保证插补计算的精度外,还要求算法简单,一般采用迭代算法,这样可避免三角函数计算,同时减少乘除及开方运算,它的运算速度直接影响运动系统的控制速度,而插补计算精度又影响整个运动系统的精度,人们一直在努力探求计算速度快同时计算精度又高的插补方法。

目前普遍应用的插补算法分为两大类:一是脉冲增量插补,另一是数据采样插补。本节主要介绍运动轨迹的插补原理,分别就这两大类中的一种典型的具体方法来描绘出插补的完整过程,包括插补方法及终点判别。读者可通过对本节的学习得到插补的基本概念。

在早期的硬接线(hard-wired)数控时代,插补计算由专门的硬件数字电路完成。而当前数控技术已进入计算机数控(CNC)和微机数控(MNC)时代,插补计算趋向于由软件完成。

### 13.1.1 脉冲增量插补原理

脉冲增量插补也称行程标量插补,适用于以步进电动机为驱动装置的开环位置系统,这类插补算法的特点是每次插补的结果仅产生一个行程标量,以一个脉冲的方式输出给步进电动机,脉冲增量插补的实现方法较简单,通常仅用加法和移位就可完成插补。目前比较典

型的算法有逐点比较法和 DDA 数字积分法以及这两种算法的改进型算法等。该算法仅适用于一些中等精度(0.01mm)和中等速度(1~3m/min)要求的系统,用这类算法一般需执行 20 多条机器指令,如 CPU 时钟为 5MHz,那么计算一个脉冲当量所需的时间为 40μs,当脉冲当量为 0.001mm 时,可以达到的坐标轴极限速度为 1.5m/min。如果要控制两个或两个以上坐标所能形成的轮廓其速度将进一步降低。若要求保证一定的进给速度时,只好增大脉冲当量,使精度蒙受损失,如脉冲当量为 0.01mm 时,单轴控制速度可达 15m/min。因此脉冲增量插补输出的速率主要受插补程序所用时间限制。

逐点比较法是在各种增量轨迹运动系统中广泛采用的插补方法,它能实现直线、圆弧和非圆二次曲线的插补,插补精度较高。逐点比较法,顾名思义,就是每走一步都要将当前动点的瞬时坐标同规定的图形轨迹相比较,判断一下偏差,然后决定下一步的走向,如果瞬时动点走到图形外面去了,那么下一步就要向图形里面走;如果动点在图形里面,那么下一步就要向图形外面走,以缩小偏差。这样就能得出一个非常接近规定图形的轨迹,最大偏差不超过一个脉冲当量。

#### 13.1.1.1 逐点比较法直线插补

如上所述,偏差计算是逐点比较法关键的一步。下面以第一象限直线为例导出其偏差计算公式。

如图 13.1 所示,假定直线 OA 的起点为坐标原点,终点 A 的坐标为  $A(x_e, y_e)$ ,  $P(x_i, y_i)$  为动点。若 P 点正好处在 OA 直线上,那么下式成立

$$\frac{y_i}{x_i} = \frac{y_e}{x_e}$$

即

$$x_e y_i - x_i y_e = 0$$

若点 P 在直线 OA 的上方(严格地说是在直线 OA 与 y 轴所成夹角区域内),那么有下式关系成立

$$\frac{y_i}{x_i} > \frac{y_e}{x_e}$$

即

$$x_e y_i - x_i y_e > 0$$

若点 P 在直线 OA 的下方(严格地说是在直线 OA 与 x 轴所成夹角区域内),那么有下式关系成立

$$\frac{y_i}{x_i} < \frac{y_e}{x_e}$$

即

$$x_e y_i - x_i y_e < 0$$

由此可以取偏差判别函数  $F_{ij}$  为

$$F_{ij} = x_e y_i - x_i y_e$$

由  $F_{ij}$  的数值(称为“偏差”)就可以判别出 P 点与直线的相对位置。即:

当  $F_{ij}=0$  时,点  $P(x_i, y_i)$  正好落在直线上;

当  $F_{ij}>0$  时,点  $P(x_i, y_i)$  落在直线上方;

当  $F_i < 0$  时, 点  $P(x_i, y_i)$  落在直线下方。

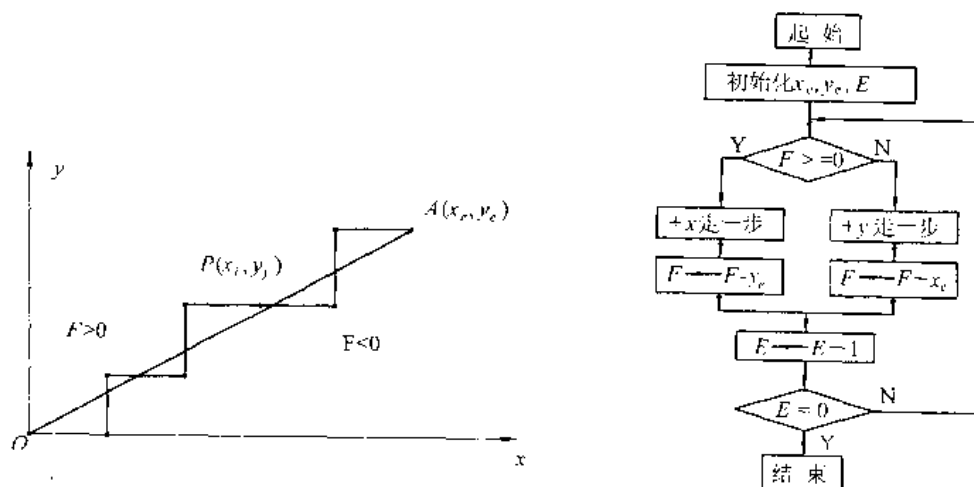


图 13.1 直线插补过程

从图 13.1 可以看出, 对于起点在原点, 终点为  $A(x_e, y_e)$  的第一象限直线  $OA$  来说, 当  $P$  点在直线上方 (即  $F_{ij} > 0$ ) 时, 应向  $+x$  方向发出一个脉冲, 使  $P$  点向  $+x$  方向前进一步, 以接近该直线; 当  $P$  点在直线下方 (即  $F_{ij} < 0$ ) 时, 应该向  $+y$  方向发一个脉冲, 使  $P$  点向  $+y$  方向前进一步, 趋向该直线; 当  $P$  点正好在直线上时 (即  $F_{ij} = 0$  时), 既可向  $+x$  方向发出一个脉冲, 也可向  $+y$  方向发出一个脉冲。通常将  $F_{ij} > 0$  和  $F_{ij} = 0$  归为一类, 即  $F_{ij} \geq 0$ 。这样从坐标原点开始, 走一步, 算一算, 判别  $F_{ij}$ , 再趋向直线, 逐点接近直线  $OA$ , 步步前进。当两个方向所走的步数和终点坐标  $A(x_e, y_e)$  值相等时, 发出终点到达信号, 停止插补。对于图 13.1 的运动直线  $OA$ , 现运用上述法则, 根据偏差判别函数值, 就可以获得如图中折线段那样的近似直线。

但是按照上述法则进行  $F_{ij}$  的运算时, 要做乘法和减法运算, 对于计算机而言, 这样做会影响速度, 因此应简化运算。通常采用的是迭代法, 或称递推法, 即每走一步后新动点的轨迹偏差值用前一点的偏差递推出来。下面推导该递推式。

已经知道, 动点的坐标为  $(x_i, y_j)$  时的偏差为  $F_{ij} = x_e y_j - x_i y_e$ 。若  $F_{ij} \geq 0$  时, 则向  $x$  轴发出一个进给脉冲, 实际位移方向从这点即  $(x_i, y_j)$  点向  $x$  方向前进一步, 到达新动点  $P(x_{i+1}, y_j)$ ,  $x_{i+1} = x_i + 1$ , 因此新动点  $P(x_{i+1}, y_j)$  的偏差值为

$$F_{i+1,j} = x_e y_j - x_{i+1} y_e = x_e y_j - (x_i + 1) y_e = x_e y_j - x_i y_e - y_e = F_{ij} - y_e$$

即

$$F_{i+1,j} = F_{ij} - y_e \quad (13.1)$$

如果某一时刻瞬时点  $P$  的  $F_{ij} < 0$ , 则向  $y$  轴发出一个进给脉冲, 轨迹从这一点向  $y$  方向前进一步, 同理可得到新动点  $P(x_i, y_{j+1})$  的偏差值为

$$F_{i,j+1} = F_{ij} + x_e \quad (13.2)$$

根据式 (13.1) 及式 (13.2) 可以看出, 新动点的偏差完全可以用前一点的偏差递推出来。

综上所述, 逐点比较法的直线插补过程为每走一步要进行以下四个节拍 (步骤), 即偏差判别、坐标进给、新偏差运算、终点比较。

**判别** 根据偏差值确定瞬时点位置是在直线的上方(或线上)还是在直线的下方。

**进给** 根据判别的结果,决定控制哪个坐标( $x$  或  $y$ )移动一步。

**运算** 计算出每一动点移动后的新偏差,提供下一步作判别依据。根据式(13.1)及式(13.2)来计算新动点的偏差,使运算大大简化。但是每一新动点的偏差是由前一点偏差  $F_{i-1}$  推算出来的,并且一直递推下去,这样就要知道开始运动时那一点的偏差是多少,假如以当前的机械坐标位置为初始运动起点,这一点当然没有偏差,所以开始点的  $F_{i-1}=0$ 。

**比较** 在计算偏差的同时,还要进行一次终点比较,以确定是否到达了终点。若已经到达,就不再进行运算,并发出停机或转换新程序段的信号。

以图 13.1 为例,设欲运动轨迹为直线  $OA$ ,其终点坐标为(5, 3),开始时偏差  $F_{00}=0$ ,终点判别值可取为  $E_0=x_0+y_0=5+3=8$ 。移动过程的运算节拍如表 13.1。

表 13.1 逐点比较法直线插补运算举例

序号	工 作 节 拍			
	第一拍:判别	第二拍:进给	第三拍:运算	第四拍:比较
1	$F_{00}=0$	$+\Delta x$	$F_{10}=F_{00}-y_0=0-3=-3$	$E_7=E_0-1=7$
2	$F_{10}=-3<0$	$+\Delta y$	$F_{11}=F_{10}+x_0=-3+5=2$	$E_6=E_7-1=6$
3	$F_{11}=2>0$	$+\Delta x$	$F_{21}=F_{11}-y_0=2-3=-1$	$E_5=E_6-1=5$
4	$F_{21}=-1<0$	$+\Delta y$	$F_{22}=F_{21}+x_0=-1+5=4$	$E_4=E_5-1=4$
5	$F_{22}=4>0$	$+\Delta x$	$F_{32}=F_{22}-y_0=4-3=1$	$E_3=E_4-1=3$
6	$F_{32}=1>0$	$+\Delta x$	$F_{42}=F_{32}-y_0=1-3=-2$	$E_2=E_3-1=2$
7	$F_{42}=-2<0$	$+\Delta y$	$F_{43}=F_{42}+x_0=-2+5=3$	$E_1=E_2-1=1$
8	$F_{43}=3>0$	$+\Delta x$	$F_{53}=F_{43}-y_0=3-3=0$	$E_0=E_1-1=0$
				到达终点

### 13.1.1.2 逐点比较法圆弧插补

加工一个圆弧,很容易联想到把加工点到圆心的距离和该圆的名义半径相比较来反映加工偏差。这里,以第一象限逆圆弧为例导出其偏差计算公式。设要加工图 13.2 所示第一象限逆时针走向的圆弧  $AE$ ,半径为  $R$ ,以原点为圆心,起点坐标为  $A(x_0, y_0)$ ,对于圆弧上任一点的坐标设为  $P(x_i, y_i)$ , $P$  点与圆心的距离  $R_P$  的平方为  $R_P^2=x_i^2+y_i^2$ ,现在讨论这一运动点的轨迹偏差。

若点  $P$  正好落在圆弧上,则下式成立: $x_i^2+y_i^2=x_0^2+y_0^2=R^2$

若动点  $P$  在圆弧外侧,则  $R_P>R$ ,即: $x_i^2+y_i^2>x_0^2+y_0^2$

若动点  $P$  在圆弧内侧,则  $R_P<R$ ,即: $x_i^2+y_i^2<x_0^2+y_0^2$

将上面各式分别改写为下列形式:

$$(x_i^2-x_0^2)+(y_i^2-y_0^2)=0 \quad (\text{加工点在圆弧上})$$

$$(x_i^2-x_0^2)+(y_i^2-y_0^2)>0 \quad (\text{加工点在圆弧外侧})$$

$$(x_i^2-x_0^2)+(y_i^2-y_0^2)<0 \quad (\text{加工点在圆弧内侧})$$

取动点偏差判别式为

$$F_{ii}=(x_i^2-x_0^2)+(y_i^2-y_0^2)$$

运用上述法则,利用偏差判别式,就可获得图 13.2 折线所示的近似圆弧。

若  $P$  在圆弧外或圆弧上,即满足  $F_{ii}\geq 0$  的条件时,应向  $x$  轴发出一个负向运动的进给

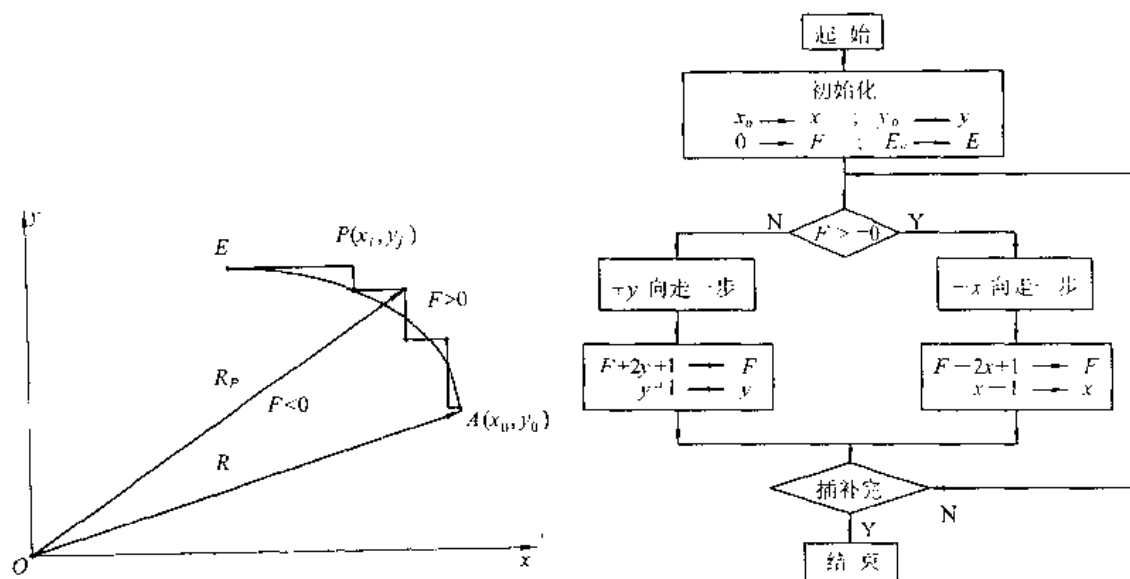


图 13.2 圆弧插补过程

脉冲 $(-\Delta x)$ ,即向圆内走一步。若 $P$ 在圆弧内侧即满足 $F_{ij} < 0$ 的条件,则向 $y$ 轴发出一个正向运动的进给脉冲 $(+\Delta y)$ ,即向圆弧外走一步。为了简化偏差判别式的运算,仍用递推法来推算下一步新的动点偏差。

设运动点 $P$ 在圆弧外或圆弧上,则其偏差为

$$F_{ij} = (x_i^2 - x_0^2) + (y_j^2 - y_0^2) \geq 0$$

$x$ 坐标需向负方向进给一步 $(-\Delta x)$ ,移到新的动点 $P(x_{i+1}, y_j)$ 位置,此时新动点的 $x$ 坐标值为 $x_i - 1$ , $y$ 坐标值仍为 $y_j$ ,新动点 $P(x_{i+1}, y_j)$ 的实际偏差为

$$F_{i+1,j} = (x_i - 1)^2 - x_0^2 + y_j^2 - y_0^2$$

经展开并整理,得

$$F_{i+1,j} = F_{ij} - 2x_i + 1 \quad (13.3)$$

设动点 $P$ 在圆弧的内侧,则 $F_{ij} < 0$ 。那么, $y$ 坐标需向正方向进给一步 $(+\Delta y)$ ,移到新动点 $P(x_i, y_j + 1)$ ,此时新动点的 $x$ 坐标值仍为 $x_i$ , $y$ 坐标值则改为 $y_j + 1$ 。同理可得到新动点 $P(x_i, y_{j+1})$ 的实际偏差为

$$F_{i,j+1} = F_{ij} + 2y_j + 1 \quad (13.4)$$

综上所述可知:当 $F_{ij} \geq 0$ 时,应走 $-\Delta x$ ,新偏差为 $F_{i+1,j} = F_{ij} - 2x_i + 1$ ,运动点坐标为 $x_{i+1} = x_i - 1$ , $y_j = y_j$ 。当 $F_{ij} < 0$ 时,应走 $+\Delta y$ ,新偏差为 $F_{i,j+1} = F_{ij} + 2y_j + 1$ ,动点坐标为 $x_i = x_i$ , $y_{j+1} = y_j + 1$ 。

由偏差计算的递推公式可知,插补运算除加、减运算外,只有乘2运算,因此比较简单。在计算偏差的同时,要对动点的坐标进行加1、减1运算,为下一点的偏差计算作好准备。和直线插补一样,除偏差计算

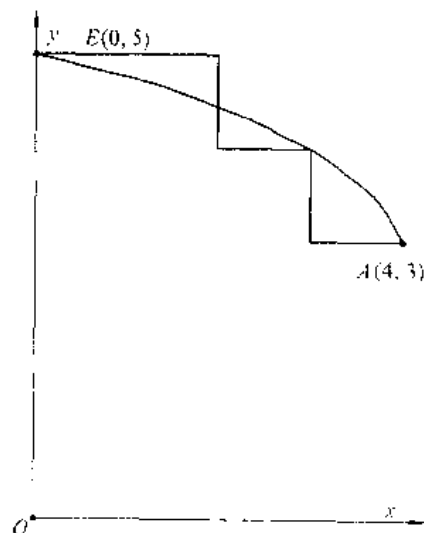


图 13.3 圆弧实际轨迹



外,还要进行终点判别计算。每走一步,都要从两个坐标方向总步数中减去1,直至总步数被减为零才终止计算,并发出终点到达信号。

下面举例说明插补过程。以第一象限逆时针走向的圆弧  $AE$  来说明(见图 13.3),起点  $A$  的坐标是  $x_0=4, y_0=3$ , 终点  $E$  的坐标是  $x_e=0, y_e=5$ , 终点判别值  $E=(x_0-x_e)+(y_0-y_e)=(4-0)+(5-3)=6$ , 联动过程的运算节拍如表 13.2, 插补后获得的实际轨迹如图 13.3 折线所示。

表 13.2 逐点比较法圆弧插补运算举例

序号	工 作 节 拍			
	第一拍:判别	第二拍:进给	第三拍:运算	第四拍:比较
1	$F=0$	$-\Delta x$	$F=0-2\times 4+1=-7$ $x=4-1=3, y=3$	$E=6-1=5\neq 0$
2	$F=-7<0$	$+\Delta y$	$F=-7+2\times 3+1=0$ $x=3, y=3+1=4$	$E=5-1=4\neq 0$
3	$F=0$	$-\Delta x$	$F=0-2\times 3+1=-5$ $x=3-1=2, y=4$	$E=4-1=3\neq 0$
4	$F=-5<0$	$+\Delta y$	$F=-5+2\times 4+1=4$ $x=2, y=4+1=5$	$E=3-1=2\neq 0$
5	$F=4>0$	$-\Delta x$	$F=4-2\times 2+1=1$ $x=2-1=1, y=5$	$E=2-1=1\neq 0$
6	$F=1>0$	$-\Delta x$	$F=1-2\times 1+1=0$ $x=1-1=0, y=5$	$E=1-1=0(\text{终止})$

逐点比较法插补第一象限直线和第一象限逆圆弧的计算流程图分别见图 13.1 和图 13.2。

### 13.1.1.3 坐标转换和终点判别问题

#### (1) 象限与坐标变换

前面所讨论的用逐点比较法进行直线及圆弧插补的原理和计算公式,只适用于第一象限直线和第一象限逆时针圆弧那种特定的情况。对于不同象限的直线和不同象限、不同走向的圆弧来说,其插补计算公式和脉冲进给方向都是不同的。为了将各象限直线的插补公式统一于第一象限的公式,将不同象限不同走向 8 种圆弧的插补公式统一于第一象限逆圆的计算公式,就需要将坐标和进给方向根据象限等的不同而进行变换,这样,不管哪个象限的圆弧和直线都按第一象限逆圆和直线进行插补计算。而进给脉冲的方向则按实际象限和线型来决定,采用逻辑电路或程序将进给脉冲分别发到  $+x$ 、 $-x$ 、 $+y$ 、 $-y$  四个通道上去,以控制  $x$  和  $y$  向的运动。

现用  $SR1$ 、 $SR2$ 、 $SR3$ 、 $SR4$  分别表示第一、第二、第三、第四象限的顺圆弧( $G02$ ),用  $NR1$ 、 $NR2$ 、 $NR3$ 、 $NR4$  分别表示第一、第二、第三、第四象限的逆圆弧( $G03$ ),如图 13.4(a)所示;用  $L1$ 、 $L2$ 、 $L3$ 、 $L4$  分别表示第一、第二、第三、第四象限的直线( $G01$ ),如图 13.4(b)所示。由图 13.4 可以看出:按第一象限逆时针走向圆弧  $NR1$  线型插补运算时,如将  $x$  轴的进给反向,即走出第二象限顺时针走向圆弧  $SR2$ ;将  $y$  轴的进给反向,即走出  $SR4$ ;将  $x$  和  $y$  轴两者进给都反向,即走出  $NR3$ 。此时  $NR1$ 、 $NR3$ 、 $SR2$ 、 $SR4$  四种线型都取相同的偏差运算



公式,无须改变。

还可以看出,按 NR1 线型插补时,把运算公式的坐标  $x$  和  $y$  对调,以  $x$  作  $y$ ,以  $y$  作  $x$ ,那么就得到 SR1 的走向。按上述原理,应用 SR1 同一运算公式,适当改变进给方向也可获得其余线型 SR3、NR2、NR4 的走向。

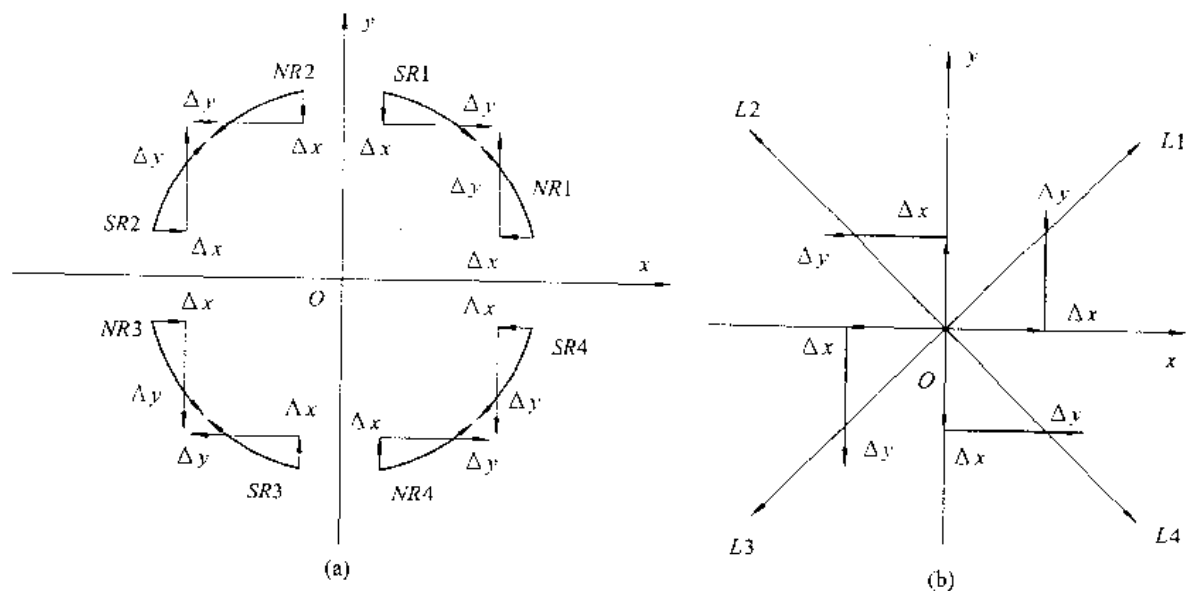


图 13.4 直线和圆弧不同象限的走向

这就是说,若针对不同象限建立类似于第一象限的坐标,就可得到与第一象限直线和第一象限逆圆的类似情况,从而可以用统一公式作插补计算,然后根据象限的不同发出不同方向的脉冲。图 13.4(a)、(b)分别为 8 种圆弧和 4 种直线的坐标建立情况,据此可以得到表 13.3 的进给脉冲分配类型(其中,Ⅰ、Ⅱ、Ⅲ、Ⅳ分别代表第一、二、三、四象限)。从表 13.3 可以看出,对于直线(G01)来说,按照Ⅰ象限直线偏差计算公式得到的  $\Delta x$ 、 $\Delta y$  脉冲,根据不同的象限,则分配到不同坐标( $x$ 、 $y$ )的正负方向上。即若是Ⅱ象限直线,则  $\Delta x$  应发往  $-x$  坐标;若是Ⅲ象限直线,则  $\Delta x$  应发往  $-x$  坐标,等等。由此表可以得到发往  $\pm x$ 、 $\pm y$  坐标方向的脉冲分配逻辑式为:

$$-x = G02 \cdot \Delta y \cdot \text{I} + G01 \cdot \Delta x \cdot \text{I} + G02 \cdot \Delta x \cdot \text{II} + G03 \cdot \Delta x \cdot \text{II} + G03 \cdot \Delta y \cdot \text{IV} + G01 \cdot \Delta y \cdot \text{IV};$$

$$-y = G03 \cdot \Delta x \cdot \text{I} + G03 \cdot \Delta y \cdot \text{II} + G01 \cdot \Delta y \cdot \text{II} + G02 \cdot \Delta y \cdot \text{III} + G01 \cdot \Delta x \cdot \text{III} + G02 \cdot \Delta x \cdot \text{IV};$$

$$+y = G03 \cdot \Delta y \cdot \text{I} + G01 \cdot \Delta y \cdot \text{I} + G02 \cdot \Delta y \cdot \text{II} + G01 \cdot \Delta x \cdot \text{II} + G02 \cdot \Delta x \cdot \text{III} + G03 \cdot \Delta x \cdot \text{IV};$$

$$-y = G02 \cdot \Delta x \cdot \text{I} + G03 \cdot \Delta x \cdot \text{II} + G03 \cdot \Delta y \cdot \text{III} + G01 \cdot \Delta y \cdot \text{III} + G02 \cdot \Delta y \cdot \text{IV} + G01 \cdot \Delta x \cdot \text{IV};$$

表 13.3  $\Delta x$ 、 $\Delta y$  脉冲分配的 12 种类型

图 形	脉 冲	象 限			
		I	II	III	IV
G03	$\Delta x$	$-x$	$-y$	$+x$	$+y$
	$\Delta y$	$+y$	$-x$	$-y$	$+x$
G02	$\Delta x$	$-y$	$+x$	$+y$	$-x$
	$\Delta y$	$+x$	$+y$	$-x$	$-y$
G01	$\Delta x$	$+x$	$+y$	$-x$	$-y$
	$\Delta y$	$+y$	$-x$	$-y$	$+x$

## (2) 逐点比较法的终点判别

逐点比较法的终点判别大致有下列几种方法:

① 设置一个终点减法计数器 JE, 插补运算开始前已记入该程序  $x$  及  $y$  坐标的总长(即  $x$  和  $y$  的位移总步数), 在插补过程中  $x$  轴或  $y$  轴每走一步, 就从总步数中减去 1, 直至 JE 中存数被减为零, 表示到达终点。这种方法, 前例已作介绍。

② 设置两个计数器 JEX 及 JFY, 分别控制两个坐标轴的长度。若沿  $x$  轴移动一步, 从 JEX 中减 1; 同样, 若沿  $y$  轴移动一步, 从 JFY 中减 1。当 JEX 及 JFY 中存数均被减为零, 表示到达终点。

③ 设置一个终点减法计数器 JE, 插补运算开始前记入该程序  $x$  坐标轴(或  $y$  轴)上的投影总长度  $E_x$ (或  $E_y$ )——应选取  $E_x$  和  $E_y$  中较大的坐标值作为终点判别坐标。在插补过程中, 若 JE 中寄存的是  $E_x$ , 则每当沿  $x$  轴走一步, 即从 JE 存数中减去 1(若 JE 中寄存  $E_y$ , 则每当沿  $y$  轴走一步, 即从 JE 中减去 1), 直至 JE 存数被减为零, 表示到达终点。

逐点比较法除能插补直线和圆弧之外, 还能插补椭圆、抛物线和双曲线等二次曲线。此法进给速度平稳, 精度较高, 无论是在普通 NC 系统还是 CNC 系统中以及其他轨迹运动控制系统中都有着非常广泛的应用。

## 13.1.2 数据采样插补原理

与基于行程的脉冲增量插补不同, 数据采样插补是基于时间片的, 因此也称时间标量插补。这种插补适用于闭环和半闭环的以交直流伺服电动机为驱动装置的位置采样控制系统。目前比较典型的算法有时间分割法、二阶递归法和扩展 DDA 法等。在这些算法中, 插补程序以插补采样频率进行, 在每次采样间隙中, 计算出各坐标轴的位移增量, 形成一微小数据段, 并以数字量的形式输出, 作为下一个插补采样间隙内各坐标轴计算机位置闭环系统的增量进给指令, 即本次采样周期内插补程序的作用是计算下一个采样周期的位置增量。该插补程序计算出增量后, 还需继续算出跟随误差和速度指令, 输出给伺服系统。

插补周期是插补程序每两次计算各坐标轴增量进给指令间的时间。采样周期是坐标轴位置闭环数字控制系统的采样时间, 一般和位置采样周期一致, 如果不一致则插补周期应该是采样周期的整数倍。

在数据采样插补算法中, 根据编程的进给速度  $F$ , 将轮廓曲线分割为按插补周期  $T$  分配的进给段——轮廓步长, 得到插补进给量  $f$ 。对于弧线的插补一般以直线(例如圆弧的弦)来逼近曲线, 加工精度取决于弦弧误差。显然, 在给定的  $F$  和精度约束下, 插补周期  $T$  取决

于轨迹中曲率半径最小处,或者说在确定的插补周期  $T$  的约束下,进给速度  $F$  的上限将取决于曲率半径最小处弦弧误差以及伺服系统的特性。典型的插补和位置采样周期为 10ms,与增量插补每次插补运算只输出单个脉冲相比,插补运算的时间负荷一般只占机时的小部分,已不再是限制进给速度的主要原因。

### 13.1.2.1 时间分割法直线插补原理

如图 13.5 所示,空间直线  $OA$  的起点为坐标原点  $O$ ,终点  $A$  的坐标值是  $x_e, y_e$  和  $z_e$ 。粗插补的任务是根据编程的进给速度  $F(\text{mm/min})$  和终点  $x_e, y_e$  和  $z_e$  计算出  $T$  中各坐标的位移量,如设  $T$  的单位为毫秒(ms),则每个插补周期的合成插补进给量  $f$  为

$$f = \frac{F \times 1000 \times T}{60 \times 1000} = \frac{F \times T}{60} \quad (\mu\text{m}) \quad (13.5)$$

根据编程的终点坐标值  $x_e, y_e$  和  $z_e$  可计算出直线  $OA$  与各坐标夹角的余弦

$$\begin{aligned} x' &= \frac{x_e}{\sqrt{x_e^2 + y_e^2 + z_e^2}} \\ y' &= \frac{y_e}{\sqrt{x_e^2 + y_e^2 + z_e^2}} \\ z' &= \frac{z_e}{\sqrt{x_e^2 + y_e^2 + z_e^2}} \end{aligned}$$

然后求得每个插补周期中各坐标轴的位移量(简称段值),

$$\left. \begin{aligned} \Delta x &= f \cdot x' \\ \Delta y &= f \cdot y' \\ \Delta z &= f \cdot z' \end{aligned} \right\} \quad (13.6)$$

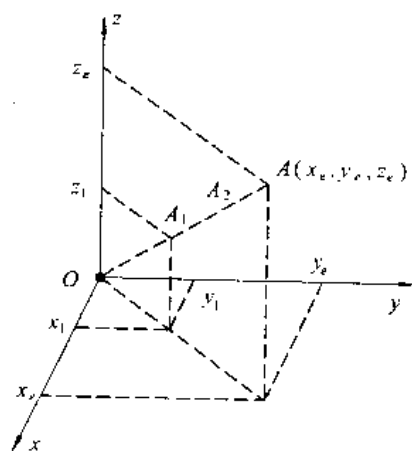


图 13.5 空间直线插补

其中  $\Delta x, \Delta y, \Delta z$  与  $f$  之值均在插补前的数据预处理程序中计算。现假设  $x_r, y_r, z_r$  为程序段中尚未插补输出的量(简称剩余值),它们的初值分别为:  $x_r = x_e, y_r = y_e, z_r = z_e$ ; 每进行一次插补计算,输出一组段值  $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ , 同时进行一次减法:  $x_r - \Delta x \rightarrow x_r, y_r - \Delta y \rightarrow y_r, z_r - \Delta z \rightarrow z_r$ , 得到新的剩余值。当  $|x_r| < |\Delta x|, |y_r| < |\Delta y|, |z_r| < |\Delta z|$  时,即为该程序段的最后一次插补运算。

### 13.1.2.2 时间分割法圆弧插补原理

圆弧插补的实质是保证一定精度的前提下,用弦进给代替弧进给,即用直线逼近圆弧。以图 13.6 第一象限顺圆为例,  $A(x_i, y_i)$  为圆上某一点,  $B(x_{i+1}, y_{i+1})$  为下一插补点,  $AB$  为本次插补的合成进给量,  $\alpha_i$  为本段的起始角,  $\alpha_{i+1}$  为本段的终止角亦即下一段的起始角,  $\Delta\alpha_i$  为本段的角增量。  $AP$  与  $x$  轴平行, 以  $\overline{AB}$  表示弦  $AB$  的长度,  $M$  为  $\overline{AB}$  之中点,  $\overline{AB}$  等于在一次插补中

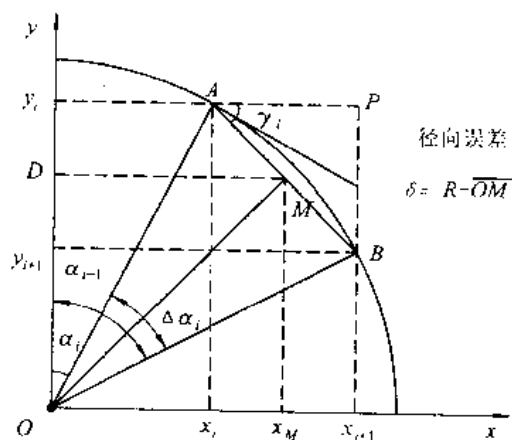


图 13.6 时间分割法圆弧插补

的弦进给量,故有 $\overline{AB}=f$ 。

利用几何定理很容易证明

$$\begin{aligned}\gamma_i &= \angle MOy = \alpha_i + \Delta\alpha_i/2 \\ \cos\gamma_i &= \frac{\overline{OD}}{\overline{OM}} = \frac{y_i + \Delta y_i/2}{(R - \delta)}\end{aligned}\quad (13.7)$$

式(13.7)中的弦弧误差 $\delta = R - \overline{OM}$ 和 $y$ 轴增量 $\Delta y_i$ 为两个未知数。因为时间分割插补中对 $T$ 的选取必须以保证加工精度为前提,必然有 $\delta \ll R$ ,故可将 $\delta$ 舍去;又因为在圆弧插补中前后两次坐标增量值 $\Delta y_i$ 与 $\Delta y_{i-1}$ 相差很小,所以可用 $\Delta y_{i-1}$ 近似代替 $\Delta y_i$ ,因此式(13.7)可近似表示为:

$$\cos\gamma_i = \frac{y_i + \Delta y_{i-1}/2}{R} \quad (13.8)$$

根据圆的方程,要保证插补点在圆上,必须 $x_{i+1}^2 + y_{i+1}^2 = R^2$ ,即

$$(x_i - \Delta x_i)^2 + (y_i - \Delta y_i)^2 = R^2$$

$$\Delta y_i = y_i \pm \sqrt{R^2 - (x_i - \Delta x_i)^2}$$

新瞬时点的坐标值是: $x_{i+1} = x_i + \Delta x_i$ ,  $y_{i+1} = y_i - \Delta y_i$ 。式(13.8)中的 $\Delta y_{i-1}$ 是在插补过程中自动生成的,开始插补时的值由预处理程序给出。由于 $\Delta\alpha_i$ 一般很小,所以有

$$\Delta x_i = f \cos\gamma_i = f \cos\left[\alpha_i + \frac{1}{2}\Delta\alpha_i\right] \approx f \cos\alpha_i = \frac{f y_i}{R}$$

$$\Delta y_i = f \sin\gamma_i = f \sin\left[\alpha_i + \frac{1}{2}\Delta\alpha_i\right] \approx f \sin\alpha_i = \frac{f x_i}{R}$$

以上计算过程的近似处理将影响速度误差。圆弧插补时,为了保证不致因一轴计算处理取整误差而导致另一轴的计算出现很大误差,必须先计算坐标绝对值小的轴(称长轴),后计算坐标绝对值大的轴(称短轴),即当 $x$ 为长轴时( $|x_i| \leq |y_i|$ ),按下式计算

$$\Delta x_i = f \cdot \frac{y_i - \frac{1}{2}\Delta y_{i-1}}{R} \quad (13.9)$$

$$\Delta y_i = y_i + \sqrt{R^2 - (x_i + \Delta x_i)^2} \quad (13.10)$$

当 $y$ 为长轴时( $|x_i| \geq |y_i|$ ),公式的推导和式(13.9)、式(13.10)的过程一样,但要先算 $\Delta y_i$ ,得到如下计算公式

$$\Delta y_i = f \cdot \frac{x_i + \frac{1}{2}\Delta x_{i-1}}{R} \quad (13.11)$$

$$\Delta x_i = -x_i \pm \sqrt{R^2 - (y_i - \Delta y_i)^2} \quad (13.12)$$

不管是顺圆还是逆圆,不论是位于哪一象限,插补公式与新瞬时点的坐标值计算只要改变其中的符号,就能完成分区插补及自动过象限,且圆弧插补终点判别条件为:当满足 $(x_i - x_r)^2 + (y_i - y_r)^2 \leq f^2$ 则认为终点到达。圆弧插补产生的径向误差 $\delta$ 对于同一半径圆弧来说,取决于进给速度 $F$ 的大小, $F$ 越高, $\delta$ 越大。参照图13.6可推导曲率半径、误差、进给速度和插补周期之间的关系。因为有

$$\overline{AM}^2 = R^2 - (R - \delta)^2$$

即是

$$\left(\frac{f}{2}\right)^2 = 2R\delta - \delta^2$$

则求解得

$$f = \sqrt{8R\delta - 4\delta^2} \leq \sqrt{8R\delta}$$

又因为  $f = \frac{TF}{6}$ , 则进给速度也应满足下式

$$F = 60 \frac{f}{T} \leq 60 \frac{\sqrt{8R\delta}}{T}$$

插补是数控技术中的重要组成部分,本节只是介绍了插补技术的基本概念。插补还有很多内容,如DDA插补方法、椭圆插补、螺纹插补等。有兴趣或者工作有需要的读者可查阅有关文献和专门的技术资料。

## 13.2 位置控制技术

位置控制是常被称之为伺服控制系统的运动控制系统的基本功能,它要求体现调速范围宽、负载特性硬、反应速度快、多轴联动的响应一致等多方面的性能指标,其中的重要指标是跟踪误差、定位精度及允许运动速度的高低等。因此研究与开发高性能驱动系统及位置控制系统,一直是研究数控机床与机器人等的关键技术之一。

位置控制系统又分为开环和闭环两种,闭环控制需要位置检测与反馈,而开环控制则不需要。开环系统主要采用步进电动机驱动,一般用于精度及速度要求不高、成本低的场合。而在要求高精度、高速度的场合,则采用直流伺服电动机、交流伺服电动机的闭环位置控制。

位置控制的职能是精确地控制机械运动部件的坐标位置,例如数控计算机将插补计算得出的各轴位移量送入位置控制单元,而对闭环位置控制系统(又称为位置伺服系统)来说,位置控制单元根据位移量大小产生进给速度指令,并接收位置反馈值修正速度指令值,实现快速而准确的跟踪位置指令的运动。

近年来,不论是步进开环控制,还是伺服闭环控制,其性能指标均在不断提高,并辅以相关的控制技术,使其能满足超精密技术的需求,如加工的分辨率和控制精度可达到  $1\mu\text{m}$ 。

本节主要介绍常用的开环、闭环位置控制方案,并就多轴联动控制技术作了分析。

### 13.2.1 步进电动机运动系统的有关控制技术

步进电动机是一种增量运动的电磁执行元件,这种元件是将数字脉冲输入转换为旋转或直线增量运动的一种装置,当采用适当的控制时,步进电动机的输出步数(转角位移量)总是和输入指令的电脉冲相等,因此它可以作为开环位置系统工作。在增量运动方面,步进电动机可以用作具有迅速加速、减速和停机能力的起停运动控制器。

步进电动机以具有低转子惯量、无漂移和无累积定位误差为特征,而且其控制线路经济简单,不需反馈编码器和相应的电子线路,特别是近年来微型机方面的发展,使步进电动机的控制性能大为改善,所以在很多位置和速度控制的应用中都是令人感兴趣的,如打印机、绘图仪、刻字机等计算机外设。

步进电动机运动系统主要是由步进控制器、功率放大器及步进电机组成。纯硬件的步进电机控制器由脉冲发生器、环形分配器、控制逻辑等组成。它的作用就是能把代表转速的脉冲串分配给步进电机的各个绕组,让步进电机按既定的方向和速度旋转。若采用微机技术,以软件与硬件结合的方式改造上述步进控制器,则不仅可在硬件上简化线路,降低成本,而且可靠性也有望大为提高。

#### 13.2.1.1 基于微控制器的步进电动机控制

微处理器总量中只有不到 1% 用于通用计算机,其余都是用于各种智能化装置的在我国更多地被称为单片机的微控制器(micro-controller),单片机在对传统技术的改造中日益普及,在运动控制系统的设计中也是如此。

##### (1) 串行控制的步进驱动

具有串行控制功能的单片机系统与步进电动机驱动电源之间具有较少的连线。单片机通过串行接口将信号送入步进电动机驱动电源的环形分配器。这种控制方式的示意图如图 13.7 所示。 $CP$  脉冲用来控制步进电动机转动的角度,每输入一个脉冲,步进电动机转动一个步距角。方向信号  $CW$  为电平输入信号端,用来控制电动机转动的方向, $CW$  为高电平时,步进电动机在  $CP$  端输入脉冲时顺时针转动; $CW$  为低电平时,步进电动机在  $CP$  端输入脉冲时逆时针转动。

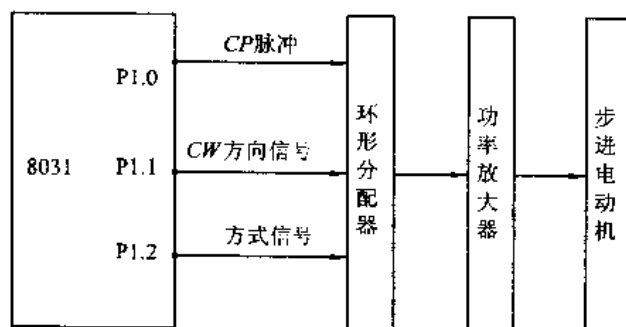


图 13.7 步进电动机的串行控制

8031 系列单片机至少有两个定时器  $T0$  和  $T1$ ,可以利用其中的一个定时地产生溢出中断,在中断服务程序中通过改变  $CP$  和  $CW$  端的输出电平,实现  $CP$  和  $CW$  信号的形成。而定时中断时间常数的改变则导致  $CP$  频率的改变,体现为步进电动机转速的改变。

##### (2) 并行控制的步进驱动

串行控制步进驱动的缺点是必须采用硬件的环形分配器,而并行控制的步进驱动则可采用软件的方法取代用硬件的环形分配器。微机系统的数条端口线直接去控制步进电动机各相驱动电路的方法称为并行控制。在这种方案中环形分配器的功能必须由微机系统完成。以三相六拍步进电动机为例,可利用 8031 的定时中断和软件设计取代通常硬件设计中的脉冲发生器和环形分配器的功能,形成可变速的三相六拍信号,经功放电路去驱动步进电动机。三相六拍的各绕组状态及其驱动波形如图 13.8 所示。将三相驱动信号在各拍中的状态列成一个节拍表存储在 ROM 中,并按电动机的转速设置定时中断的间隔时间,在中断服务中轮流将表中的数据从  $P1.0 \sim P1.2$  输出,即可形成如图中的驱动波形。节拍的使用是环形的,若按 1-2-3-4-5-6-1 的顺序输出电动机正转,则按 6-5-4-3-2-1-6 的顺序输出电动机就会



反转。

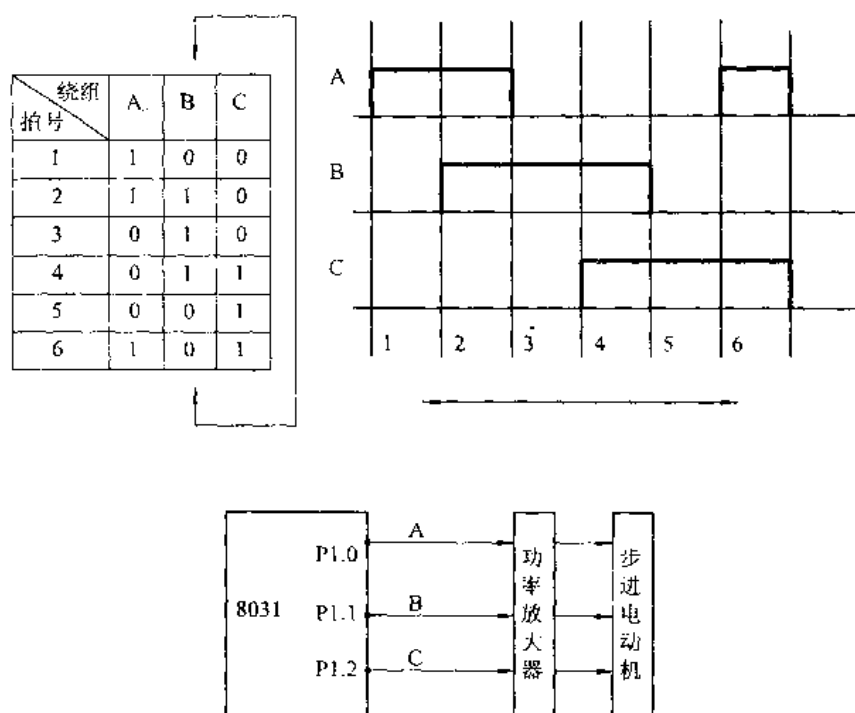


图 13.8 三相六拍步进电动机的驱动波形

和串行驱动一样,电动机的转速取决于定时中断的时间间隔。

### (3) 步进电动机的加减速控制

对于步进电动机的点位控制系统,从起点至终点的运行速度都有一定要求。如果要求运行的速度小于系统的极限启动频率,则系统可以按要求的速度直接启动,运行至终点后可立即停发脉冲串而令其停止。系统在这样的运行方式下速度可认为是恒定的。但在一般情况下,系统的极限启动频率是比较低的,而要求的运行速度往往较高,如果系统以要求的速度直接启动,可能发生丢步或根本不运行的情况。系统运行起来之后,如果到达终点时突然停发脉冲串,令其立即停止,则因为系统的惯性原因,会发生冲过终点的现象,使点位控制发生偏差,因此在点位控制过程中,运行速度都需要有一个加速—恒速—减速—低恒速—停止的过程,如图 13.9 所示。各种系统在工作过程中,都要求加减速过程时间尽量短,而恒速时间尽量长。特别是在要求快速响应的工作中,从起点至终点运行的时间要求最短,这就必须要求升速、减速的过程最短,而恒速时的速度最高。

升速规律一般可有两种选择:一是按照直线规律升速;二是按指数规律升速。按直线规律升速时加速度为恒定,但实际上电动机转速升高时,输出转矩将有所下降。如按指数规律升速,加速度是逐渐下降的,接近电动机输出转矩随转速变化的规律。

用微机对步进电动机进行加减速控制,实际上就是改变输出时钟脉冲的时间间隔,升速

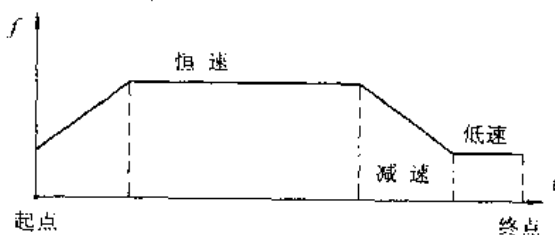


图 13.9 步进电动机点位控制的加减速过程

时,使脉冲串逐渐加密,减速时,使脉冲串逐渐疏稀。微机用定时器中断方式来控制电动机变速时,实际上就是不断改变定时器装载值的大小,一般用离散办法来逼近理想的升降速曲线。为了减少每步计算装载值的时间,系统设计时就把各离散点的速度所需的装载值固化在系统的 ROM 中,系统运行中用查表方法查出所需的装载值,从而大大减少占用 CPU 时间,提高系统响应速度。

系统在执行升降速控制过程中,对加减速的控制还需准备下列数据:① 加减速的斜率;② 升速过程的总步数;③ 恒速运行总步数;④ 减速运行的总步数。

对升降速过程的控制有很多种方法,软件编程也十分灵活,技巧很多。

利用模拟/数字集成电路也可实现升降速控制,但缺点是实现起来较复杂,且不灵活。

### 13.2.1.2 提高步进系统精度的措施

步进系统是一个开环系统,在此系统中,步进电机的质量、机械传动部分的结构和质量以及控制电路的完善与否,均影响到系统的工作精度。要提高系统的工作精度,应从这几方面考虑:如改善步进电机的性能,减少步距角;采用精密传动副,减少传动链中的传动间隙等。但这些因素往往由于结构工艺的关系而受到一定的限制。在这种情况下,还可以从控制线路上采取一些措施以弥补其不足。下面介绍几种常见的提高系统精度的方法。

#### (1) 细分控制电路

所谓细分电路,是把步进电动机的一步再分得细一点。如十细分电路,将使原来输入一个脉冲电机走一步变为输入十个脉冲才使电机走一步。换句话说,采用十细分电路后,在进给速度不变的情况下,可使脉冲当量缩小到原来的十分之一。自然,这时相对于最高移动速度的进给脉冲频率要提高十倍。

步进电动机在细分状态下运行,由于步距角变小,转子到达新稳态点所具有的动能也变小,使振动显著减小。因此,细分电路不但可以实现微量进给,而且可以保持系统原有的快速性,另外,也提高了步进电动机在低频段运行的平滑性。

不用细分时,绕组电流是由零跃升到额定值的,相应的角位移如图 13.10(a)所示。采用细分后,绕组电流要经过若干小步的变化,才能达到额定值,相应的角位移如图 13.10(b)所示。例如五相步进电机,在普通的五相十拍运行方式的基础上,再将每一拍细分成十个小拍,即把一次通电状态的改变细分为十次阶梯电流变化,当从 ABC 通电状态转换成 BC 通电时,其中 A 相绕组的通电状态变化为:ABC→A0.9BC→A0.8BC→A0.7BC→A0.6BC→A0.5BC→A0.4BC→A0.3BC→A0.2BC→A0.1BC→BC,即每一小步绕组电流仅变化额定值的十分之一。可见,采用细分后使绕组中励磁电流的变化比较均匀。

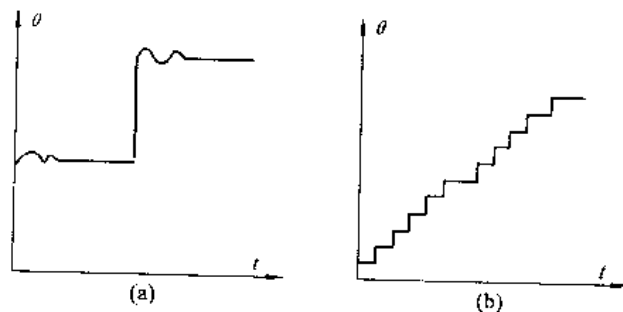


图 13.10 不细分与细分角位移比较

### (2) 自动升降速控制电路

自动升降速控制电路有许多种,有用可逆计数器构成的,也有用积分器组成的,还有用数字脉冲乘法器原理实现的。下面仅介绍一种带有可逆计数器和数/模转换的自动升降速电路的工作原理。

如图 13.11 所示,设  $P_a$  为运算器送来的进给脉冲,其频率为  $f_a$ ;  $P_b$  为实际送入步进电机环形分配器的工作脉冲,其频率为  $f_b$ 。  $P_a$  和  $P_b$  都经同步器送入可逆计数器,同步器的作用在于保证不丢失  $P_a$  和  $P_b$ ,并使  $P_a$  送入可逆计数器时作加法,  $P_b$  送入可逆计数器时作减法。可逆计数器中记下的是进给脉冲与工作脉冲数之差,设此数为  $N$ ,送入数/模转换装置,由数/模转换装置的输出控制振荡器的振荡频率,将  $N$  的变化转成振荡器的振荡频率的变化。振荡器的输出就是自动升降速电路的输出,该输出是频率为  $f_b$  的脉冲,既将它送入分配器控制步进电机,同时又反馈到自动升降速电路的输入端构成一个闭环系统。当输入量  $f_a$  为阶跃值时,输出量  $f_b$  却是缓慢变化的,从而达到自动升降速的目的。由上述分析可知,只有当可逆计数器内的存数  $N$  不为零时,才有输出脉冲。

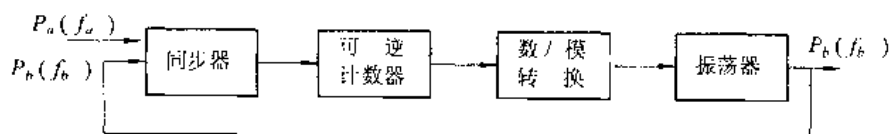


图 13.11 自动升降速电路工作原理

整个自动升降速的过程可用图 13.12 表示。当输入不变的进给脉冲  $f_a$  后,工作脉冲  $f_b$  则是个变量,它从某一低频  $f_{b0}$  升高到  $f_a$ 。而  $f_a$ 、 $f_b$  都要送入可逆计数器,为了避免两者由于重叠或相隔很短所造成的计数误差,使它们都通过同步器,保证其计数正确。

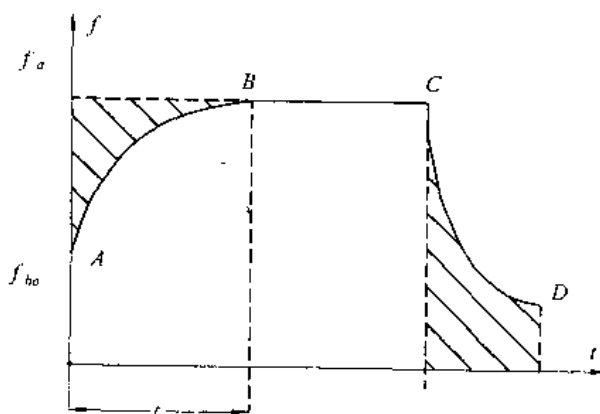


图 13.12 升降速的过程

在进给开始时  $f_a > f_b$ , 可变频率振荡器的频率较低, 所以反馈脉冲(即工作脉冲)数比进给脉冲数少, 因而可逆计数器的寄存数  $N$  逐渐增加, 振荡器的频率逐步提高, 经过时间  $t$  后使  $f_b = f_a$ , 达到平衡, 这就是升速过程。

在  $f_b = f_a$  后, 可逆计数器的存数不变, 因而振荡器的频率亦稳定下来, 这时反馈脉冲频率和进给脉冲频率相一致, 这就是恒速(或称为匀速)过程。

如果运算已到达终点, 进给脉冲  $f_a$  变为零, 此时可逆计数器只有反馈脉冲。因此, 可逆

计数器中的存数逐步减少,反馈脉冲的频率亦逐步降低,直到可逆计数器中的存数为零即可逆计数器全“0”,步进电机才停止工作。这个过程就是降速过程。由以上分析可知,在整个升速、匀速和降速的过程中,步进电动机所走的步数和指令的进给脉冲数相等。

### (3) 传动误差补偿

在实际使用过程中,由于设备的刚性、环境的温度、负载的变化都可能带来一定的传动误差,这样只靠开环系统的各环节去克服,就有一定的难度。而且随着长时间使用,机械部件的磨损和变形会产生一些误差,因而需要采用各种补偿功能,以便改善开环系统的位置精度。常用的齿距误差和反向间隙补偿的原理是:根据实际的传动间隙或齿距误差的大小,每当出现反向或移动到有齿距误差的位置时,用硬件线路来补充一定的进给脉冲来克服。也可以利用程序进行补偿,以达到减少偏差的目的。在微机中多采用针对不同的误差源进行专项补偿的方法,如进行齿隙补偿和螺距补偿等。在微机系统中,常将各种补偿参数存放在RAM中,当程序判断该进行补偿时,计算机便立刻查找表格,取出补偿值,再进行有关的修正计算,从而完成补偿任务。

### (4) 步进电动机的闭环控制

就步进电动机而言,关键在于电动机应能遵循每个脉冲指令,以便在控制运行结束时,所走的总步数等于给定脉冲的总数。遗憾的是,在开环控制下,步进电动机的性能却常常受到限制。

输入脉冲链的频率太高,电动机不能完全跟上脉冲的变化是屡见不鲜的。一般地说,一台步进电动机具有什么样的性能,在很大程度上取决于用什么方法控制它。因为如果没有反馈,就无法知道电动机是否丢失脉冲,或者电动机的转速响应是否摆动过分,所以步进电动机的开环性能受到限制是理所当然的。

采用位置反馈和(或)速度反馈来确定与转子位置相适应的正确相位转换,可以大大地改进步进电动机的性能。采用闭环控制,不仅可以获得更加精确的位置控制和高得多、平稳得多的转速,而且可以在步进电动机的许多其他领域内获得更大的通用性。

图 13.13 表示的是一种利用步进电动机的闭环伺服系统的方框图。参考输入信号用电压形式表示。电压形式的误差信号由压控振荡器(VCO)转换成驱动步进电动机的脉冲链。步进电动机会按误差的大小和符号作出响应,并按正确的方向旋转,直至误差消除为止。

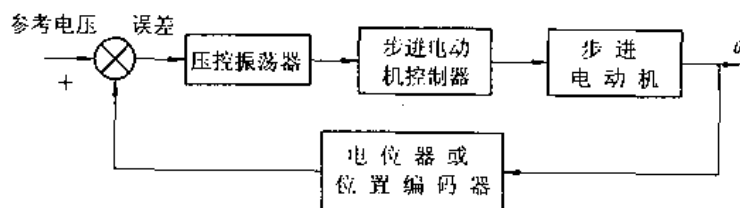


图 13.13 步进电动机闭环伺服系统

步进电动机使用锁相环路原理也能实现转速控制。图 13.14 是说明锁相环路的方框图。锁相环路的目的是要使步进电动机能跟踪输入的脉冲链。

绝大多数步进电动机闭环控制系统都是使用脉冲负反馈来响应电动机的位移。图 13.15 的方框图说明了这种步进电动机闭环控制线路的各个环。在这种情况下,编码器可以是一种光电装置,也可以是一种磁感应装置,它们能够对电动机运动的每一步给出一个或多个脉

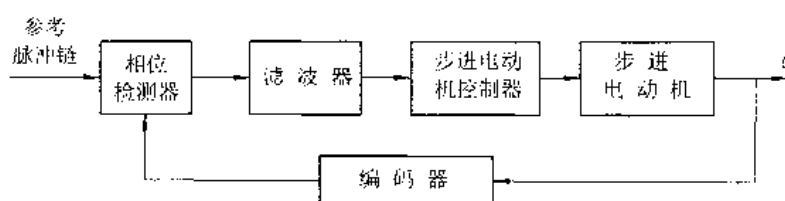


图 13.14 步进电动机转速控制的锁相环路

冲。步进电动机开始由输入指令的一个脉冲启动,后续的脉冲则是由编码器装置产生的。因此,图 13.15 的闭环系统不同于通常控制系统技术中闭环系统的运行原理。就图 13.15 来说,步进电动机系统中的闭环不产生稳定性问题。事实上,系统的稳定性还得到改善。

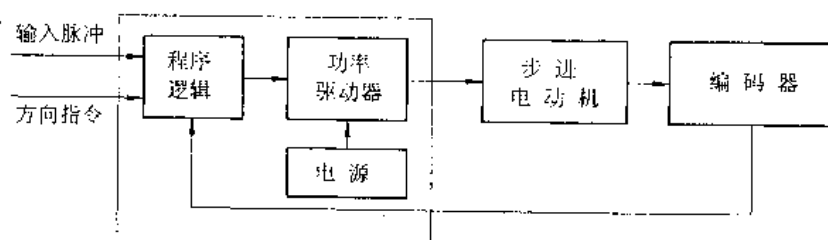


图 13.15 步进电动机典型的闭环控制方框图

### 13.2.2 伺服电动机运动系统的位置闭环控制

采用伺服电动机的闭环伺服系统主要由执行元件(如交直流伺服电动机、液压马达等)、反馈检测单元、比较环节、驱动线路和机械运动机构五部分组成。其中,比较环节的作用是将指令信号和反馈信号进行比较,两者的差值作为伺服系统的跟随误差,经驱动线路控制执行元件带动机械位移,直到跟随误差为零。根据比较环节组成的闭环位置控制方式不同,伺服系统也有多种形式。

随着微处理器及控制技术的介入和完善,由硬件组成的比较环节将由软件实现的位置控制环取代,即由模拟式向数字化方向过渡,以适应更高速度与精度的需要,而且,系统中的电流环、速度环和位置环的反馈控制全部数字化,全部伺服的控制模型和动态补偿均由高速微处理器及其控制软件进行实时处理,采样周期只有零点几毫秒,采用前馈与反馈结合的复合控制可以实现高精度和高速度,近年来又出现了学习控制这一种智能型的伺服控制,在周期性的高速度、高精度跟踪中,几乎可以消除第一个周期以外的全部伺服误差,数字化的软件伺服是当今的发展趋势。下面将介绍几种典型的闭环伺服系统结构。

#### 13.2.2.1 鉴相式伺服系统

鉴相式伺服系统是运动控制中早期使用较多的一种闭环伺服系统,它具有工作可靠、抗干扰性强、精度高等优点。但由于增加了位置检测、反馈、比较等元件,与步进式伺服系统相比,它的结构比较复杂,调试也比较困难。下面讲述鉴相式伺服系统的工作原理。

图 13.16 是鉴相式伺服系统框图,它主要由六部分组成,即基准信号发生器、脉冲调幅器、检测元件及信号处理线路、鉴相器、驱动线路和执行元件。

基准信号发生器输出的是一列具有一定频率的脉冲信号,其作用是为何伺服系统提供相



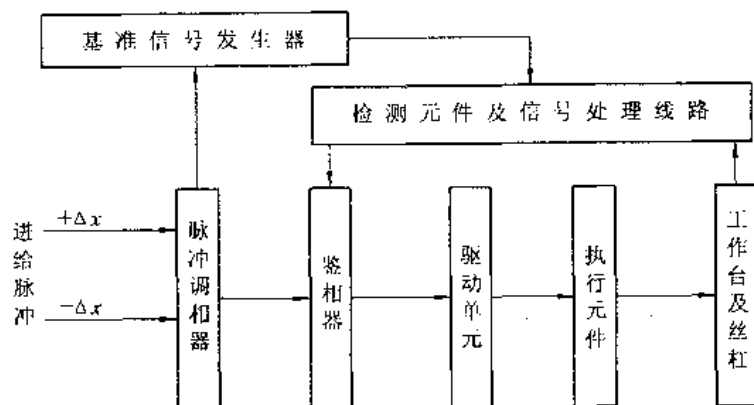


图 13.16 鉴相式伺服系统框图

位比较的基准。

脉冲调相器又称为数字相位转换器，它的作用是将来自主机的进给脉冲信号转换为相位变化信号，该相位变化信号可用正弦波或方波表示。若主机没有进给脉冲输出，脉冲调相器的输出与基准信号发生器的基准信号同相位，即两者没有相位差。若有进给脉冲到来，则每输入一个正向或反向进给脉冲，脉冲调相器的输出将超前或滞后基准信号一个相应的相位角。

检测元件及信号处理线路的作用是将工作台的位移量检测出来，并表达成与基准信号之间的相位差。例如，当检测元件是旋转变压器时，若以基准信号作为定子绕组的励磁信号，以鉴相方式工作的旋转变压器的输出正是与基准信号成一相位差的正弦信号，此相位差的大小代表了机械的位移量。

鉴相器的输入信号有两路，一路是来自脉冲调相器的指令进给信号；另一路是来自检测元件及信号处理线路的反馈信号，它代表了机械的实际位移量。这两路信号都是用它们与基准信号之间的相位差来表示的，且同频率、同周期。当机械实际移动的距离小于进给脉冲要求的距离时，这两个信号之间便存在着相位差，这个相位差的大小就代表了机械实际移动距离与进给脉冲要求的距离之差，鉴相器正是鉴别这个误差的电路，它的输出是与此相位差成正比的电压信号。

鉴相式伺服系统的工作原理是：当主机要求工作台沿一个方向进给时，插补软件便产生一系列进给脉冲。该进给脉冲作为指令脉冲，其数量、频率和方向分别代表了工作台的指令进给量、进给速度和进给方向，然后被送入伺服系统，经脉冲调相器转变为相对于基准信号的相位变化信号。假设伺服系统的脉冲当量为  $0.05\text{mm/脉冲}$ ，如要求机床工作台沿  $x$  坐标轴正向进给  $10\text{mm}$ ，即经插补运算后连续输出  $200$  个  $x$  轴正向进给脉冲，当输出一个正向进给脉冲后经脉冲调相器转变为超前于基准信号一个相位角  $\varphi$  的指令信号，该指令信号送入鉴相器。在工作台进给前，因工作台没有位移，故反馈信号与基准信号同相位，其相位差  $\theta=0$ 。反馈信号也送入鉴相器，在鉴相器中指令信号和反馈信号相比较，求出两者之间的相位差  $\varphi-\theta$ 。该差值称跟随误差，经放大后送入驱动系统，驱动电机转动使工作台移动。工作台正向移动后，检测元件检测出工作台位移量经信号处理产生反馈脉冲。该反馈脉冲经脉冲调相器产生超前于基准信号一个相位角  $\theta$  的反馈信号，反馈信号再次进入鉴相器与指令脉冲相比



较,若 $\varphi=\theta$ ,说明工作台实际移动量等于指令信号要求它的位移量。若 $\varphi\neq\theta$ ,则说明工作台实际移动量不等于指令信号要求它的位移量。鉴相器将 $\varphi$ 和 $\theta$ 的差值经放大送入驱动系统,继续驱动电机转动。指令脉冲是按进给量连续输出脉冲,而反馈脉冲跟随输出。要求进给速度快时进给脉冲频率高,与反馈信号比较跟随误差大,送驱动单元的电压高,使电机转速提高,于是工作台移动加快。反之,进给脉冲频率低,跟随误差值小,电机转动速度减慢。所以只要有脉冲输入,立即产生跟随误差,使工作台移动。当200个 $x$ 向进给脉冲送完,也产生了200个反馈脉冲,跟随停止,工作台便停止进给。

从鉴相式伺服系统的方框图可以看出,选用不同的检测元件,因其工作原理和输出信号形式的不同,造成了检测元件的控制及其输出信号处理方法的不同。如旋转变压器的输出是正弦信号,而光栅的输出信号经处理后一般为方波信号;旋转变压器需要一组基准激励电压信号,而光栅不需要任何激励信号,只是在信息处理时,需要一个基准脉冲信号。此外,考虑到系统的整体结构和简化鉴相器结构,当检测元件的输出是方波信号时,脉冲调相器的输出也设计成方波形式,两方波信号在鉴相器中比较;若检测元件输出是正弦信号,则要将该正弦信号转换成方波信号或将脉冲调相器输出的方波信号整形成正弦信号,以保证相同形式的信号在鉴相器中比较。所以,选用的检测元件不同,鉴相式伺服系统的构成也不同。另外,不同的执行元件也将使系统的构成有所不同。

以上仅讨论了一个坐标方向进给时的鉴相伺服系统工作原理,对于其他轴向也类似。

#### 13.2.2.2 鉴幅式伺服系统

如图13.17所示,鉴幅式伺服系统由测量元件及信号处理线路、数/模转换器、比较器、驱动环节和执行元件五部分组成。它与鉴相式伺服系统的主要区别有两点:一是它的测量元件是以鉴幅工作方式工作的,可用于鉴幅式伺服系统的测量元件有旋转变压器和感应同步器;二是比较器所比较的是数字脉冲量(而不是相位信号),所以不需要基准信号,两数字脉冲量可直接在比较器中进行脉冲数量的比较。

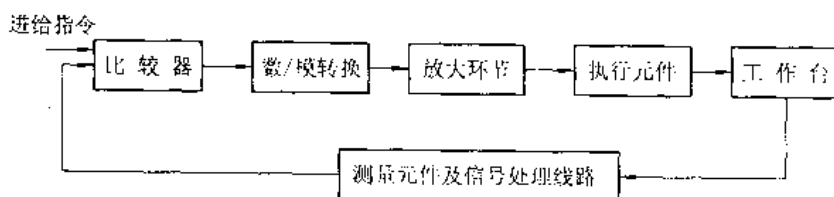


图 13.17 鉴幅式伺服系统框图

测量元件及信号处理线路是将工作台的机械位移检测出来并转换为数字脉冲量。由第11章对传感器工作原理的介绍可知,传感器处于鉴幅工作状态时,输出电压 $u_o=U\sin(\alpha-\theta)\sin\omega t$ ,即通过测量 $u_o$ 的幅值便可确定位移量。换句话说, $u_o$ 的幅值 $U\sin(\alpha-\theta)$ 代表着工作台的位移。此正弦信号经滤波、放大、检波、整流以后,才变成方向与工作台移动方向相对应,幅值与工作台位移成正比的直流电压信号,这个过程称为解调,解调后的信号经电压频率转换器变成计数脉冲,脉冲的个数与电压幅值成正比,并用符号触发器表示方向。

进入比较器的信号有两路,一路来自主机插补软件的进给脉冲,它代表了主机要求机械装置移动的位移量;另一路来自测量元件及信号处理线路,也是以数字脉冲形式出现,体现了工作台实际移动的距离。

数/模转换电路的作用是将比较器输出的数字量转化为直流电压信号,该信号经驱动线路进行电压和功率放大,驱动执行元件带动工作台移动。

鉴幅系统工作前,主机和测量元件的信号处理线路都没有脉冲输出,比较器的输出为零,这时,执行元件不能带动工作台移动。出现进给脉冲信号之后,比较器的输出不再为零,执行元件开始带动工作台移动。同时,以鉴幅方式工作的测量元件又将工作台的位移检测出来,经信号处理线路转换成相应的数字脉冲信号,并将此信号作为反馈信号送入比较器与进给脉冲进行比较。若两者相等,比较器的输出为零,说明工作台实际移动的距离等于指令信号要求工作台移动的距离,执行元件停止带动工作台移动;若两者不相等,说明工作台实际移动的距离还不等于指令信号要求工作台移动的距离,执行元件继续带动工作台移动,直到比较器输出为零时停止。

### 13.2.2.3 数字比较式伺服系统

如图 13.18 所示,一个数字比较系统最多可由六个主要环节组成。它们是:

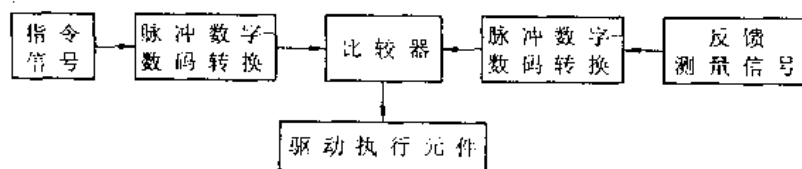


图 13.18 数字比较系统的组成

- (1) 由主机提供的指令信号,它可以是数码信号,也可以是脉冲数字信号。
- (2) 由测量元件提供的机械实际位置信号,它可以是数码信号,也可以是脉冲数字信号。
- (3) 完成指令信号与测量反馈信号比较的比较器。
- (4) 脉冲数字信号与数码的相互转换部件,它依据比较器的功能以及指令信号和反馈信号的性质而决定取舍。
- (5) 驱动及执行部件,它根据比较器的输出带动机械位移。

在数字比较系统中,常用的位置测量反馈元件为光电式增量或绝对编码器,可提供数字脉冲序列或数码信号。虽然在此类系统中也可以采用能产生模拟反馈信号的测量元件,如旋转变压器、感应同步器等,但要通过模/数(A/D)转换,将模拟量变为数字量以后才能提供给系统,这样会增加系统的复杂程度,故在典型的数字比较系统中不如前者普及。

由于传感器的输出可为脉冲序列和数码两种形式,则常用的数字比较器为这两种形式的三类组合:数码比较器、数字脉冲比较器、数码与数字脉冲比较器。由于指令和反馈信号不一定能适合比较的需要,因此,在指令和比较器之间以及反馈和比较器之间有时需增加“脉冲数字-数码转换”的线路。

比较器的输出反映了指令信号和反馈信号的差值,以及差值的方向。将这一输出信号放大后,用于控制执行部件。

图 13.18 中的数字比较系统的工作原理可简述如下:

当主机发出指令信号,要求机械装置沿某一方向进给时,该指令信号经脉冲数字-数码转换,进入比较器。开始时,装置还没有动,测量元件输出的反馈信号为零,表示装置没有移动。该反馈信号经脉冲数字与数码转换,也进入比较器。在比较器中,由于两信号之差不为

零,指令信号大于反馈信号,比较器将两者之差输出,并经滤波、放大,驱动执行元件带动装置移动。装置的移动使反馈信号不为零,逐步接近指令信号,直到两者相等,比较器输出为零时止。比较器输出为零时,执行元件停止拖动装置移动,这时,装置实际移动的距离就是指令信号要求它移动的距离。

#### 13.2.2.4 用计算机实现的伺服电动机位置闭环控制

用计算机实现伺服电动机的位置闭环控制的原理就是利用计算机的软件计算功能,将来自测量元件的反馈信号在计算机中与插补软件产生的指令信号作比较,其差值经数/模转换后送入速度单元,然后经执行元件变为机械位移。因此计算机伺服系统可分成软件部分和硬件部分,软件部分主要完成跟踪误差的计算,即指令信号和反馈信号的比较计算,硬件部分主要由位置检测和位置输出部分组成。一般用计算机实现的位置闭环控制的系统框图如图 13.19 所示。

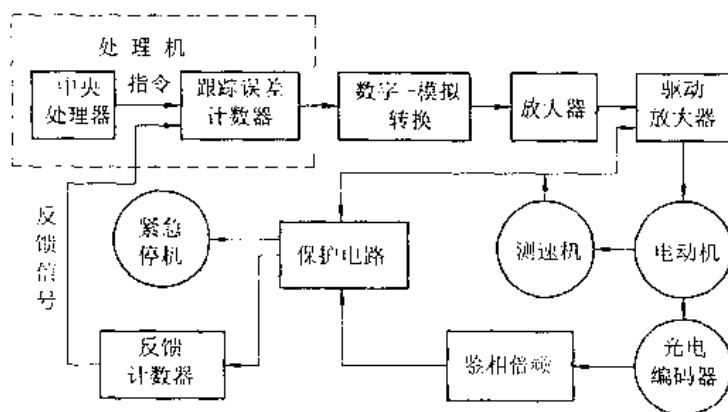


图 13.19 计算机位置闭环系统

#### (1) 软件部分的设计

一般计算机系统的伺服控制是采用实时中断来实现的,在每一中断周期结束之前,插补软件算出下一周期坐标轴的位置增量,在每一中断周期开始时,位置控制程序对坐标轴的实际位置进行采样,将采样值与插补软件产生的增量命令比较,算出跟随误差,该跟随值经计算机接口送到位置控制输出组件,由位置控制输出组件拖动机械移动,从而实现伺服控制。假设系统的中断周期(或称采样周期)为  $T=10\text{ms}$ ,在整个  $10\text{ms}$  中断周期中,计算机输出的指令信号维持不变。

闭环系统伺服控制软件的工作主要包括跟随误差的计算,进给速度指令的计算和进给速度的监控。

##### ① 跟随误差的计算

从理论上讲,跟随误差为指令信号要求机械装置移动的位置(简称指令位置)和其实际移动的位置之差,即

$$\text{跟随误差} = \text{指令位置} - \text{实际位置}$$

为了计算和控制的方便,在实际运行中跟随误差是按采样周期的增量方式进行计算的。设:

$E_i$ ——第  $i$  次迭代中所计算的跟随误差;

$E_{i-1}$ ——第  $i-1$  次迭代中所计算的跟随误差;

$\Delta Df_i$ ——第  $i-1$  次运动中的实际位置增量;

$\Delta Dc_i$ ——第  $i-1$  次迭代末为第  $i$  次周期算得的坐标轴位置增量命令。

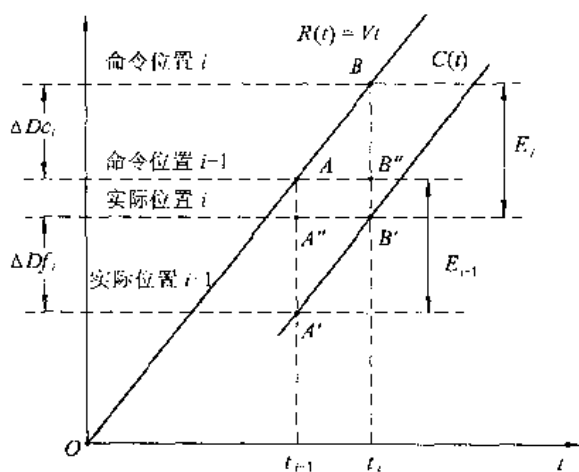


图 13.20 跟随误差的计算

参照图 13.20, 设在  $t_i$  时刻开始进行第  $i$  周期的迭代计算, 这时的已知条件是, 第  $i-1$  周期中算出的跟随误差值  $E_{i-1} = \overline{AA'}$  ( $A$  是  $t_{i-1}$  时刻命令位置, 而  $A'$  是实际位置), 第  $i-1$  周期中插补程序所插补出下一步命令位置为  $B$  点, 所以为第  $i$  周期提供的位置命令增量是  $\Delta Dc_i = \overline{BB''}$ . 从  $t_{i-1}$  时刻到  $t_i$  时刻, 工作台由  $A'$  点运动到  $B'$  点, 采样可得实际运动增量为  $\Delta Df_i = \overline{A'B'}$ .  $t_i$  周期开始时, 实际的跟随误差正是命令点  $B$  和实际点  $B'$  之差, 即

$$\begin{aligned} \overline{BB'} &= \overline{BB''} + \overline{B''B'} \\ &= \overline{BB''} + (\overline{AA'} - \overline{A'A'}) \\ &= \overline{AA'} + \overline{BB''} - \overline{A'A'} \end{aligned}$$

则得到计算公式

$$E_i = E_{i-1} - \Delta Df_i + \Delta Dc_i \quad (13.13)$$

在稳定状态下,  $E_i = E_{i-1}$ , 电机以恒定速度进给。

## ② 位置环增益 $K_V$ 的控制

位置环增益, 一般指系统进给速度放大系数, 是伺服运动控制系统的基本指标之一, 它不仅影响着系统的稳定性、系统刚度、不灵敏区, 还影响着机械装置进给速度和稳态误差。在计算机伺服系统中, 利用软件可以对位置增益  $K_V$  进行调节控制, 以实现伺服系统时刻处于最佳增益工作状态。

根据自动控制理论, 计算机数字采样控制系统与相应的连续系统有着完全相同的阶跃响应和斜坡响应, 当系统为 I 型系统时, 对于斜坡输入  $R(t) = Vt$ , 系统的稳态误差为一常量  $E$

$$E = \frac{V}{K_V} \quad (13.14)$$

式中  $K_V = K_C K_D K_M K_A$ , 其中  $K_C$  为计算机的控制增益;  $K_D$  为数/模转换增益;  $K_M$  为驱动速度回路增益;  $K_A$  为测量组件增益。而又有  $K_D = K_N K_{DA}$ , 其中  $K_N$  为利用数/模转换器的整个数值范围而引入的比例系数;  $K_{DA}$  为实际数/模转换器的增益。假定系统使用 13 位的 D/A 转换器, 相应于其饱和数字量 8191 的模拟电压输出为 9V,  $K_{DA} = 9/8191 = 0.001$  (V/数字单位)。

上式说明, 当向某坐标轴输入位置命令  $R(t) = Vt$ , 要求某坐标轴以恒定的进给速度  $V$  进给时, 该坐标轴实际移动的速度与指令进给速度  $V$  一致。但两者的瞬时位置有一定的位置偏差, 这就是斜坡响应的稳态误差  $E$ , 即系统的跟随误差, 图 13.21 是输入系统的斜坡  $R(t)$  和系统的响应  $C(t)$  之间的关系图。

由关系式  $V = K_V E$  可知, 系统的  $K_V$  越大, 较小的跟随误差就足以引起较大的速度。另一方面, 由关系式  $E = V/K_V$  可知, 当输入的速度命令为一定时, 位置增益  $K_V$  愈大, 坐标轴



在跟随命令过程中形成的跟随误差愈小。在轮廓加工中,跟随误差在轮廓上产生一个实际的误差,因此,希望增益高,从而保证较好的轮廓精度。但是,在坐标轴快速移动时,希望有较高的速度,以提高系统的利用率。为了取得这一较高的速度,又要保证速度变化的平稳性,要求适当降低系统的增益,以增大跟随误差。用计算机可以容易地进行变增益的控制,使系统在两种不同的条件下都具有最佳的增益。一般系统通过用软件程序改变  $K_C$  值实现了两种工作条件的增益  $K_V$  变化的控制。

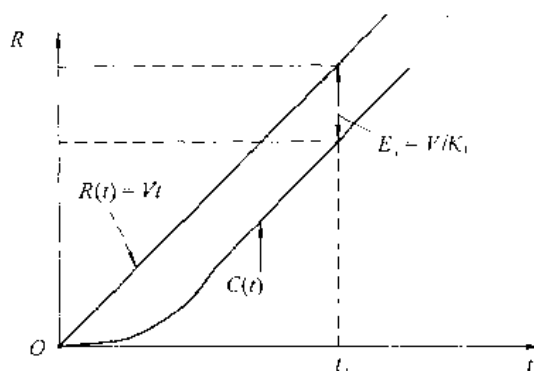


图 13.21 反馈系统的稳态误差

### ③ 进给速度指令(数字量)的计算

如上所述:

$$V = K_V E = K_C K_D K_M K_A E = K_C K_N K_{DA} K_M K_A E$$

系数  $K_{DA} K_M K_A$  部分由硬件设计确定,而软件需要完成对跟随误差乘以  $K_C K_N$  的处理,我们把软件计算结果  $v_{DA}$  称为进给速度的数字量,它由计算机发送到位置控制输出组件的 D/A 缓冲器,其值为

$$V_{DA} = K_C K_N E$$

$V_{DA}$  的计算分两步进行,首先根据当前跟随误差所在的工作区域计算  $V_D$  值,

$$V_D = K_C E \quad \text{轮廓区}$$

$$V_D = K_C E_{RP} - \alpha K_C (E - E_{RP}) \quad \text{快进区}$$

式中  $E_{RP}$  为增益转折点的跟随误差;  $\alpha$  为控制增益减少率;  $K_C$  常取 1; 而  $\alpha$  值常取为 1/2、1/4 ...。

接着,计算出  $V_{DA} = K_N V_D$ , 便可以向位置控制输出组件发送进给速度指令(数字量)了。发送到位置控制输出组件的数字量经过数/模转换后,变为 0~9V 的速度指令模拟电压。

### ④ 进给速度的监控

在闭环系统中,如果发生位置反馈回路断开故障时,系统实际上成为开环状态,没有位置反馈增量从命令增量中减去,跟随误差会累积得愈来愈大,直到溢出,以致引起过量的进给速度而造成事故。在驱动装置失速时,也会发生误差累积引起的速度冲击振荡。为了避免这些现象的发生,软件可设置两级速度保护。图 13.22 是跟随误差与进给速度的关系图,图中折线上的 S 点称为进给速度抑制点, M 点称为过量速度控制点。

对应于进给速度抑制点 S 的进给速度值为最大编程速度(快进速度)的 1.05 倍。当伺服软件检测到计算出来的进给速度指令  $V_D$  大于此点对应的  $V_D$  时,自动将进给速度调整设定值减少一半,从而使插补程序中步长值下降一半,限制了进给速度,并同时显示报警消息,通知操作者处理。

对应于过量进给速度控制点 M 的进给速度值为最大编程速度的 1.1 倍,由此点的  $V_D$  计算出来的进给速度指令数字量  $V_{DA}$  等于或接近数/模转换器的最大容量。当伺服软件检测到计算出来的进给速度指令  $V_D$  大于或等于此点的  $V_D$  时,自动使系统进入紧停状态,即停止各坐标轴的进给运动,停止零件程序的运行,并显示出错消息。

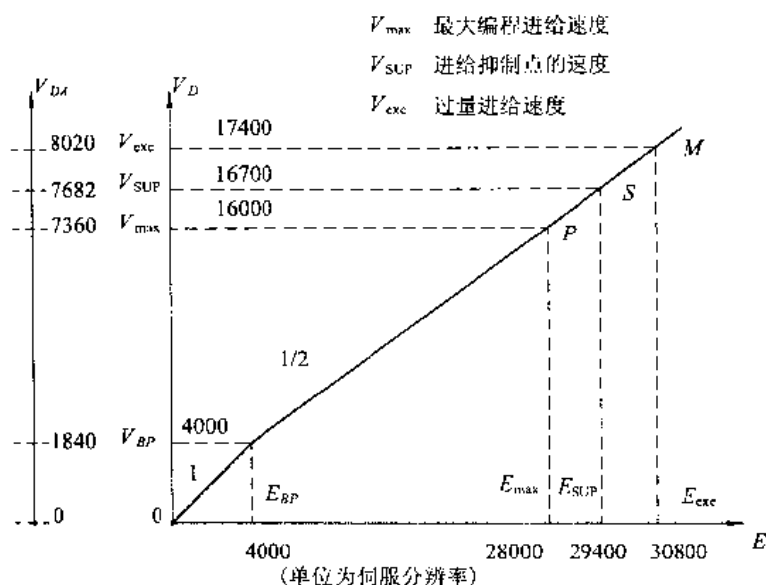


图 13.22 跟随误差与进给速度的关系

## (2) 硬件部分的设计

## 位置检测电路

电动机的位置检测元件一般采用增量式光电编码器,光电编码器的输出脉冲  $A$ 、 $B$  是一对正交脉冲。图 13.23 给出了与第 11 章图 11.4 不同的另一个 4 倍频位置检测与鉴相电路,该电路将  $A$  和  $B$  转换成对应于顺时针转动的正脉冲信号  $F_+$  和对应于逆时针转动的负脉冲信号  $F_-$ 。

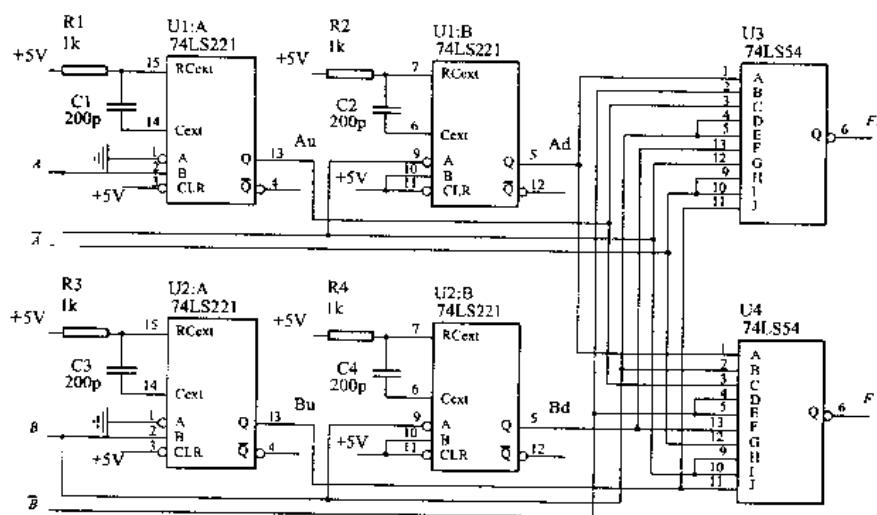


图 13.23 光电编码器 4 倍频位置检测电路

用计算机实现的电动机位置闭环控制的系统框图如图 13.24 所示,两个脉冲串  $F_+$  和  $F_-$  分别送到 8254 的两个 16 位计数器的脉冲输入口,经过软件编程,就能得到电动机的位置,

$$\theta = F_+ - F_- \quad (13.15)$$



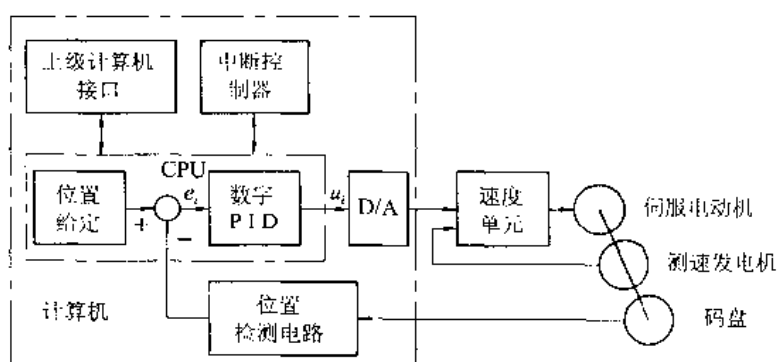


图 13.24 用计算机实现的电动机位置闭环控制系统

由此求出的电动机转角位置的分辨率是光电编码器分辨率的 1 倍。

位置控制输出组件将计算机输出的以数字形式表示的跟随误差(一般为二进制),转换为驱动执行元件需要的电压信号和电流信号。它包括两部分:一部分是数字模拟转换,一部分是驱动放大环节。如图中的 D/A 和速度单元。

#### 13.2.2.5 提高伺服系统精度的措施

在计算机控制的伺服电机闭环系统中,由于采用了数字式位置环,用软件代替大量的硬件,使系统硬件线路得以简化,而且控制的灵活性加大。为了进一步提高轨迹精度,系统可采用诸如前馈补偿控制、学习控制、反传递函数补偿、摩擦力矩补偿等来作为改善精度的措施,如图 13.25 所示。

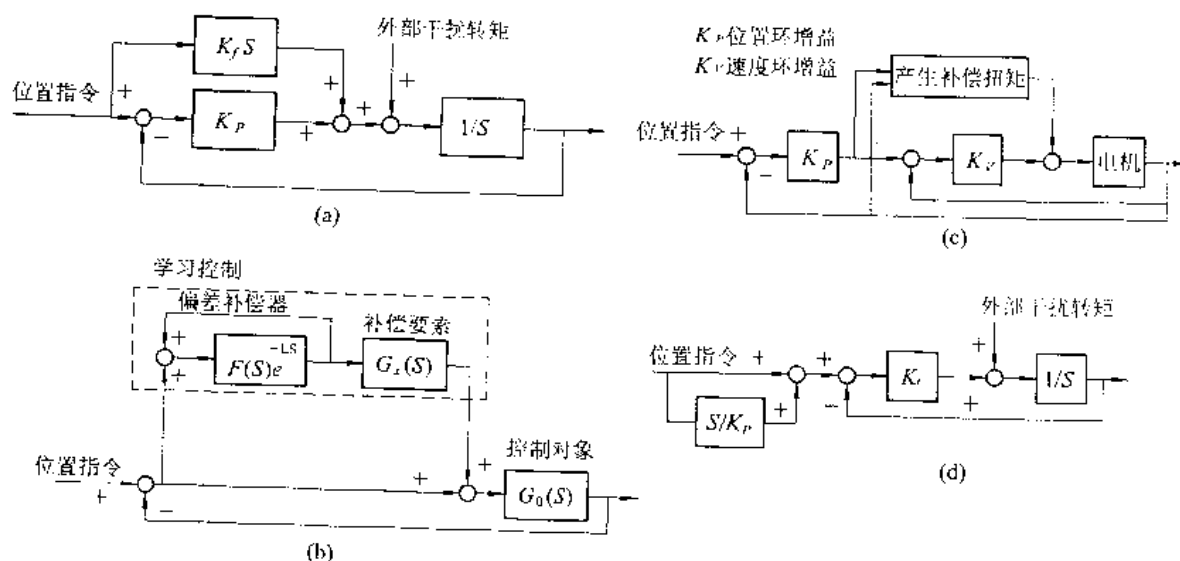


图 13.25 提高位置精度措施

(a) 前馈控制; (b) 学习控制; (c) 反传递函数补偿; (d) 摩擦力矩补偿

通过采用前馈控制和学习控制,不但可以保证高速情况下的系统稳定性,将重复位置指令的响应精度提高 100 倍,而且还可减小轮廓形状误差;位置指令经过反传递函数的补偿,可以使伺服系统跟踪滞后误差接近于零;摩擦力矩补偿可改善机械运动机构由摩擦而产生的轮廓误差,上述这些方法均已获得实际应用。此外还可用计算机对伺服系统进行最优控制、自适应控制、模糊、滑模、神经网络控制以及多种改进型的 PID 控制、复合控制、非线性

控制等,这些方法都有大量论文报道,限于篇幅,这里不再一一列出,当然这需要更高级的微处理器,甚至采用 DSP 来实现位置环,从而可将整个系统的性能和效益提高到一个新的阶段。

除了上述一些智能控制外,位置伺服软件中还包括伺服系统工作状态检查、丝杆螺距误差补偿、反向间隙补偿和软限位的实现等功能,来提高其可靠性和减少运动机构本身的机械误差。总之,伺服系统正朝着高速、高精度、智能化方向发展。

### 13.2.3 多坐标轨迹控制技术

在连续轨迹控制系统中,坐标轴控制是运动控制系统中要求最高的位置控制。不仅对单个轴的运动速度和精度的控制有严格要求,而且在多轴联动时,还要求各移动轴有很好的动态配合。伺服驱动系统的动态特性影响多坐标联动轨迹精度,因此分析其对轨迹误差影响的规律,并进一步采用控制技术以减小和消除轮廓误差有着重要的理论与现实意义。

目前对轮廓误差进行补偿控制主要通过两种途径:一是采用各种先进的控制与补偿技术,改善各进给轴位置控制环的性能,减小各轴的位置误差,从而提高系统的轮廓精度(这是目前普遍采用的方法,如前面介绍的提高伺服系统精度的措施);二是采用耦合轮廓误差补偿方法,在不改变各轴位置环的情况下,通过向各轴提供附加补偿,减少系统的轮廓误差。后者由于在耦合轮廓误差补偿器的结构设计、参数选择等方面还不够完善,限制了其实际应用。

对于轮廓控制系统,轮廓精度是重要的精度指标,较之单轴位置精度,轮廓精度更直接影响运动轨迹精度,因此控制和提高轮廓精度较之控制和提高单轴位置精度更有意义。

#### 13.2.3.1 伺服系统动态特性对轨迹精度的影响

现假设伺服系统各个环节是理想的,如刚度为无穷大,没有惯性和阻尼,则伺服系统可化为一阶系统。考虑到采样周期相对于伺服系统的时间常数来说是很小的,可忽略采样周期的影响,则伺服系统所近似的一阶系统之数学模型如图 13.26 所示。图中  $K_1$  为位置环增益,  $K_a$  为速度放大器增益,  $K_m$  为伺服电机增益,  $K_s$  为机械传动装置增益,  $K_f$  为速度反馈增益,  $K_p$  为位置反馈增益,  $x_c(t)$ 、 $x_r(t)$  为输入的位移指令和实际的位移输出。

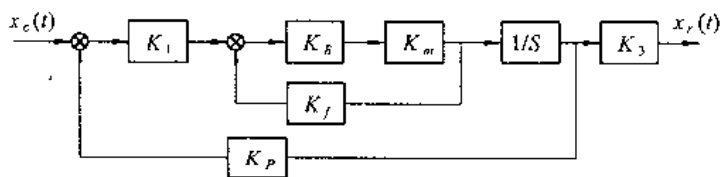


图 13.26 伺服系统简化为一阶系统

引进参数

$$K = \frac{K_s}{K_p} \quad T = \frac{1 + K_a K_m K_f}{K_1 K_a K_m K_p}$$

则系统闭环传递函数为

$$G_1(S) = \frac{K}{TS + 1} \quad (13.16)$$

上面是一个坐标的情况。若考虑在  $XY$  平面上的运动轨迹,  $K$ 、 $T$  分别用下标  $X$  和  $Y$  表示沿  $X$  和  $Y$  坐标方向的闭环增益和时间常数,则可得其运动方程为

$$\left. \begin{aligned} T_x dx_r(t)/dt + x_r(t) &= K_x x_i(t) \\ T_y dy_r(t)/dt + y_r(t) &= K_y y_i(t) \end{aligned} \right\} \quad (13.17)$$

式中  $x_i, y_i$  ——指令轨迹;

$x_r, y_r$  ——实际轨迹。

当运动轨迹为半径  $R$  的圆轨迹时,指令信号应为

$$x_i(t) = \frac{R}{K} \cos \omega t; \quad y_i(t) = \frac{R}{K} \sin \omega t$$

其中  $K$  为与插补有关的一个系数,  $\omega = F/R$ ,  $F$  为进给速率。代入式(13.17),求解后得实际运动轨迹的稳态解为

$$\left. \begin{aligned} x_r(t) &= \frac{K_x}{K} \cdot \frac{R}{\sqrt{1 + (T_x \omega)^2}} \cos(\omega t - \arctan T_x \omega) \\ y_r(t) &= \frac{K_y}{K} \cdot \frac{R}{\sqrt{1 + (T_y \omega)^2}} \sin(\omega t - \arctan T_y \omega) \end{aligned} \right\} \quad (13.18)$$

由于  $x_r^2(t) + y_r^2(t) = (R + \Delta R)^2$ , 略去高阶项  $\Delta R^2$ , 实际轨迹和理想轨迹之间的误差为

$$e_R = \Delta R \approx \frac{1}{2R} [x_r^2(t) + y_r^2(t) - R^2] \quad (13.19)$$

将式(13.18)代入式(13.19)并展开,考虑到  $T\omega \ll 1$  和略去三阶以上各项,得

$$\begin{aligned} e_R = & -\frac{R}{2} (T\omega)^2 + \frac{R}{4} \left\{ \left[ \left( \frac{K_x}{K} \right)^2 + \left( \frac{K_y}{K} \right)^2 - 2 \right] + \left[ 2(T\omega)^2 - \left( \frac{K_x}{K} \right)^2 (T_x \omega)^2 - \left( \frac{K_y}{K} \right)^2 (T_y \omega)^2 \right] \right. \\ & \left. + \frac{R}{4} \sqrt{a^2 + b^2} \sin \left( 2\omega t + \arctan \frac{b}{a} \right) \right\} \end{aligned} \quad (13.20)$$

式中  $a = 2 \left( \frac{K_x}{K} \right)^2 T_x \omega - 2 \left( \frac{K_y}{K} \right)^2 T_y \omega$ ;

$$b = \left( \frac{K_x}{K} \right)^2 [1 - 3(T_x \omega)^2] - \left( \frac{K_y}{K} \right)^2 [1 - 3(T_y \omega)^2]。$$

可见误差可分为两部分,第一部分,即式(13.20)中第一项,是由伺服系统动态特性引起的误差;第二部分,即式(13.20)中第二、三两项,是由联动坐标参数不匹配而产生的误差。当联动坐标参数一致时,即  $K_x = K_y = K$ ,  $T_x = T_y = T$ , 则二、三两项为零,这时误差即为第一部分误差

$$e_R = -\frac{R}{2} (T\omega)^2 = -\frac{F^2 T^2}{2R} \quad (13.21)$$

式(13.21)表明这时实际轮廓仍是圆,但半径产生误差。误差的大小近似与伺服系统的时间常数  $T$  和进给速率  $F$  的平方成正比,与圆的半径成反比。负号表示实际圆轨迹的半径趋于减小。

当联动坐标时间常数  $T_x$  和  $T_y$  不一致,而  $K_x = K_y = K$  时,记  $\epsilon_T = (T_x - T_y)/T$ , 式(13.20)可简化成

$$e_R \approx -\frac{F^2 T^2}{2R} - \frac{F^2 T^2 \epsilon_T^2}{8R} - \frac{FT \epsilon_T}{2} \sin 2\omega t \quad (13.22)$$

从式(13.22)可知,当参数不匹配时,除仍包含一项半径减小量  $F^2 T^2 / (2R)$  外,第二部分有两项:一项是与时间无关的常量,但很小,可略去不计( $\epsilon_T^2 \approx 0$ );另一项是随时间而变化的椭圆误差轨迹,其长轴是约沿  $45^\circ$  方向(当  $T_x > T_y$ )或  $135^\circ$  方向(当  $T_x < T_y$ )分布,长、短轴半

径与  $F$  成正比。

当联动坐标  $K_x$  和  $K_y$  不一致, 而  $T_x = T_y = T$  时, 记  $\epsilon_s = (K_x - K_y)/T$ , 式(13.20)可简化成

$$e_R \approx -\frac{F^2 T^2}{2R} - \frac{(F^2 T^2 - R^2)\epsilon_s^2}{8R} + \frac{(R^2 - F^2 T^2)\epsilon_s}{2R} \sin(2\omega t + \pi/2) \quad (13.23)$$

从式(13.23)可见, 这时的误差与  $T_x$  和  $T_y$  不一致时的情形相类似, 但椭圆误差轨迹长、短轴半径分别为与  $F$  无关和与  $F^2$  成正比的两部分。

当联动坐标  $K_x$ 、 $K_y$ 、 $T_x$  和  $T_y$  均不一致时, 式(13.20)可简化成

$$e_R \approx -\frac{F^2 T^2}{2R} - \frac{1}{8R} [F^2 T^2 (\epsilon_T + \epsilon_K)^2 - R^2 \epsilon_K^2] + \frac{1}{2R} \left\{ R^2 + \frac{F^2 T^2}{2} \left[ \left( \frac{\epsilon_T}{\epsilon_K} - 1 \right)^2 - 3 \right] \right\} \epsilon_K \sin 2\omega t \quad (13.24)$$

其误差与上述情形也类似。若将伺服驱动系统简化为二阶系统时, 其平面圆轨迹的半径误差表达式较复杂, 这里不再推导其过程, 但得出的结论与一阶系统很类似。

### 13.2.3.2 耦合轮廓误差补偿器的设计

#### (1) 轮廓误差定义

在轮廓加工中, 任何沿指定轨迹法线方向上的偏差将直接影响工件的几何精度, 故必须加以控制。图 13.27 中的二轴轮廓系统在任意加工时间  $t$  存在以下关系

$$e(t) = e_y(t) \cos \theta(t) - e_x(t) \sin \theta(t) \quad (13.25)$$

以及

$$\begin{cases} \epsilon_x(t) = -e(t) \sin \theta(t) \\ \epsilon_y(t) = e(t) \cos \theta(t) \end{cases} \quad (13.26)$$

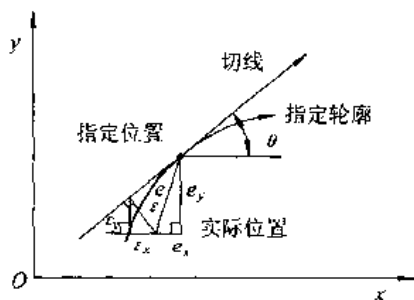


图 13.27 轮廓误差的定义

均为时间  $t$  的函数。

#### (2) 耦合轮廓误差补偿器的结构

这里介绍一种经改进的耦合轮廓误差补偿器的结构, 其特点是对各轴位置环输入的修正(见图 13.28), 即是考虑了系统轮廓误差后的位置误差修正值(称复合误差, 用  $\delta$  表示,

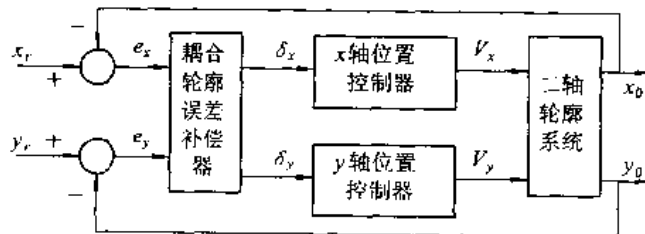


图 13.28 耦合轮廓误差补偿器的基本结构

复合误差在各坐标轴上的分量用  $\delta_x$  和  $\delta_y$  表示)作为各轴位置环的输入。改进后的结构具有

更好的稳定性,并且在参数设计和软件编程上相对独立,易于实现。

图 13.28 中的  $e_x$ 、 $e_y$  可直接测量得到,在现场加工中,测得的是工作台的位置误差;而  $\epsilon_x$ 、 $\epsilon_y$  是由  $e_x$ 、 $e_y$  计算而得,见式(13.25)、式(13.26)和图 13.27。由于其后的补偿计算的规则推理不复杂,所以一般情况下可满足实时控制要求。

### (3) 复合误差的计算方法

如图 13.29 所示,  $N$  为轨迹在指定位置点  $g(t)$  的法线方向,则有

$$\delta(t) = k_\delta [e(t) + \omega \epsilon(t)] \quad (13.27)$$

或

$$\delta_x(t) = k_\delta [e_x(t) + \omega \epsilon_x(t)] \quad (13.28)$$

$$\delta_y(t) = k_\delta [e_y(t) + \omega \epsilon_y(t)] \quad (13.29)$$

式中  $k_\delta$ ——补偿增益;

$\omega$ ——权系数;

$\delta(t)$ ——复合误差。

调整  $k_\delta$  可调整补偿作用强度;调整  $\omega$  可调整复合误差  $\delta(t)$  对轮廓误差的敏感程度。

### (4) 模糊推理耦合轮廓误差补偿器的设计

设计耦合轮廓误差补偿器的关键在于如何选取适当的  $k_\delta$  和  $\omega$ 。在仿真中发现,固定不变的  $k_\delta$  和  $\omega$  不能很好地适应各种轮廓加工情况。为此,下面介绍一种基于模糊推理的耦合轮廓误差补偿器,实现了对权系数  $\omega$  和补偿增益  $k_\delta$  的自学习、自校正,从而可获得满意的补偿效果。

模糊推理耦合轮廓误差补偿器的结构见图 13.30,它由三个部分组成:轮廓误差计算单元、复合误差计算单元和性能测试及模糊推理决策机构。前两个单元的计算公式见式(13.25)~式(13.29)。

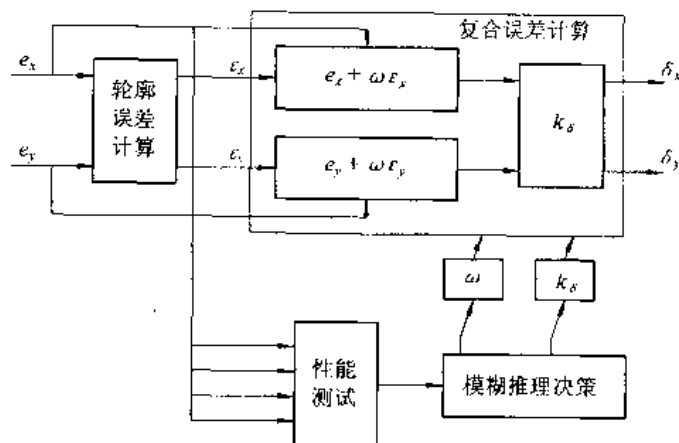


图 13.30 模糊推理轮廓误差补偿器结构

用以识别轮廓系统状态的特征信息是:

轮廓误差:  $\epsilon(t)$

位置误差:  $e(t) = \sqrt{e_x^2(t) + e_y^2(t)}$

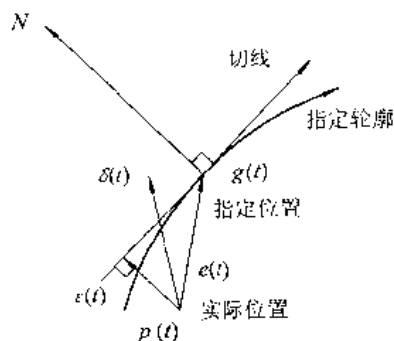


图 13.29 复合误差的计算

轮廓误差的变化:  $\dot{\epsilon}(t) = \epsilon(t) - \epsilon(t - \Delta t)$

轮廓误差与位置误差之比的绝对值:  $P_1 = |\epsilon(t)/e(t)|$

轮廓误差收敛速度:  $P_2 = |\dot{\epsilon}(t)/\epsilon(t)|$

性能测量单元根据上述特征信息识别出轮廓系统处于收敛、发散、平衡以及收敛或发散速度快慢等运行状态,向决策机构提供推理决策依据。决策机构依据规则进行推理,主要规则有:

① 若系统趋于发散( $\epsilon \cdot \dot{\epsilon} > 0$ ),则应根据  $P_1$  适当增大  $\omega$ ,以加强对轮廓误差的补偿作用。若出现过补偿( $\epsilon < 0$ ),则应同时减小补偿增益  $k_s$ ,否则应增大补偿增益。

② 若系统趋于收敛( $\epsilon \cdot \dot{\epsilon} < 0$ ),且收敛速度很快( $P_2$  较大),则应减小  $\omega$ ,同时减小补偿增益  $k_s$ ,以避免出现过补偿;反之,若收敛速度很慢( $P_2$  很小),则应增大  $\omega$  和补偿增益  $k_s$ 。

③ 若系统趋于平衡( $\epsilon \cdot \dot{\epsilon} \rightarrow 0$ ),但  $\epsilon$  较大,则应逐渐增大( $\epsilon > 0$ )或减小( $\epsilon < 0$ )补偿增益  $k_s$ ,以减小系统的稳态误差。

在这里,  $P_1$ 、 $P_2$ 、 $\omega$ 、 $k_s$  等特征信息的大、较大、中、小等采用模糊变量的表示方法,并应用模糊推理进行决策。为避免系统失控,根据仿真或实验结果建立  $k_s$  和  $\omega$  的上下界限。

### 13.3 基于芯片和计算机的运动控制器设计

运动控制器是控制技术与运动系统相结合的产物。在现代电子技术的支持下,它通常以微处理器为核心,综合软件编程、运动轨迹设计、控制算法分析、各运动部件的实时驱动等功能,达到总体运动控制效果。在运动过程中,运动控制器还需对具体的运动速度、加速度、位置误差等进行实时监控,并对相关情况做出及时反应。

目前运动控制器类型较多,可分为“箱式”、“卡式”和“片式”三个层次,但他们的功能基本相似,就是从主机接收控制指令,从位置传感器接收位置信息,向伺服电动机功率驱动电路输出运动指令。对于伺服电动机位置闭环系统来说,它们主要是完成了位置环作用,可称为数字伺服运动控制器,适用于一切交直流和步进电动机的闭环控制。

在运动控制器中还有一种步进伺服控制器,它将一个伺服电动机的闭环控制转换成类似于对一台步进电动机开环控制一样,这样可直接接收主机来的脉冲序列指令,使主机的控制算法得以简化,它可使用为步进电动机系统开发的控制器和软件。利用这个系统,交直流电动机的控制就像步进电动机一样,既可作位置控制,也可作锁相速度控制。

专用运动控制器的使用,可把主机的轨迹插补与伺服闭环控制分离开来,减少了主机计算负担,且所有控制参数都可以由程序设定,系统硬件设计简单,位置环容易调整,有利于提高系统可靠性。

本节以两种运动系统控制器为实例,介绍运动系统控制器设计的概念,它们分别是基于芯片 LM628 的运动控制器和采用开放式模块化结构的 PMAC 运动控制器。

#### 13.3.1 基于 LM628 的运动控制器

集成电路 LM628 是专用的运动控制处理器,是为使用增量式编码器作位置反馈的各种直流或无刷直流伺服电动机伺服系统或其他伺服机构而设计的,它能为先进的运动控制提供强大的实时运算能力。为便于与上级主机的连接而提供了便利的高级指令集。LM628



的制作采用 NMOS 结构和 28 脚双列直插式封装,一片 LM628 电路和一个 D/A 转换器、一个功率放大器、一台直流电动机、一个增量编码器就可构成一个伺服系统(见图 13.31)。

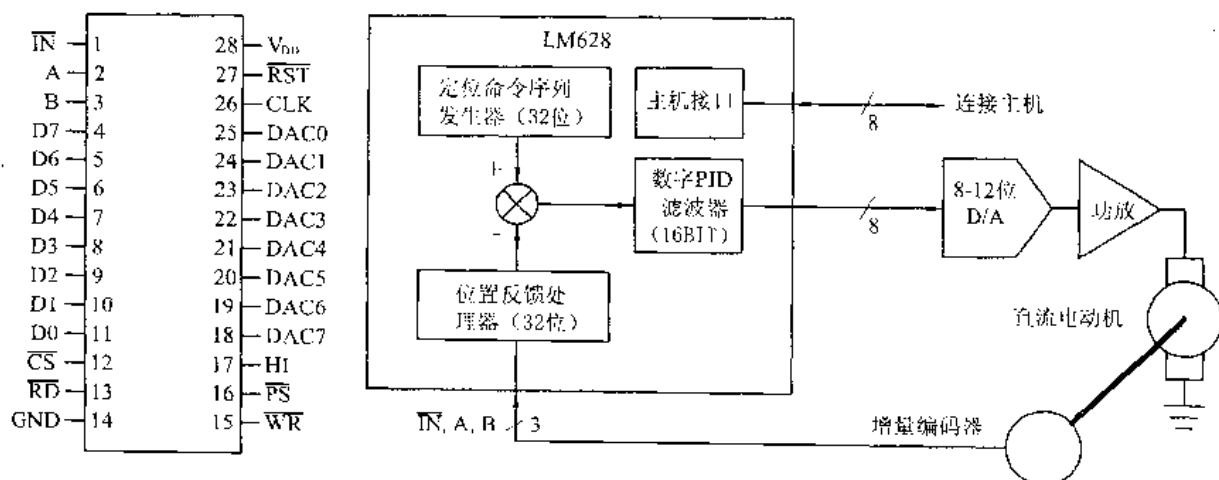


图 13.31 LM628 的引脚及其位置伺服系统

#### 13.3.1.1 单片运动控制器 LM628 概述

LM628 实际是一个为专门用途设计的单片机,其特点可作如下描述:

- (1) 32bit 的位置、速度、加速度寄存器;
- (2) 16bit 的可编程数字 PID 滤波器;
- (3) 可编程微分采样间隔;
- (4) 8bit 或 12bit D/A 转换器输出数据;
- (5) 内部梯形速度图发生器;
- (6) 速度、目标位置和滤波器参数在运动过程中可以改变;
- (7) 可选择位置或速度控制方式;
- (8) 实时可编程的主计算机中断;
- (9) 8bit 并行异步主计算机中断;
- (10) 与增量式编码器的接口。

在上述硬件和软件特性的支持下,LM628 执行如下功能:

- (1) 接受主机的指令和向主机提供状态和数据;
- (2) 执行梯形速度图的计算和数字滤波,不论是 LM628 设置为位置控制还是速度控制方式,梯形速度图发生器计算出需要的梯形速度分布图;
- (3) 利用增量编码器反馈实际位置;
- (4) 在运行中进行预定位置(速度图发生器计算的位置)与实际位置的减法运算,此位置误差经数字 PID 滤波器处理后输出,由外接 D/A 转换器和功率放大,驱动电动机到达预定位置。

#### 13.3.1.2 LM628 的引脚

LM628 采用 28 引脚双列直插式封装,其各引脚功能简述如下:

1(IN):接收从增量编码器来的标记(index)亦即零位信号。

2 和 3(A,B):接收从增量编码器来的两个正交信号。当电动机正转时,2 脚信号应超前

于 3 脚信号 90°。

4~11(D0~D7): 连接主计算机或主处理器的 I/O 口。利用  $\overline{CS}$ (12 脚)、 $\overline{PS}$ (16 脚)、 $\overline{RD}$ (13 脚) 和  $\overline{WR}$ (15 脚) 可向 LM628 写入指令和数据, 或从 LM628 读出状态字节和数据。

12( $\overline{CS}$ ): 片选输入, 由主机用来选 LM628, 进行读写操作。

13( $\overline{RD}$ ): 由主机用来读出 LM628 的状态和数据。

14(GND): 电源地。

15( $\overline{WR}$ ): 由主机用来向 LM628 写入指令和数据。

16( $\overline{PS}$ ): 由主机用来选择 LM628 的指令口或数据口。当  $\overline{PS}$  为低电平时, 向指令口写入指令, 或从指令口读出状态; 当  $\overline{PS}$  为高电平时, 经数据口写入或读出数据。

17(HI): 高电平有效, 通知主计算机中断条件已具备。

18~25(DAC0~DAC7): DAC 输出口。对于 8bit 输出方式, 输出锁存数据给外接 D/A 转换器。18 脚是 MSB, 25 脚是 LSB。对于 12bit 输出方式, 18~23 脚输出 6bit 数据。18 脚是 MSB, 23 脚是 LSB。24 脚低电平时输出低位 6bit 数据, 高电平时输出高位 6bit 数据, 25 脚信号正跳沿用来选通这些数据, 其时序见图 13.32。

26(CLK): 系统时钟输入端。

27( $\overline{RST}$ ): 复位输入端。

28( $V_{DD}$ ): 电源, 电压为 +4.5~5.5V,  $\leq 100\text{mA}$ 。

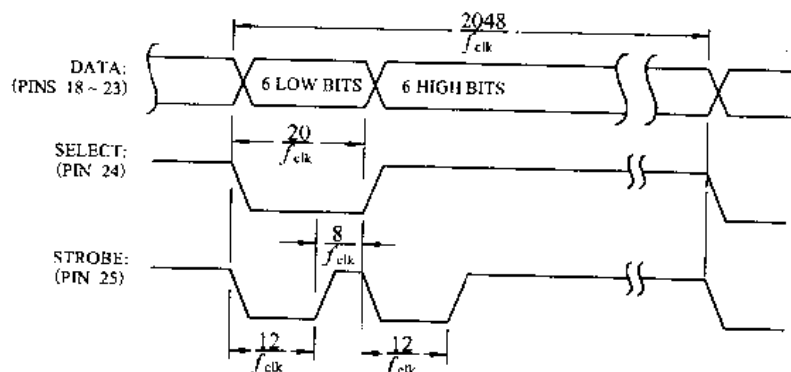


图 13.32 DAC12bit 输出方式时序图

### 13.3.1.3 LM628 的用户指令集

LM628 具有如下的技术指标:

位置控制范围:  $-1073741824 \sim +1073741824$  个传感器计数, 即  $-2^{32}/4 \sim 2^{32}/4$ 。

速度控制范围:  $0 \sim 1073741823/2^{16}$  计数/采样, 即每次采样的计数范围为  $0 \sim 16383$ , 分辨率为  $1/2^{16}$  计数/采样。

加速度控制范围:  $0 \sim 1073741823/2^{16}$  计数/采样/采样, 即  $0 \sim 16383$  计数/采样/采样, 分辨率  $1/2^{16}$  计数/采样/采样。

工作方式: 位置控制和速度控制。

控制算法: 比例、积分、微分(PID)。

采样间隔(T): 微分:  $2048/f_{clk} \sim 2048 \times 256/f_{clk}$  (对于  $f_{clk} = 8\text{MHz}$ , 即  $256 \sim 65536\mu\text{s}$ ); 比例、积分:  $2048/f_{clk}$ 。

从上述技术指标可以看到 LM628 为形成伺服系统提供了必要的资源和设计的灵活性。LM628 的主机接口为上级机对其编程和监控提供便利,而在软件上主机的编程和监控功能则是通过向 LM628 下达用户指令来实现的。LM628 支持的用户指令集如表 13.4,这些指令包括初始化、中断控制、滤波器控制、轨迹控制、数据上报等功能,其中一些指令是单独的,而另一些指令需要一个支持数据结构。例如,指令 STT(启动)不需附加数据,而指令 LFIL(装入滤波器参数)则需要附加上微分项采样间隔和滤波器参数等 2~10 个字节的数据。

表 13.4 LM628 用户指令集

指令	类型	说 明	hex	数据 字节	指令	类型	说 明	hex	数据 字节
RESET	初 始 化	复位	00	0	LFIL	滤 波	装入滤波器参数	1E	2~10
PORT8		选择 8 位输出	05	0	UDF	轨 迹	修改滤波器参数	04	0
PORT12		选择 12 位输出	06	0	LTRJ		装入轨迹数据	1F	2~14
DFH		定义原点	02	0	STT		启动	01	0
SIP	中 断	设定 index 位置	03	0	RDSTAT	报 告	读状态字节	—	1
LPEI		误差中断	1B	2	RDSIGS		读信号寄存器	0C	2
LPES		误差停	1A	2	RDIP		读 index 位置	09	4
SBPA		设定断点,绝对	20	4	RDDP		读预定位置	08	4
SBPR		设定断点,相对	21	4	RDRP		读实际位置	0A	4
MSKI		屏蔽中断	1C	2	RDDV		读预定速度	07	4
RSTI		复位中断	1D	2	RDRV		读实际速度	0B	2
					RDSUM		读积分和	0D	2

因篇幅所限,各用户命令在此不作详细说明,有兴趣的读者可参阅有关文献。和任何微处理器与外围芯片之间的命令和数据传输一样,主机和 LM628 之间的命令和数据的传输,必须遵从相应的时序。

#### 13.3.1.4 LM628 的基本功能

##### (1) 位置反馈接口功能

增量编码器三个信号 A、B 和  $\overline{IN}$  接至 LM628。两个正交信号用来跟踪电动机的绝对位置,它们组成四个不同逻辑状态,此逻辑状态的每一次改变,相应的 LM628 内位置寄存器增加或减少一个数。这样,系统分辨率比该编码器条纹数高 4 倍。这也是位置最大计数为  $2^{52}/4$  的原因。

$\overline{IN}$  信号是每一转出现一次低电平的脉冲信号,当编码器三个信号都是低电平时产生 index 信号送内部专门的寄存器 index,用于记录电动机的绝对位置。

##### (2) 速度曲线的发生

梯形速度曲线发生器计算出期望位置与时间关系。在位置控制方式时,主计算机确定了加速度(减速度)、最高速度和最后位置并通过用户命令传递给 LM628,LM628 则利用这些

信息使电动机以规定加速度加速到最高速度,或开始减速,直至停到规定的最终位置上。图 13.33(a)表示这种简单的梯形速度曲线,其中减速度和加速度相等。但在某些运动过程中,最高速度或目标位置允许改变,电动机相应地进行加速或减速,如图 13.33(b)所示。

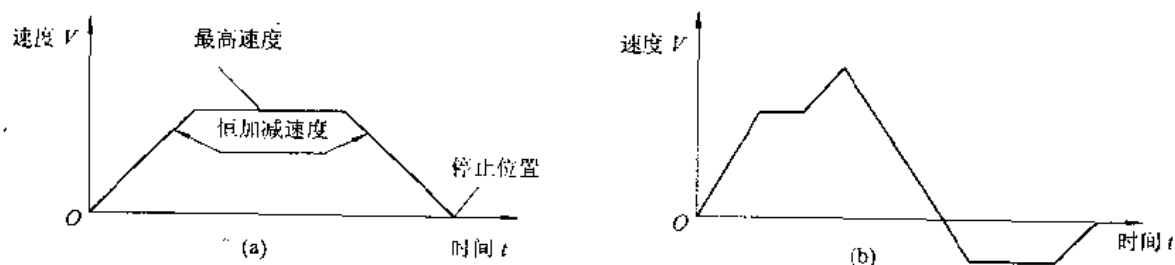


图 13.33 两种典型速度曲线

在速度控制方式时,电动机以规定加速度加速至规定速度,并维持这个速度直至指令结束。如果运动存在扰动,其长时间的平均速度仍维持为恒值。

运动轨迹参数是以 32 位计数表示的值。位置是一个带符号的量,而速度和加速度则定义为由 16 位整数部分和 16 位小数部分组成的正数。速度的整数部分表示每次采样间隔中电动机转过的计数,而小数部分则表示每次采样间隔中附加的小数部分的计数。虽然位置的分辨率受到整数计数的限制,小数部分的计数却提高了平均速度的精度。加速度也同样处理。在每次采样间隔中,由命令指定的加速度被加到当前给定速度上以产生新的给定速度,除非给定速度已经到达。下面举例说明设置轨迹参数。

若配备每转 500 线编码器的电动机,要求以  $1\text{r/s}^2$  加速度加速至  $600\text{r/m}$ ,最后减速并精确地停在离起始位置  $100\text{r}$  的位置。轨迹参数计算如下:

设  $P$  为目标位置(单位:编码器计数), $R$  为每转计数(编码器线数 $\times 4$ ),则有:

$$R = 500 \times 4 = 2000;$$

$$P = 2000 \times 100 = 200000; P(16 \text{ 进制码}) = 00030D40\text{H}(\text{写入 LM628})$$

对于 6MHz 时钟,采样时间  $T = 2048/6 = 341\mu\text{s}$ 。

设  $V$  为速度(计数/采样),则有:

$$V = RT \times \text{期望速度} = 2000 \times 341 \times 10^{-6} \times 600/60 = 6.82(\text{计数/采样})$$

换算为 32 位值

$$V = 6.82 \times 65536 = 446955.52 \approx 446956 = 0006D1\text{EC}(16 \text{ 进制})$$

设  $A$  为加速度(单位:计数/采样/采样)

$$\begin{aligned} A &= RTT \times \text{期望的加速度} = 2000 \times 341 \times 10^{-6} \times 341 \times 10^{-6} \times 1 \\ &= 2.33 \times 10^{-4}(\text{计数/采样})^2 \end{aligned}$$

换算为 32 位值

$$A = 2.33 \times 10^{-4} \times 65536 = 15.24 \approx 15 = 0000000\text{F}(16 \text{ 进制})$$

上述计算中,速度和加速度都乘以  $65536 = (2^{16})$ ,是为了提高其分辨率设计的。经这样换算后的小数在取整时舍去。写入 LM628 的  $P$ 、 $V$ 、 $A$  都应是 16 进制码。

### (3) PID 补偿滤波器

LM628 用一个数字 PID 滤波器来补偿被控制的闭环系统。在预定位置上,对于任何扰动,电动机都产生一个转矩来保持此位置。此回复转矩正比于位置偏差加上偏差的积分和微

分。LM628 给电动机的输出信号可表示为

$$u(n) = K_p e(n) + K_i \sum_{n=0}^n e(n) + K_d [e(n') - e(n' - 1)] \quad (13.30)$$

这是大家都很熟悉的 PID 控制方式的离散形式。式中  $n$  表示第  $n$  次采样, 而  $n'$  表示以微分采样速率进行的采样,  $K_p$ 、 $K_i$ 、 $K_d$  为由用户设定的滤波参数。

电路内的位置误差信号为 16 位, PID 运算的结果也是 16 位。取决于输出方式, 取 16 位结果的高 8 位或高 12 位作为 LM628 输出, 成为控制电动机的信号。

#### (4) DAC 输出

LM628 的 DAC 输出口可提供锁存 8bit 并行输出或双重 12bit 输出。这个 DAC 输出数据是移位二进制码。对于 8 位码, 其零点是 80h, 对于 12bit 码, 零点是 800h。当输出数据小于零点时, 电动机产生的是负转矩; 大于零点的数据, 则产生正转矩。

这里顺便介绍一下 LM628 的姐妹芯片 LM629, LM629 的 DAC 输出口提供两个信号, 一个是 8 位的 PWM 信号 (19 脚), 另一个则是符号 (18 脚)。这种输出可用来直接驱动开关型功率放大器, 形成脉宽调制驱动装置并进而驱动电动机。

#### 13.3.1.5 运动控制器的电路设计

图 13.34 给出了一个基于 LM628 的最小系统。LM628 用 8bit 并行总线与主计算机接口。地址线经译码后作为 LM628 的  $\overline{CS}$  输入; 地址的 LSB 直接驱动  $\overline{PS}$  输入。LM628 8bit DAC 输出接 D/A 转换器, 送 LM12 线性功率放大器驱动直流伺服电动机。

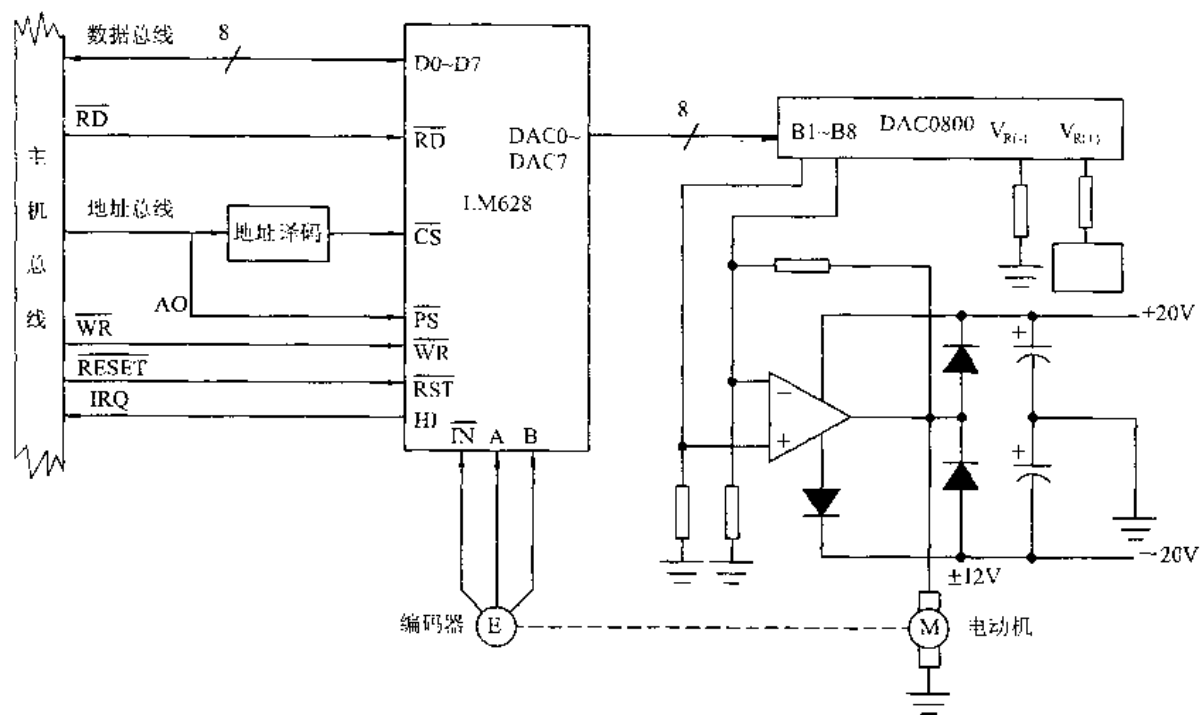


图 13.34 基于 LM628 的最小系统

### 13.3.2 基于 PC 技术的运动控制器

计算机技术的发展在工业控制领域也同样导致技术面貌的迅速改变。工业控制机, 特别



是采用 PC 技术的工业 PC 的涌现,大大推动与促进了开放式运动控制系统的发展。基于工业 PC 的运动控制器可以利用 PC 强大的软件环境和技术支持,摆脱专用封闭式控制系统的束缚和不便,树立运动控制系统的新概念。

计算机技术引入运动控制领域,其作用可从两方面来考虑。

从软件上看,其主要作用就是利用计算机的高效运算功能、管理与监控能力以及丰富的软件资源,实现更高级的控制算法、轨迹插补算法以及补偿算法,从而丰富运动控制的软件,并可大大提高伺服扫描速度,提高系统的分辨率,以实现最小的移动单位和最大的进给速度,便于用微小程序段连续以高速度、高精度实现轨迹形状复杂的曲线或曲面运动,使控制单元精细化。

从硬件上看,可以利用 PC 这一通用平台,建立开放式的模块化结构的伺服运动控制系统,另外伺服控制器的模块化和并行通讯设计还为直接利用计算机作伺服控制算法研究和实时监控提供了方便,也为多轴联动参数匹配化设计提供了方便,在高性能的硬件支持下,为进一步研制开发更高性能的智能型伺服模板打下了基础,也为运动控制系统的级联运行及并入网络构成 FMC、FMS 与 CIMS 创造了条件,以满足工厂自动化规模越来越大的要求。

在数控机床、机器人一类需大量轨迹插补运算的运动控制系统中,PC 总线的计算机系统由于其丰富的软件资源而得到越来越广泛的应用。在这类系统中,坐标变换、轨迹规划、插补运算等由计算机完成,而多轴伺服电机的控制则由以插卡形式插在计算机总线(如 ISA 总线和 PCI 总线)插槽上的运动控制器实现。这种运动控制器现多采用如下方案之一构成:

(1) 基于通用微处理器型 如由 8088、8031 等为核心部件,加上存储器、编码器信号处理电路及 D/A 转换电路等。其位置环控制算法由事先编好的程序固化在存储器中。这个方案采用元器件较多,可靠性低,体积比较大,而且控制参数不易更改,软硬件设计工作量大。

(2) 基于专用微控制器型 如前节介绍的 LM628,惠普公司的 HCPL1100 等。用一个芯片即完成速度曲线规划、PID 伺服控制算法、编码器信号的处理等多种功能。一些需要用户经常更改的参数如电机位置、速度、加速度、PID 参数等均在芯片内部的 RAM 区内,可由计算机用指令很方便地修改。回路采样时间可达  $256\mu\text{s}$  以内。但由于受运算速度的限制,复杂的控制算法和功能很难实现。

(3) 基于数字信号处理器型 20 世纪 90 年代以来,DSP 在运动控制器中得到越来越广泛的应用,这主要是因为它的高速运算使很多复杂的控制算法和功能得以实现,而且集成度更高,它利用控制器本身独特的硬件结构可实现快速的硬件位置捕捉功能。目前市场上已出现了多种 DSP 型的高级运动控制器,这些芯片能同时控制多轴,有的已包含了运动轨迹插补运算及包含有前馈补偿功能的 PID 算法等,这为多轴伺服电机的控制带来了极大的方便。

#### 13.3.2.1 多轴运动控制卡设计

传统的伺服控制装置中一般采用通用微机或以单片机作为下位机,在上位机与下位机之间通过通信线传输数据来实现位置控制。由于这种系统中存在的瓶颈问题导致控制性能不理想。而现在由于集成化的提高,可以将整个控制器做成 PC 机中的一块插卡,直接插在工业 PC 机的总线插槽中。由于器件性能的提高,电路设计的简化,通信能力的增强等因素,导致伺服控制性能的大大提高。



下面介绍一种采用 LM628 设计的可应用于 IBM PC 及其兼容机上的智能化伺服控制卡。每块这样的插卡能完成 3 轴独立的交直流伺服电机的实时闭环运动控制。由于伺服控制板上含有分别控制各轴电机的运动控制器, 所以只需主计算机对其发布命令, 该系统就能完成相应的复杂运动控制任务, 这样便于主机有充足空闲时间处理其他工作, 提高了计算机的控制效率。

在上节介绍的 LM628 最小系统的基础上, 该控制卡具有以下特点:

- (1) 将与伺服驱动器接口的模拟量输出分辨率提高为 12 位。
- (2) 增加每轴 2 路光电隔离式限位输入(可用于关闭电机使能和产生中断)。
- (3) 多个控制卡可共享 PC 总线的总线请求, 实现扩展 3 轴以上的控制。
- (4) 内有板地址译码器和全局地址译码器, 可以实现对多个控制卡或单个控制卡内的全部伺服控制器同时写入, 以实现多轴同步控制。
- (5) 当内含的监视定时器溢出时可产生中断, 并关闭伺服电机使能信号。
- (6) 板内含一路可编程定时器, 可供用户产生定时中断。
- (7) 逻辑电路使用 GAL 芯片编程实现, 大大简化电路设计。

图 13.35 为其硬件结构框图。该控制卡采用 PC/AT 总线实现主计算机与控制卡之间的信息传递。控制卡占用板地址与全局地址两个连续的地址空间, 通过板地址, 主 CPU 可访问控制卡上的伺服控制器、中断控制器、限位使能、中断定时器及监视定时器等, 也就是说, 可以读写控制卡上所有信息。全局地址是一块只写的端口地址, 它和板地址是完全独立

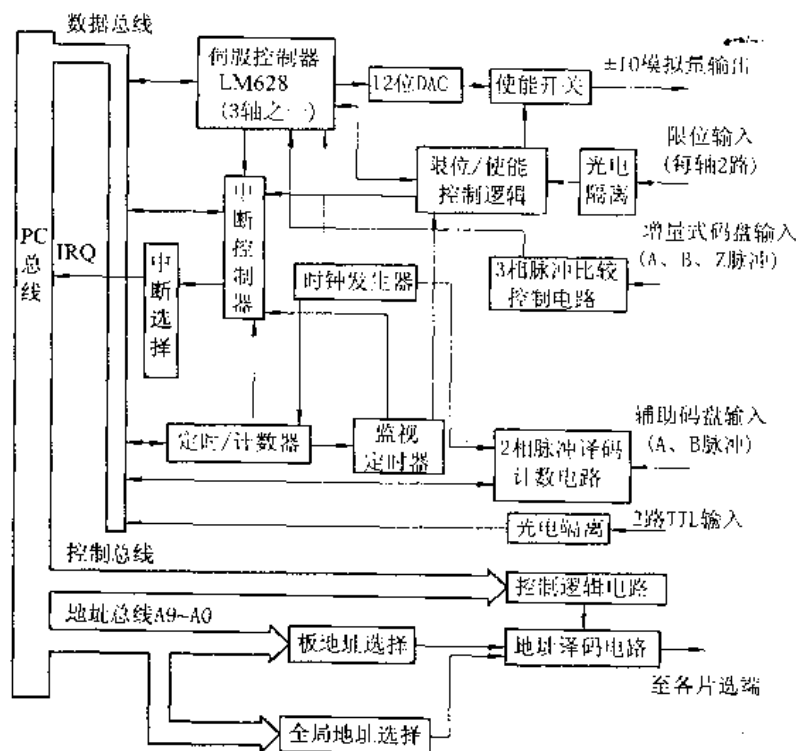


图 13.35 插卡式运动控制器

的, 用于同时向所有卡上的伺服控制器、监视定时器及中断定时器进行写操作, 以实现多个伺服控制卡及卡上各路同步操作。多个伺服控制卡可具有共同的全局地址, 但各个伺服控制

卡要有自己唯一的板地址。

控制卡上有 3 个伺服控制专用芯片 LM628(图中只画了一个),分别用于控制 3 轴伺服电机。来自 3 个伺服电机的增量式码盘输入信号(A 相、B 相和 Z 相脉冲),经电平变换后分别送入 LM628 经四倍频和计数后作为反馈信号,由 LM628 根据主计算机给定的位置、速度、加速度生成梯形轨迹速度曲线作为给定值,实现伺服电机的反馈控制。

主计算机对该控制器发送命令,伺服控制器即按给定的运动形式输出相应的数字信号,本卡中 LM628 工作于 12 位工作方式,先输出低 6 位数据,由锁存器 74LS373 锁存,然后输出高 6 位与低 6 位一并同时写入 D/A 转换器,该信号经 12 位 D/A 转换器 AD767 转换成  $\pm 10\text{V}$  模拟信号,经使能开关送到伺服电机驱动器来控制伺服电机的运动。

通过使能控制电路的模拟开关可以接通和关断至伺服驱动器的模拟量输出,从而在出现紧急情况时停止电机的运行。该电子开关的选通控制端由监视定时器、限位输入和主 CPU 进行控制,其中:主 CPU 可通过写命令接通和关断使能开关,并可查寻使能状态;通过跳线设置可选择当监视定时器溢出时,断开所有电机的使能;控制卡每轴包含 2 路限位输入,当任一路发生限位时,可断开该轴电机的使能。

图 13.35 中辅助码盘输入的 2 相方波信号,经四倍频后送入计数器,可用于实现对手轮脉冲发生器等信号的检测。

中断控制器 8259 用于扩展 8 个中断源,按优先级排列分别为监视定时器中断、3 个伺服控制器 LM628 产生中断及 3 轴限位中断。其中,伺服控制器 LM628 可产生由 INDEX 脉冲引起的到达索引位置中断、超过给定位置误差中断、到达设定断点中断、轨迹完成中断、命令错误中断等,当发生中断时,主机可通过查询 LM628 的中断状态字来确定中断的类型。

板上的可编程定时/计数器 8254 包含三个独立的 16 位计数器。其中通道 0 工作于模式 3,用于对主时钟(频率为 8MHz)分频,通道 0 的输出作为通道 1、通道 2 的时钟输入;通道 1 工作于模式 2,为提供给用户的中断定时器;通道 2 工作于模式 0,用作系统监视定时器,以提高伺服控制系统的抗干扰能力,保证系统可靠运行。

控制卡正常运行时,主计算机通过 I/O 口对伺服控制器 LM628 按给定的加速度、速度、轨迹位置和数字 PID 参数进行设定,控制器就可规划出相应的梯形速度曲线,且减速度等于加速度。控制器定时采样增量式码盘的反馈值来获得实际位置信号,并计算出与给定的位置误差  $E$ ,然后通过 PID 调节器对误差进行处理,产生的输出信号经 DAC 转换成模拟量后送到伺服驱动器,通过控制伺服电机的运转,实现位置的闭环控制,从而保证电机按照预期的轨迹运动。

伺服控制卡的控制软件 and 用户应用软件之间的接口,可以采用多种语言编写,也可采用库函数的形式编写与调用。

### 13.3.2.2 基于 DSP 的多轴运动控制卡 PMAC

由 Delta Tau 公司开发的开放结构运动控制器 PMAC 是世界上功能最强的运动控制器之一。PMAC 运动控制器以 Motorola 的 DSP56K 系列数字信号处理器(DSP—Digital Signal Processor)为核心,形成支持多种总线(ISA、PCI、VME)插槽的卡式产品。一块插卡可以同时操纵 8~32 个轴,并且可以并联运行,同时控制 128 个轴到 224 个轴的运动。

PMAC 所以能具有优异的性能乃是源于 DSP 非凡的数据处理能力,而 DSP 数据处理能力的关键则是其特有的结构设计。DSP56000 系列处理器采用双哈佛结构,其中的 3 个执

行单元(PCU、AGU 和 ALU),3 组地址总线(PAB、XAB 和 YAB)和 4 组数据总线(PDB、XDB、YDB 和 GDB),使得在冯·诺依曼体系处理器中需要顺序执行的多个操作在 DSP 中可以同时执行,使得 MAC 操作得到最大的优化。

在 ALU 中配置了称之为 MAC 的乘法/累加(Multiply/Accumulate)操作部分。如图 13.36 所示,一个有限冲激响应(FIR)滤波器的运算需要两个操作数  $c(k)$  和  $x(n-k)$  相乘,然后将乘积累加。而在 DSP 中,MAC 执行一个如下操作:

$$24 \text{ 位数据} \times 24 \text{ 位数据} \div 56 \text{ 位数据} \rightarrow 56 \text{ 位数据}$$

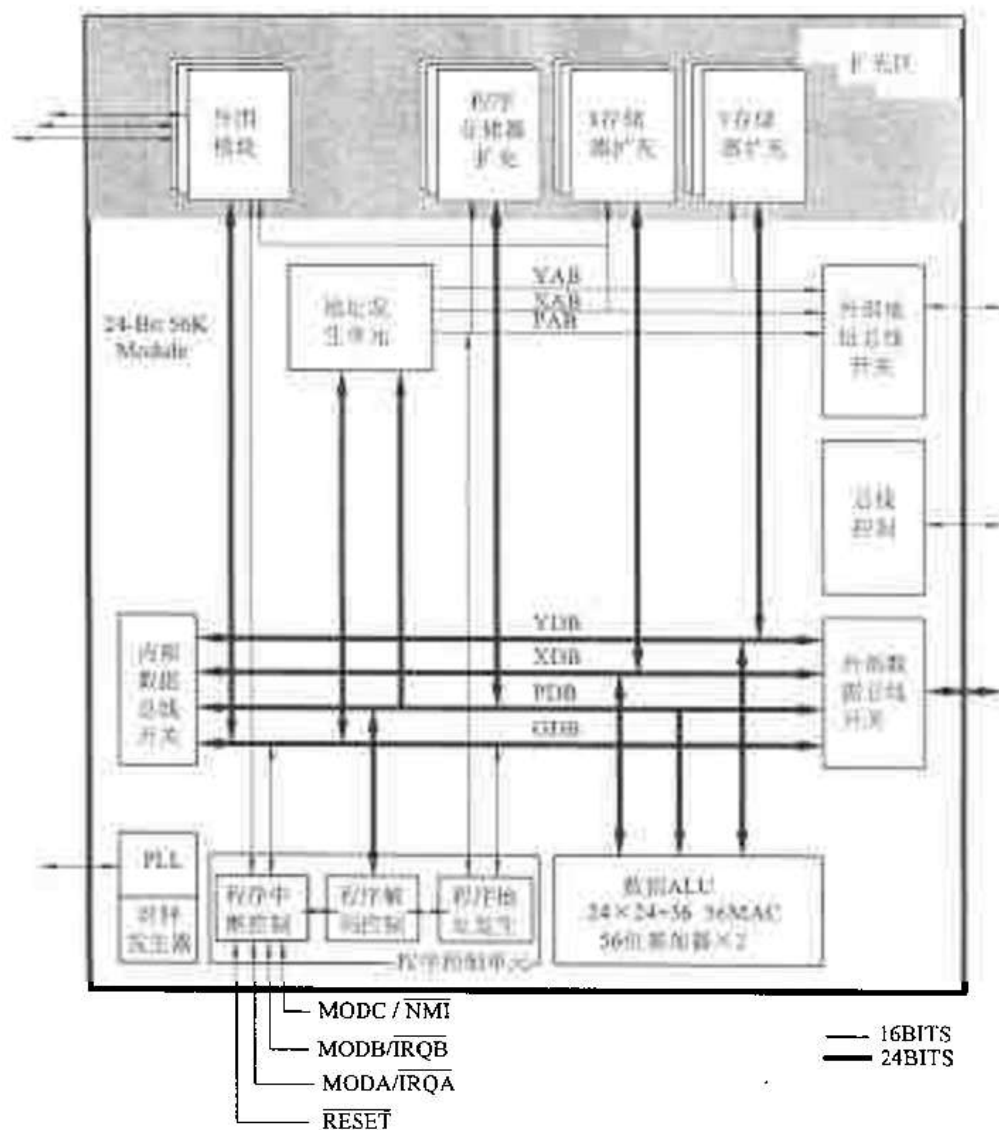


图 13.36 DSP56K 的结构

这个 DSP 的基本操作功能是驻留在芯片中的,它利用两个分立的存储器 X 和 Y 存储操作数,并送到 MAC 进行单周期的操作,整个过程必须在程序的安排下进行(见图 13.37)。因为两个存储器和 MAC 都是独立的,DSP 可以在一次操作中完成两个数据传送、一次乘法和一次累加,其结果是运算达到很高的速度。DSP56K 系列处理器的高吞吐量使得其具有高速、精确、并行处理等特色,适宜于需要高速运算和大吞吐量的应用,而运动控制系统正是这

样的应用。

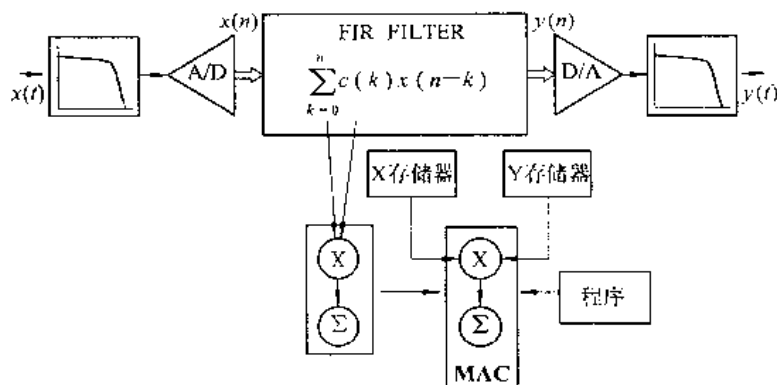


图 13.37 DSP 的 MAC 操作

PMAC 运动控制器所控制的每一个轴均完全独立,即一块插卡可以操纵 8 台不同机器的 8 个单轴,或者同一台机器的 8 个轴,或者两者之间的任意组合。在对伺服数据的处理能力、轴特性及输入信号带宽方面,PMAC 控制器由于采用专门的模块化结构,编码输入的串行处理速度是大多数控制器的 10 到 15 倍。而且可从高分辨率编码器件接收低插补位的 5 位并行数据,可得到 320MHz 的有效输入带宽。

PMAC 运动控制器具有极强的灵活性,可适配当前普遍应用的多种不同总线结构、不同类型电机、反馈元件以及指令数据结构,可随时对 PMAC 硬件进行升级。PMAC 控制器允许同一控制程序在所有总线上运行,同时允许每一轴上电机和反馈元件的不同组合(见表 13.5)。

表 13.5 PMAC 控制器的选择

总线	PC XT/AT, VME, STD32, PCI, PC104
电机类型	直流电机(有刷、无刷、直线), 交流异步电机, 步进电机
反馈	增量编码器(直线/旋转), 绝对编码器, 旋转变压器, 直线电压位移传感器或者电位计, 激光干涉仪, 磁致伸缩位移传感器
控制码	PMAC(类 BASIC ASIC I 命令), G-代码(机床), Auto CAD®转换

为使某种插卡适配于特定的用途,PMAC 在软件上提供了许多称之为 I 变量的初始化参数,这些参数大多用于针对电动机进行正确的设置。PMAC 提供了被称之为 PEWIN 的执行程序和相关的软件包 Plsetup 和 MACplot。PEWIN 具有如下的主要工具和特性:

- (1) 用于用户和 PMAC 通信的终端窗口;
- (2) 用于实时系统信息和调试的监视窗口;
- (3) 显示系统中各电动机位置、速度和跟随误差等的位置窗口;
- (4) 多种调整 PMAC 的方法;
- (5) 数据收集和绘图接口。

图 13.38 为 PMAC2-PC 的结构图。PMAC2 与 PMAC1 的区别在于后者的控制输出是  $\pm 10V$  的模拟量,而 PMAC2 的输出则是类似于 LM629 的 PWM 波形和方向信号。PMAC2 以数字信号处理器 DSP56002 为核心,扩充配备了诸如存储器、ASIC 电路等器件,形成完整



- (1) 显示输出接口 可连接液晶和荧光显示器,显示文本和变量数值;
- (2) 控制面板接口 连接专用的控制输入、专用指示灯、正交编码器输入、模拟量输入等;
- (3) 手轮多路切换口;
- (4) 串行通信口;
- (5) 通用数字量输入/输出口;
- (6) 机床接口 连接模拟量输出、增量编码器输入、输入和输出的标志信号和电源等;
- (7) LED 指示。

(1) 本章第一节内容在于使读者了解并掌握基本的插补原理,能够对运动轨迹插补计算到输出脉冲或数据量分配有一个较具体的认识。运动轨迹插补控制是运动控制系统中一个重要的计算任务,而且又必须是实时的,本节着重介绍了逐点比较法、数据采样法两种连续轨迹的插补原理,这两种方法在运动轨迹控制系统中被广泛地应用着。

尽管插补方法很多,每种方法都有自己的特点,如计算精度与计算速度,究竟在设计时应选用何种插补方法,这与系统要求的精度、所选用的伺服系统、计算机条件以及设计者的方便和爱好等相关。

(2) 位置控制是运动控制系统的基本功能,其性能影响运动控制系统的最终性能。本章第二节在介绍一些常规设计技术和控制方法的基础上,提出了改进开、闭环系统精度的措施。同时,由于计算机的引入,其中的部分硬件被软件所取代,使其硬件线路大为简化,而且也改善了伺服系统性能,通过这一节学习,应掌握开、闭环伺服控制系统的组成、特点及微机在位置控制中的应用。

坐标轴控制是运动控制系统中要求最高的位置控制,它不仅对单个电机的运动速度和精度有严格要求,还要求参与运动的每个电机要有很好的协调。本节通过对轮廓轨迹误差与精度的分析,提出了参与运动的每个伺服单元不仅参数设计要保持一致性,还应努力保持动态特性的相关性,在此基础上,介绍了改进轮廓精度的措施。通过本节学习,应掌握单轴位置精度与运动轨迹精度的区别。

(3) 专用运动控制器使运动控制系统的硬件、软件结构实现了模块化、标准化、通用化,使运动控制系统的体系走向开放式结构,导致功能和性能的显著提高。本章重点介绍了基于专用运动控制器和数字信号处理器的多轴运动控制器的设计思想,体现了计算机技术在这一领域内的飞速进展和高层次应用。

通过本章的学习,读者可对运动控制所涉及的领域有个大致了解,初步掌握运动控制系统中与控制有关的特有的理论和技术,为运动系统控制技术的深入研究奠定基础。

## 习 题

- 13.1 欲用逐点比较法插补直线  $OA$ , 起点  $O(0,0)$ , 终点  $A(12,15)$ , 试写出插补过程并作出插补轨迹图。
- 13.2 利用逐点比较法插补圆弧  $AB$ , 起点  $A(8,0)$ , 终点为  $B(0,8)$ , 试写出插补过程并绘轨迹。
- 13.3 欲用数据采样法插补一条直线  $OA$ ,  $O$  点在原点,  $A(x_e, y_e)$  点坐标值为  $x_e=8, y_e=6$ 。  
若  $v=1000\text{mm/min}$ , 采样周期  $\lambda=10\text{ms}$ , 试计算各采样周期的插补值并绘轨迹。  
若  $v=500\text{mm/min}$ ,  $\lambda=5\text{ms}$ , 试计算各采样周期的插补值并绘轨迹。
- 13.4 试用数据采样法插补原理设计直线插补流程框图(含四个象限)。
- 13.5 分别用硬件和软件实现步进电动机的三相六拍环行分配。
- 13.6 试述在步进电动机控制系统中,升降速与细分控制的意义与作用。
- 13.7 在位置检测组件中,鉴相、倍频线路各有什么作用? 能否自己再设计一种具有此功能的线路。
- 13.8 在计算机控制的伺服系统中,为什么要对位置环增益  $K_v$  进行调节控制?
- 13.9 试用单片机 8031 设计一个基于运动控制器 LM628 的位置伺服系统。



## 14 液压、气动与机器人控制初步

### 本章提要

本章是对本书前面各章的一个补充和有关知识的概述。首先介绍现代运动控制系统中另外两种重要的驱动和控制方式——液压和气动驱动和控制,然后介绍机器人的运动控制基础。通过基本原理和应用实例提供有关这些系统的一些初步概念。

目前运动控制系统常用的主要传动方式有液压传动、气压传动和电气传动等三种基本类型。随着对操作高速度与高精度的要求,操作的日益复杂化,以及对传动方式的便利程度的选择,目前电气驱动装置优势明显,所占有的比例越来越大。但是在运动控制系统发展的初期,由于大多采用曲柄连杆机构以及点位控制,液压与气压传动方式得到广泛应用。目前在需要出力很大,或运动精度不高或有防爆要求的场合,液压与气压传动仍可获得满意的应用。鉴于电气驱动系统已在本书的前面各章作了详细的阐述,本章主要对液压与气动驱动系统作一个入门性的介绍。

机器人技术是当代高新技术的汇合点之一,涉及力学、运动学、机械学、控制论、电工电子和计算机技术等学科,尤其是运动控制系统的理论和技术的综合体现。本章在最后介绍与工业机器人的运动控制有关的一些入门性问题。

### 14.1 液压与气压传动系统

#### 14.1.1 液压传动的基本原理

液压传动广泛应用于国防工业的坦克、飞机、舰艇、导弹、火箭和民用工业的各种机床、油压机、连铸机、装载机、挖掘机、混凝土泵车等。总之,一切有机械设备存在的工程领域中都可能采用液压传动。从1795年第一台水压机问世,到19世纪已制造出了液压传动的龙门刨床和磨床。二次大战中,因军事上的需要又出现了液压伺服系统。近20年来,液压传动又在比例控制、二通插装阀、球式逻辑阀、交流液压技术及液压计算机辅助设计方面出现了大量新技术,使液压传动从一般传动推进到了高精度、全自动、智能化的高技术领域,出现了大量的机、电、液、计算机一体化的现代化设备。

液压传动以油(水)作为工作介质,系统可以是开环的或是闭环的,可以是直线的或是旋转的。大多数的开环控制能实现点到点的精确控制,但中间不能停留,有时称这种方式为砰-砰(bang-bang)控制,因为它从一个位置到另一个位置是碰到一个挡块后才停下来。而闭环的液压系统能实现精确的位置控制,如液压伺服控制与电子技术的结合,构成完美的电液伺服系统,是当今机电一体化高技术的核心技术。特别是全数字式液压伺服控制技术,已成为20世纪90年代高科技的重大成果之一。

液压驱动优越于电气驱动的根本之处是它的本质安全性。例如喷漆环境因为存在着电弧引爆的可能性,对安全性提出了严格的要求,要求在易爆区域中所带电压不超过 9V,如采用电动机驱动就要进行密封防爆处理,而液压系统因为不存在电弧问题,因此在易爆气体的应用环境中大都选用液压驱动。

液压技术涉及不可压缩的液体的运动,其理论基础是流体力学中的帕斯卡定理和伯努利定理。帕斯卡定理指出压力在液体中的各方向上相等地传输。伯努利定理则指出如果没有摩擦和做功,流体的能量守恒。

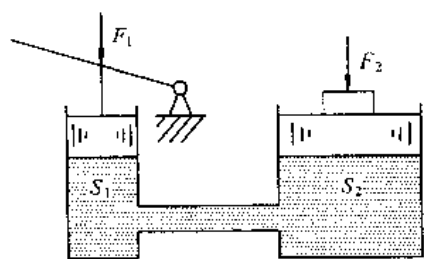


图 14.1 液压传动工作原理图

液压传动是利用密封工作容积内液体的压力能来完成由原动机向工作装置的能量或动力的传递、转换与控制。所依据的最基本的原理就是物理学和流体力学中液体不可压缩和液体中压强向各方向作等值传递的特性。在图 14.1 中大小两个液压缸用油管连接,当小活塞受力并向下移动时,小液压缸排出的液体进入大液压缸,由于液体不可压缩,则小液压缸排出的液体体积等于大液压缸流入的液体体积,迫使大活塞上升推动负载做功。由于两个液压缸中的压强相同,故当小活塞 1 上作用较小的主动力时,就可以平衡作用于大活塞 2 上很大的负载力。这就是我们常见的液压千斤顶和油(水)压机的工作原理。设两个油缸的截面分别是  $S_1$  和  $S_2$ ,工作中的行程分别是  $l_1$  和  $l_2$ ,则存在下列关系

$$\frac{l_1}{l_2} = \frac{S_2}{S_1} \quad (14.1)$$

$$\frac{F_1}{F_2} = \frac{S_1}{S_2} \quad (14.2)$$

从能量转换角度来看,小液压缸是把小活塞作用的机械能转变成液压能(压力、流量),大液压缸则把这个液压能又重新转换成推动负载的机械能。在这个过程中,力得到了放大,但是输入的功  $F_1 l_1$  等于输出的功  $F_2 l_2$ ,能量是守恒的。

### 14.1.2 液压传动的基本元件

液压系统中有五种元件:驱动装置、泵、控制阀、马达和负载。驱动装置可以是电动机或其他动力机。泵在液压系统中主要用于增加压力。马达的功能和泵相反,它把液压输入转换为机械的输出,形成负载的旋转或往复运动。

在液压传动中的另一种划分方法是把将机械能转变成液压能的装置都称为动力元件,如液压泵;而把液压能转换成机械能的装置称为执行元件,如液压缸、液压马达等。

和电路图一样,液压系统也用各种符号表示系统的组成和结构。图 14.2 表示了一个典型的液压系统,图中表示了一些常见的液压元件。

下面分别对液压传动系统中的五种元件类型略作叙述。

**动力元件**——完成机械能至压力能的转换。典型的动力元件为液压泵。在图 14.2 中液压泵把油箱中的液压油打入液压系统中去。

**执行元件**——液压泵把机械能转换成液体的压力能。而液压马达则是把液体的压力能

转换为机械能。从原理上液压泵和液压马达具有互逆性,就像发电机和电动机一样。但是为了提高其工作性能,在其各自结构上采取的措施限制了这种可逆性。

另一种重要的执行元件是液压缸。液压缸分为直线往复式和摆动式两种,直线往复又有单作用与双作用、单出杆与双出杆、活塞式与柱塞式等区别。单作用指的是液压只能在一个方向上推动活塞,活塞的返回要靠弹簧。

图 14.2 中的液压缸即为最典型的双作用单出杆活塞缸,这种缸通过两个油口液压油的进出实现活塞杆的双向直线运动。

控制元件——对系统压力,对执行机构的运动速度和运动方向实行控制。控制元件主要为各种各样的阀。

溢流阀的作用是在压力过大时让部分油返回油箱,从而控制了系统中的油压。

单向阀(逆止阀)防止液压油逆向流动。

形形色色的换向阀的作用是切换油流的方向。

换向阀只具有开关切换的功能,而节流阀因为可以通过改变阀口通流面积或通流通道的长度来改变流阻,则导致其具有连续调节流量的功能。

在需要系统具有伺服功能,使系统的输出自动地、快速地和准确地跟踪输入时,就需要采用伺服阀。液压伺服阀有滑阀式、射流管式、喷嘴挡板式、转阀式和电液式等。

辅助元件——起辅助作用。如油箱、滤油器、油管、密封装置等分别起贮油、过滤、输送和防漏保压等作用。辅助元件在液压系统中必不可少。

油管相当于电路中的导线,油箱的作用类似于电路中的接地,因为油流最终都要返回油箱。在图 14.2 中有多个油箱符号,这并不表示实际存在这么多油箱。

工作介质——液压系统中的工作介质为液压油或水基液体,它们存在于上述四种元件之中,起传递动力和能量的作用。

以液体作为介质,将动力元件和执行元件再配以各种用途的控制元件及油箱、油管等辅助元件即可组成各种液压传动装置。上述各种元件相互之间的关系可表示为如图 14.3 的方框图。

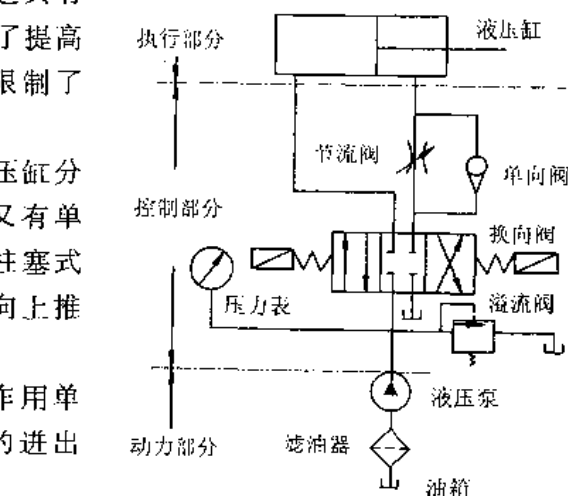


图 14.2 液压系统的组成

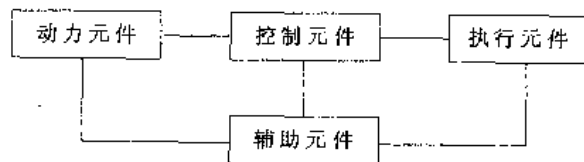


图14.3 液压系统组成框图

下面介绍两种典型的控制元件——三位四通换向阀和电液伺服阀。

三位四通换向阀的内部结构如图 14.4 所示,由外部的阀体、内部的可滑动的阀芯和 4 个出入口 A、B、P 和 T 组成,取决于滑阀的位置,这 4 个出入口形成液流可反向的来回两个油路。顾名思义,这种换向阀有三个位置:一个位置如图 14.4(a),这时两路油路都不通;第二个位置滑环移动到阀腔的左边如 14.4(b)所示,这时液压油可以由 P 流向 B,由 A 流向 T;下面就可以推断在第三个位置中,滑阀移动到阀腔的右边,液压油可以由 P 流向 A,由 B

流向  $T$ 。这里我们可以注意到图 14.4 中的换向阀的符号表示的实际是阀芯的功能和位置, 其中的箭头表示油流的方向。

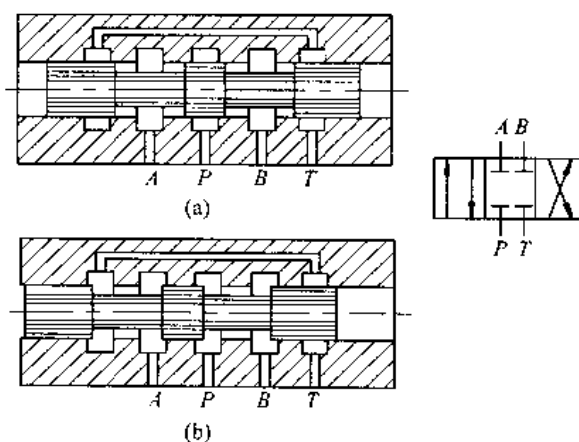


图 14.4 三位四通换向阀

现在分析图 14.2 中三位四通换向阀的作用。在液压控制系统中可以采用电磁铁代替人工操作, 称为电磁换向阀。图中的三位四通换向阀配备了两个驱动电磁铁。在两个电磁铁均不通电时该换向阀滑阀位置居中, 油流不通。如果左边的电磁铁动作, 滑阀受电磁铁吸引到达左边位置, 可以看到液压油流入液压缸的右缸, 而左缸的油则通过换向阀返回到油箱, 油缸活塞向左移动。同理, 右边电磁铁的动作将导致活塞向右移动。这是一个简单的用电气开关控制液压缸位移的系统。如果在换向阀关闭时未关闭液压泵, 则当油管中压力上升到一定程度, 溢流阀会自动开启, 将液压油返回到油箱, 防止压力过高。

电液伺服阀由两个功能部分组成, 一个是力矩马达, 另一个是喷嘴挡板式液压阀。下面分别介绍这两个功能部分的工作原理(图 14.5)。

力矩马达由上、下导磁体、衔铁、永久磁铁、线圈和弹簧管等组成。弹簧管固定在阀座上, 与下方液压阀中挡板成为一体的衔铁可绕弹簧管的中心偏转, 从而使挡板偏移, 控制液压部分的喷嘴挡板阀工作。此外, 弹簧管在这里还起到使力矩马达与液压部分隔开的作用。如图 14.5 所示, 由永久磁铁和导磁体形成一固定磁场, 在导磁体的左右 4 个气隙  $a$ 、 $b$ 、 $c$ 、 $d$  处磁通的方向都是自下而上的, 当没有控制电流时, 气隙  $a$ 、 $b$ 、 $c$ 、 $d$  的磁通相等, 衔铁处于中间位置。当控制电流通过线圈时, 衔铁被磁化, 产生磁通与永磁磁通叠加。从图中可以看到在某电流方向所产生的磁场作用下,  $b$ 、 $c$  处的磁通得到增强, 而在  $a$ 、 $d$  处的磁通则受到削弱, 这样衔铁将逆时针旋转, 直至与弹簧管的弹性力相平衡。在偏移角度较小时, 衔铁的角位移与控制电流成正比。若控制电流方向相反, 则衔铁将顺时针偏转。

喷嘴挡板式液压阀由喷嘴、挡板和滑阀组成。由图 14.5 可以看到有一路压力油经两个对称的节流孔后, 再经喷嘴与挡板的间隙流回到油箱。当控制电流使衔铁逆时针偏转一角度后, 右边喷嘴挡板间隙减小, 而左边的间隙增大, 从而使  $P_2$  增加,  $P_1$  减小, 导致滑阀左移。注意滑阀左移时又通过反馈杆(弹性元件)力图使衔铁顺时针偏转, 直到衔铁挡板上各力平衡为止, 从而滑阀处于新的平衡状态, 形成一个位置闭环。此时滑阀已左移的这段距离, 即滑阀的开度(开口量)是与输入的信号电流的增量  $\Delta i$  成正比的; 在负载压差一定的情况下, 滑阀

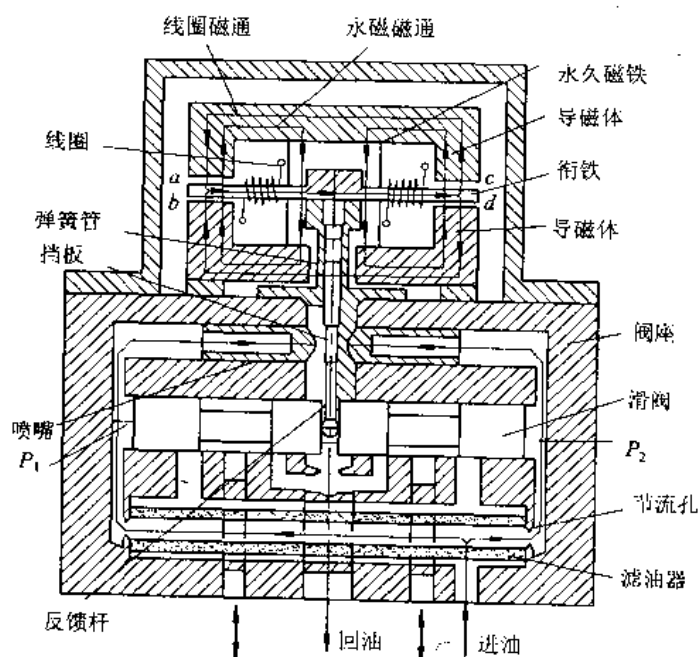


图 14.5 电液伺服阀

的输出流量也是和滑阀的开口量成正比的。因此这种电液伺服阀的输出流量就和输入信号成正比,故称流量控制型电液伺服阀。这种阀的挡板间隙变化很少,所以它的线性度很好。

这种电液伺服阀中的双喷嘴挡板阀为液压前置放大级,滑阀为功率放大级,液压部分具有二级放大,故称二级电液伺服阀。

### 14.1.3 液压伺服系统

液压伺服控制的基本原理是液压流体动力的反馈控制。在这个系统中,以微弱的输入与反馈连接得到的偏差信号,通过液压伺服元件的功率放大作用去控制进入系统的液压能的大小,使系统的输出能够自动地、快速而精确地复现输入量的变化规律。

下面以图 14.6 所示的采用滑阀式液压伺服阀的机-液位置控制伺服系统为例,介绍液压伺服控制的概念。

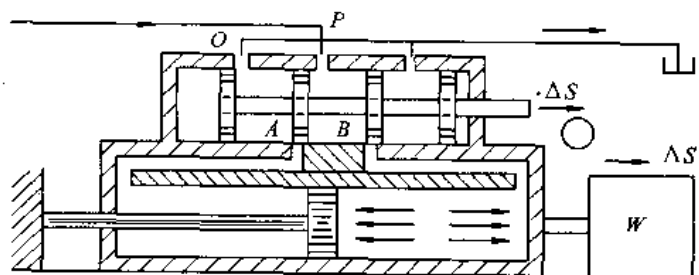


图 14.6 液压伺服系统工作原理图

图中下方为执行工作任务的液压缸,可称之为工作缸。因为工作缸的活塞固定,则工作缸的缸体就是可以移动的。液压伺服控制阀位于工作缸上方并与工作缸连接成一体。工作



介质液压油进入工作缸和从工作缸返回油箱都经过液压伺服阀。

假定工作缸活塞杆直径较小,则液压缸两腔面积近似相等,并与负载 $W$ 相接。伺服阀的出油口 $A$ 、 $B$ 与液压缸的两油口相通,阀芯圆柱台肩的宽度与油口 $A$ 、 $B$ 的宽度相等。当伺服阀阀芯处于中位时,将液压缸两油口封住,液压缸两腔与压力油不通,液压缸与负载处于静止状态。当给伺服阀阀芯一个输入位移 $\Delta S$ 后(如向右),使油口 $A$ 、 $B$ 同时开启,开口量为 $\Delta S$ ,压力油经油口 $B$ 进入液压缸右腔,推动液压缸带动负载 $W$ 向右移动,液压缸左腔油液从油口 $A$ 回油箱。由于伺服阀阀体与液压缸缸体固联在一起,所以阀体也同时随液压缸缸体向右移动,使伺服阀开口逐渐关闭,在移动了 $\Delta S$ 后,阀口完全关闭,整个伺服系统又恢复原来的相对平衡状态,而液压缸缸体和负载 $W$ 则停止在新的位置上。当给伺服阀阀芯反向输入位移时(如向左),则液压缸缸体也将同样向左运动,始终复现伺服阀阀芯的运动规律。

在这个伺服系统中,阀芯位移多少,液压缸缸体也位移多少,阀芯向哪个方向移动,液压缸缸体也向哪个方向移动,实现液压缸缸体对伺服阀阀芯的跟随运动。所以,又称这个系统为跟随系统。

该液压伺服系统可用如图 14.7 所示的功能框图形式来描述,系统由以下基本元件组成:

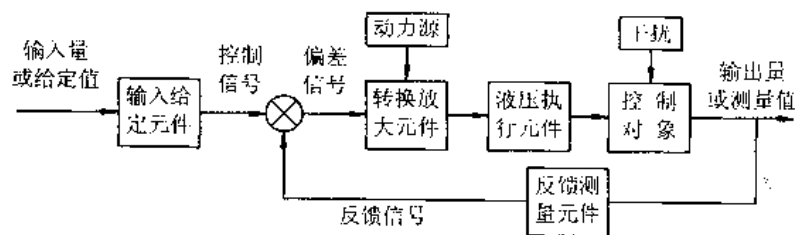


图 14.7 液压伺服系统职能方框图

输入元件:把输入量转换成适当的物理量,并作为控制信号。

反馈测量元件:随时测量系统的输出量,并转换成与控制信号具有相同量纲的物理量,送回比较元件,以便进行比较。

比较元件:将控制信号和反馈信号进行比较,产生偏差信号加于转换放大元件。

转换放大装置:将偏差信号的能量形式进行变换并加以放大,输入到执行机构。

执行机构:产生调节动作加于控制对象上实现调节任务。

液压伺服系统在工作过程中,具有以下特点:

(1) 液压伺服系统是一个闭环负反馈系统,如图 14.5 所示的液压伺服系统中,伺服阀的阀体在结构上与液压缸的缸体固结在一起,这就使液压缸缸体的输出位移和伺服阀阀芯的输入位移之间,能够不断地进行比较,得出两者之间的位置误差,而液压缸缸体运动的结果是使两者之间的位置误差减小。

(2) 液压伺服系统是通过误差来控制执行机构动作的。为了使液压缸缸体克服阻力带动外负载运动,控制滑阀必须有一定开口量,这个开口量也就是液压缸缸体位置总要落后于控制阀芯的位移量,即误差。可见液压伺服系统的工作过程必须伴随有误差,因为没有误差就不会有伺服阀偏离中位的开口量,系统也就无法工作,而液压缸运动后又通过反馈力图减小并消除这个误差,即以误差引起的运动来消除误差,故也称液压伺服系统为误差控制系



统,在误差控制过程中,具有液压流体的节流效应。

(3) 液压伺服系统是一个跟踪系统。液压缸缸体的位移(输出)是自动跟踪伺服阀阀芯的位移(输入)而运动的。

(4) 液压伺服系统同时又是一个力或功率的放大系统。移动伺服阀芯的力只需很小,而液压缸输出的力可以很大。其能量是由系统外界的液压泵供给的。

上述特点也是液压伺服系统的共性。由此可见,伺服系统的工作是建立在节流、误差、反馈、放大四者基础上的,工作时这些现象是同时发生,且相互关联的。

以上介绍的是一个概念性的液压伺服系统,其特点是工作缸和伺服阀固定在一起,简化了反馈和比较环节。这样的系统在大型机床工作台移动伺服机构和重型汽车与工程机械的转向机构中得到应用,操作者只要以很小的力量操纵伺服阀,就可以使沉重的执行机构动作自如。

在某些系统中工作缸和伺服控制阀分开并可以按用户的要求自行组配,在这样的系统中就要考虑反馈和比较环节的设计。图 14.8 的系统中,采用一个电位器对工作台的位置进行测量,另外一个电位器用于位置给定。位置误差体现为两个电位器活动触点之间的电位差。位置误差通过差分放大驱动一个电液伺服阀。电液伺服阀的驱动电流为零时,输出流量也为零。当驱动电流不为零时,电流越大,伺服阀输出电流越大,并且液流的方向取决于电流的极性。液流进入液压缸将推动工作台的移动,直至位置误差为零,导致驱动电流为零并进一步导致伺服阀流量为零,使工作台保持于位置误差为零的位置。为了改善伺服系统的性能,还可以增加串联校正环节和局部反馈机构,并可以考虑采用计算机技术的介入来取代上述的模拟电路。

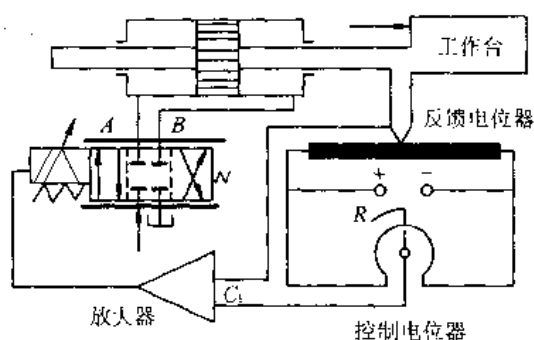


图 14.8 电液伺服阀位置控制系统

下面简述液压传动的优缺点：

- (1) 能实现“力的放大”,达到万吨级力的输出。
- (2) 可大范围内实现无级调速,调速范围可达 200 : 1。
- (3) 自重轻,结构尺寸小。
- (4) 易于实现直线往复运动和获得低速大扭矩,可达到 1r/min 以下的低速。
- (5) 反应速度快、操纵方便、省力、易于自动化。
- (6) 能实现过载保护,并能自行润滑。但也存在元件制造精度要求较高和漏油、不易实现定比传动等不足。

在液压系统中,很容易实现对液体压力、流量和运动方向的控制,从而实现对输出力、速度和运动方向的控制。理论上液压传动可以用来实现与负载无关的任意运动规律。所以,液压传动这门技术不仅在传动上,而且在控制上获得了广泛的应用。

#### 14.1.4 气压传动系统

气压传动系统的工作原理是利用空气压缩机将电动机或其他原动机输出的机械能转换

为空气的压力能,然后在控制元件的控制和辅助元件的配合下,通过执行元件把空气的压力能转换为机械能。

气压传动的工作介质是压缩空气,也属于流体,因此在原理上与液压传动有很多类似的地方,甚至某些缸、阀的符号都可以通用。但是气压传动与液压传动的本质区别在于其工作介质空气是可压缩的,而液压的工作介质则是不可压缩的,从而导致其性能和特性存在较大的差别。采用气压伺服实现高精度控制是困难的,但在能满足精度的场合下,气动驱动装置重量轻、成本低。

气动驱动的最大优点是有积木性。由于工作介质是空气,很容易给各个驱动装置接上压缩空气管道,并利用标准构件组建起一个任意复杂的系统。气动系统的动力源由空气压缩机提供,这个气源可经过一个公用的多路接头为所有的气动模块所共享。

气压传动系统的一般组成如图 14.9 所示。气动系统的工作介质是可压缩的无需回收的空气,系统中无需类似于油箱的元件提供和回收工作介质。系统中的元件大致可分成如下几类:

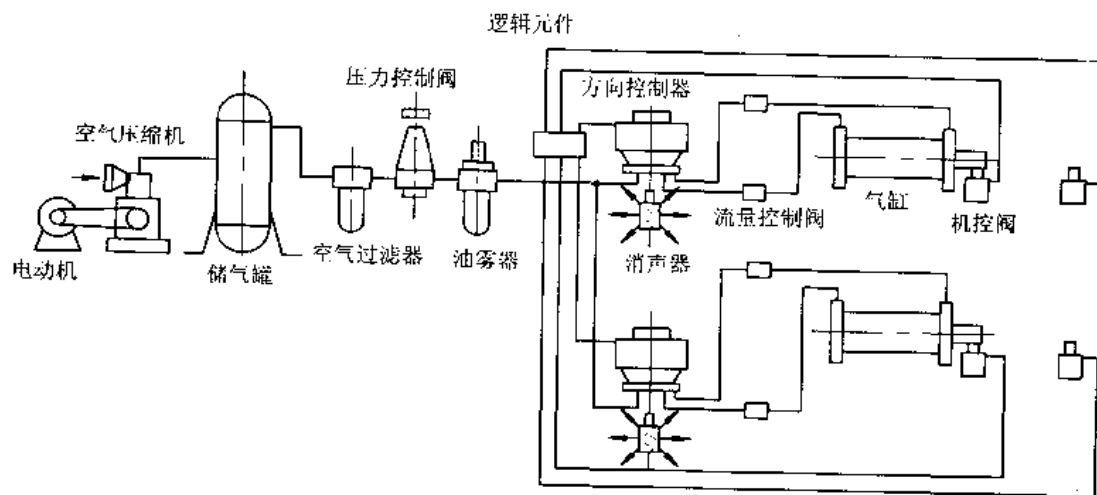


图 14.9 气压传动系统的组成

(1) 气压发生装置将原动机输出的机械能转变为空气的压力能。其主要设备是空气压缩机,以及提供动力的电动机和起储存和稳定作用的气罐。

(2) 控制元件是用来控制压缩空气的压力、流量和流动方向,以保证执行元件具有一定的输出力和速度,并按设计的程序正常工作。如压力阀、流量阀、方向阀和逻辑阀等。

(3) 执行元件是将空气的压力能转变为机械能的能量转换装置。如气缸和气马达。

(4) 辅助元件是用于辅助保证气动系统正常工作的一些装置。如过滤器、干燥器、空气过滤器、消声器和油雾器等。

气压传动的优点可归纳如下:

- (1) 工作介质空气来源方便,用后排气处理简单,不污染环境。
- (2) 由于空气流动损失小,压缩空气可集中供气,远距离输送。
- (3) 与液压传动相比,气动动作迅速、反应快、维护简单、管路不易堵塞,且不存在介质变质、补充和更换等问题。
- (4) 工作环境适应性好,可安全可靠地应用于易燃易爆场所。

- (5) 气动系统压力等级低,因此装置结构简单、轻便、安装维护方便,使用较为安全。
- (6) 空气具有可压缩性,气动系统能够实现过载自动保护。

气压传动的缺点是:

- (1) 由于空气有可压缩性,所以气缸的动作速度易受负载变化影响。
- (2) 工作压力较低(一般为  $0.4 \sim 0.8 \text{ MPa}$ ),因而气动系统输出力较小。
- (3) 气动系统有较大的排气噪声,所以系统中往往要用到消声器。
- (4) 工作介质空气本身没有润滑性,需另加油雾器给油润滑。

多数的气动驱动是完成确定位置间的运动,例如图 14.9 中气缸的顶杆接触到安装于特定位置的机控阀,机控阀的开启和关闭将通过逻辑元件实现按某种程序确定的位置控制。操作简单是气动系统的主要优点之一。由于它简单、明了、易于编程,所以可以完成大量点位运动操作的任务。

图 14.10 是一种气动机械手的结构示意图。该机械手由四个气缸组成,可在三维坐标中工作。图中 A 缸为夹紧缸,其活塞杆退回时夹紧工件,伸出时松开工件。B 缸为长臂伸缩缸,可实现伸出和缩回动作。C 缸为立柱升降缸。D 缸为立柱回转缸,该气缸有两个活塞,分别装在带齿条的活塞杆两头,齿条的往复运动带动立柱上的齿轮旋转,从而实现立柱的回转。

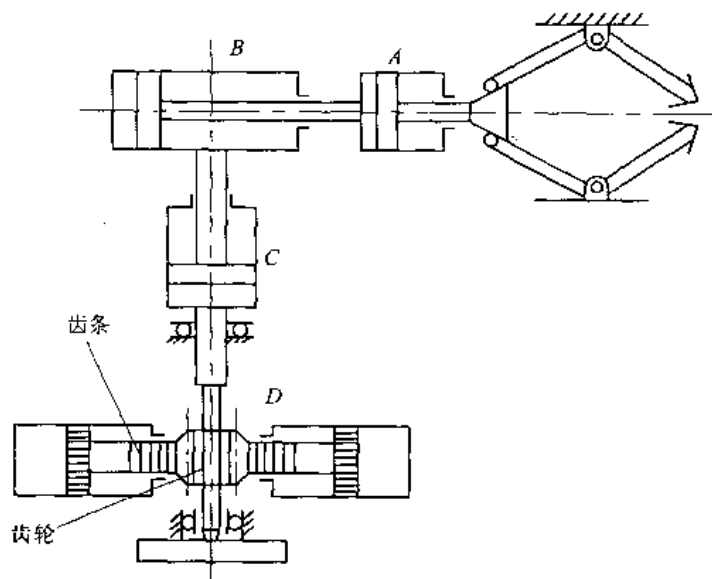


图 14.10 气压机械手

气动机械手具有结构简单和制造成本低等优点,并可以根据各种自动化设备的工作需要,按照设定的控制程序动作。因此在自动化生产设备和生产线上被广泛采用。

## 14.2 机器人运动控制技术

在过去的 20 年中,机器人得到广泛的注意和发展,其有关技术也日趋成熟。机器人从较为简单的取放、喷漆和焊接机器人,发展到能将电子元件插入印制板的装配机器人和处理及运送零件的小车。当前,机器人已成为某些车间的标准配置,机器人领域中的热点已转向危险环境、外科手术和微机电领域中应用的机器人。

机器人分类方式很多,国际上没有制定统一的标准。例如从机器人的行动能力区分,机器人可分为固定机器人和行走机器人,前者通常被称为机械手。从智能水平上区分,可分为编程机器人和智能机器人,后者的运动行为已不仅仅取决于事先编写的程序,而是可以在复杂环境中根据自己捕捉的信息进行决策,例如运动规划和避撞,尽管这种决策能力也是设计者通过更为高级的编程授予的。

我国的机器人专家从应用环境出发,将机器人分为两大类:即工业机器人和特种机器人。所谓工业机器人就是面向工业领域的多关节机械手或多自由度机器人。而特种机器人则是除工业机器人之外的、用于非制造业并服务于人类的各种先进机器人,包括:服务机器人、水下机器人、娱乐机器人、军用机器人、农业机器人、机器人化机器等。在特种机器人中,有些分支发展很快,有独立成体系的趋势,如服务机器人、水下机器人、军用机器人、微操作机器人等。目前,国际上的机器人学者,从应用环境出发将机器人也分为两类:制造环境下的工业机器人和非制造环境下的服务与仿人形机器人,这和我国的分类是一致的。

机器人技术涉及力学、运动学、机械学、控制论、电工电子和计算机技术等,是当代高新技术的汇合点之一。本节只讨论与工业机器人的运动控制有关的一些入门性问题。为人们广泛接受的工业机器人的定义是:工业机器人是为特定任务设计的,可对其运动灵活编程的,用于搬运材料、零件、工具和特殊装置的可重编程的多功能操作器。

#### 14.2.1 机器人的运动学问题

就机器人结构坐标系特点来说,工业机器人可分为直角坐标型、圆柱坐标型、球坐标型、关节型等。图 14.11 为一个具有腰、肩、肘和腕等 4 个关节(joint)的机器人,每个关节可以由一个力矩电动机驱动。关节之间的刚性部分为肢体(link)。一个完整的可以运动自如的机器人除了关节和肢体外,还需要如下几个组成部分:

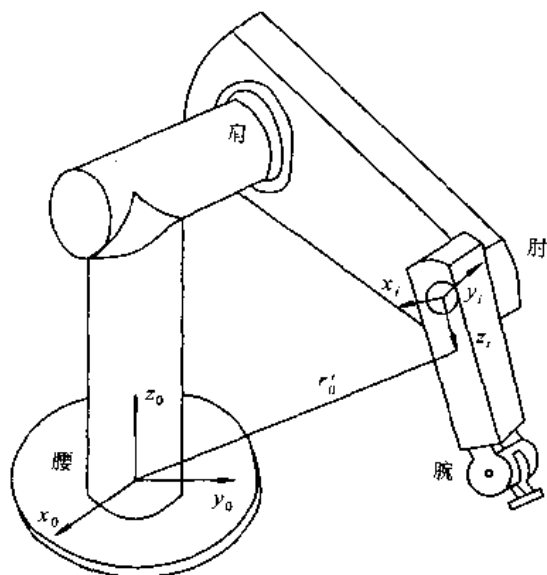


图 14.11

- (1) 控制器;
- (2) 驱动器;
- (3) 末端执行器;
- (4) 传感器。

所谓末端执行器是机器人与工作对象接触的部件,例如喷漆机器人和焊接机器人的喷枪和焊枪,装配机器人的手爪等。

机器人的运动学(kinematics)分析涉及末端执行器空间与关节坐标间的变换,需要考虑以下两个问题:

前向分析:由机器人的几何尺寸(如肢体长度等)和各关节的角位移、速度和加速度求解末端执行器的位置、方向、速度和加速度;

逆向分析:由机器人的几何尺寸和末端执行器的位置、运动方向、速度和加速度求

解各关节相应的角位移、速度和加速度。

前向分析一般比较容易解决,然而逆向问题则不是那么简单。例如在工业应用中末端执行器必须遵循某特定轨迹,那么我们必须对于轨迹中每一个位置求解各关节的角度。在矢量控制中我们对坐标变换已有所了解,在机器人的逆向分析中不仅要涉及多个相互依赖的坐标之间的变换,也许还要考虑动力学问题,得到的解也许还不是唯一的。求解的过程涉及大量的高阶矩阵的运算,俗称“计算爆炸”,给控制器带来沉重的负担。

当代的工业机器人起源于数控机床和遥控操作器,根据受控运动方式,工业机器人可分为点位控制型和连续控制型。点位控制为从一个点位目标移向另一个点位目标,只在目标点上完成操作,且要求在目标点上有足够定位精度;而在相邻目标点间的运动方式是各关节驱动以最快速度趋近终点;各关节视其转动角位移大小不同,到达终点有先有后。点位控制主要用于点焊、搬运机器人。

连续控制的运动方式是各关节同时趋近终点,由于各关节运动时间相同,所以角位移大的,运动速度最高。机器人各关节同时作受控运动,使机器人终端按预期的轨迹和速度运动,为此各关节控制系统需要通过逆向分析获取驱动机的角位移和角速度信号。连续控制主要用于弧焊、喷漆、打飞边毛刺和检测机器人等。

连续控制机器人的控制有如下特点:

(1) 多轴运动协调控制,以产生要求的工作轨迹。

(2) 较高的位置精度,很大的调速范围。除直角坐标式机器人(如数控机床)以外,机器人关节上的位置检测元件,不能安放在机器人末端执行器上,而是放在各自驱动轴上,因此是位置半闭环系统。此外,由于开链式传动机构的间隙等,使得机器人总的位置精度降低,与数控机床比,约降低一个数量级。一般机器人位置重复精度为 $\pm 0.1\text{mm}$ 。但机器人的调速范围很大,通常超过几千。这是由于工作时,机器人可能要求以极低的速度加工工件,而空行程时,为提高效率,以极高速度运动。

(3) 系统的静差率要小。由于机器人工作时要求运动平稳,不受外力干扰,为此系统应具有较好的刚性,即有较小的静差率,否则将造成位置误差。例如,机器人某个关节不动,但由于其他关节运动时形成的动力矩作用在这个不动的关节上,使其在外力矩作用下产生滑动,形成机器人位置误差。

(4) 各关节的速度误差系数应尽量一致。机器人手臂在空间移动,是各关节联合运动的结果,尤其是当要求沿空间直线或圆弧运动时。即使系统有跟踪误差(跟踪误差是系统速度放大系数的倒数),应要求各轴关节伺服系统的速度放大系数尽可能一致,而且在不影响稳定性前提下,尽量取较大的数值。

(5) 位置无超调,动态响应尽量快。机器人不允许有位置超调,否则将与工件发生碰撞,加大阻尼可以减少超调,但却牺牲了系统的快速性。所以设计系统时要很好地对这两者进行折衷。

(6) 需采用加减速控制。大多数机器人具有开链式结构,它的机械刚度很低,过大的加(减)速度都会影响它的运动平稳(抖动),因此在机器人启动或停止时应有加(减)速控制,通常采用匀加(减)速运动指令来实现。



### 14.2.2 机器人的运动控制

#### 14.2.2.1 机器人的驱动装置

对工业机器人传动装置的一般要求如下:

- (1) 传动装置的质量尽可能要轻,单位质量的输出功率(即功率质量比)要高,效率也要高;
- (2) 反应速度要快,即要求力质量比和力矩/转动惯量比要大;
- (3) 动作平衡,不产生冲击;
- (4) 控制尽可能灵活,位移偏差和速度偏差要小;
- (5) 安全可靠;
- (6) 操作和维护方便;
- (7) 对环境无污染,噪声要小;
- (8) 经济上合理,尤其要尽量减少占地面积。

按驱动方式分,机器人可分为以下三类:

##### (1) 气压驱动

使用压力通常在  $0.4 \sim 0.6 \text{ MPa}$ ,最高可达  $1 \text{ MPa}$ 。气压驱动主要优点是:气源方便,一般工厂都由压缩空气站供应压缩空气;由于空气的可压缩性,气压驱动系统具有缓冲作用;结构简单、成本低,易于保养。气压驱动主要缺点:工作压力偏低,所以功率质量比小,装置体积大;定位精度不高。气压驱动机器人适用于易燃、易爆和灰尘大的场合工作。

##### (2) 液压驱动

液压驱动优点是:驱动力(或力矩)大,即功率质量比大;液压驱动平稳,且系统的固有频率高、快速性好;液压驱动调速比较简单,能在较大调速范围内实现无级调速。它的主要缺点是:易漏油,这不仅影响工作稳定性与定位精度,而且污染环境;需配备压力源及复杂的管路系统,因而成本较高。液压驱动方式大多用于要求输出力较大、运动速度较低的场合。

##### (3) 电气驱动

电气驱动是利用各种电动机产生的力或转矩,直接或经过减速机构去驱动负载,以获得要求的机器人运动。电气驱动是最普遍、应用最多的驱动方式,因为它有许多优点:易于控制、运动精度高;使用方便、成本低;驱动效率高、不污染环境等。电气驱动又可细分为直流电动机驱动、直流无刷电动机驱动和交流伺服电动机驱动。后者有着最大的转矩质量比,由于没有电刷,其可靠性极高,几乎不需任何维护。20 世纪 90 年代生产的机器人,大多采用这种驱动方式。

#### 14.2.2.2 机器人的位置控制

机器人要运动,就要控制它的位置、速度、加速度等,因此机器人至少是一个位置控制系统,当然对于高级机器人是在位置控制基础上加有传感器的决策与控制,以提高机器人智能水平,完成更多的作业任务。由于绝大多数机器人是关节式运动形式,很难直接检测机器人末端的运动,只能对各关节进行控制,从控制观点来看,它是属于半闭环系统,即仅从电动机轴上闭环。机器人是由多轴(关节)组成,每轴的运动都影响机器人末端的位置和姿态。如何协调各轴的运动,使机器人末端完成要求的轨迹,这就需要插补。由此机器人位置控制系统,大多是关节角位移闭环控制系统。那么如何给定一个机器人的各关节角,以实现要求的空间



轨迹(直线或圆弧),这就要用到轨迹插补和机器人逆向运动分析。

插补算法是独立于机器人结构的,而机器人逆向运动分析是随机器人不同而不同。一个机器人的空间位置控制,可由图 14.12 概括。目前机器人的一种基本操作方式是通过示教再现的,首先教机器人如何做,机器人就记住了这个过程,于是它可以根据需要重复这个动作。

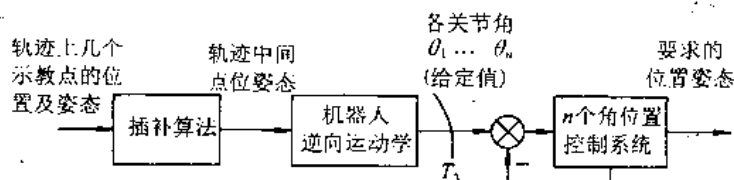


图 14.12 机器人轨迹控制过程

显然,不能把一个空间轨迹的所有点都示教一遍,让机器人记住,因为这样太繁琐也浪费许多计算机内存。实际上,对有规律的轨迹,仅示教几个特征点,如直线需要示教两点,圆弧需要示教三点,就可唯一决定一个圆弧。插补算法能获得中间点的坐标(相对基础坐标系),这是直角坐标值而不是关节角(关节坐标),通过机器人逆向运动学算法,可以把轨迹中间点的位置和姿态,转换为对应的关节角( $\theta_1, \dots, \theta_n$ ),然后由后面的角位置闭环控制系统去实现。这样就实现了要求轨迹上的一点,继续插补并重复上述过程,就实现了要求的轨迹。常用的插补方法有定时插补与定距插补、直线插补算法、圆弧插补算法、动态规划、曲线拟合、移动路径的智能决策等,这里不再重复介绍。

#### 14.2.2.3 机器人的力的控制

弧焊、喷漆等机器人作业时,机器人把持着工具沿规定的轨迹运动,机器人与被控对象无接触,这是纯运动控制情况。但另一类机器人作业,如装配、抛光、打毛刺等,需要对末端执行器(工具)不但要施加运动命令,而且还要保持一定的接触力,这是力控制情况。机器人的运动是由一个个关节运动完成的,显然,在任意时刻,只能命令某关节做运动控制或力控制,不可能让它同时实现力和运动控制。另外,某关节的力控制,是通过位移(运动)来实现的,如果该关节控制回路增益很大,表现出很大伺服刚度(或高阻抗),那么,一个很小的位置误差,将引起很大接触力,其值可能超过容许的限度。为避免这种情况的发生,或者降低该关节伺服回路增益(减小伺服刚度),或者串联上一个柔性元件,两者的效果是降低该关节的阻抗,表现出一定的柔顺性(compliance)。

实现力的控制,需要有力传感器,大多情况下使用六维(三个力,三个力矩)力传感器,大致有三种方案构力控制系统。

##### (1) 以位移控制为基础

图 14.13 表示了力控制系统的框图。这一方案特点是,在位置闭环之外再加上一个力闭环。图中  $P$  是末端执行器作用于操作对象上的位置,  $Q$  是操作对象的输出力。  $P$ 、 $Q$  分别为位置和广义力给定输入。力控制轴选择框的功能是选择广义力受控的自由度,力/位变换的功能是将力输出误差转换为对应的位移指令。

由图 14.13 可知,位移控制作为系统的内环,力控制作为外环,因此系统的稳定性同时与位移闭环和力闭环有关。位移输出和力输出都由同一个前向控制器实现,常难以同时满足两方面的控制要求。此外,当采用增量式码盘作为位移量反馈元件时,若末端执行器和环境

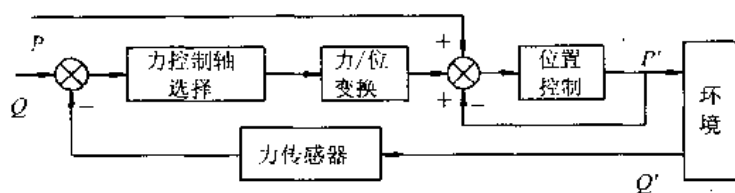


图 14.13

接触刚度足够大,在一个增量位移范围内就会引起相当大的力增量。为了保证系统的稳定性,需要终端作用器具有一定的柔性。

### (2) 以广义力控制为基础

这一方案特点是,在力闭环基础上再加上位置环,其框图如图 14.14 所示。与图 14.13 方案比较,可以避免在位移闭环下一个增量位移引起过大的力增量,不足之处是力输出和位移输出仍都由同一个前向控制器实现。

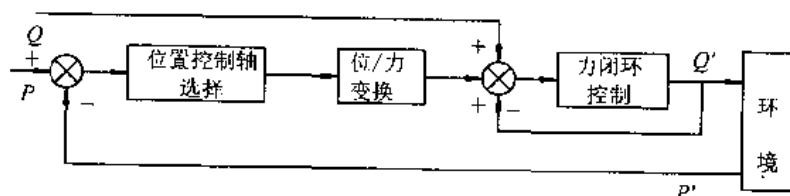


图 14.14 以力控制内环为基础的力控制

### (3) 位置和力的混合控制

在这一方案里,通过力控制轴和位置控制轴的选择,确定各关节受控类型,分别进行控制,见图 14.15。显然,这一方案是优于上述两种方案,因而获得广泛应用。

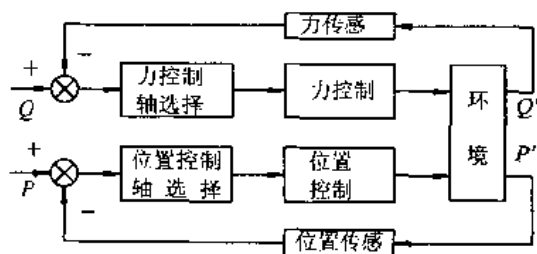


图 14.15 位置和力的混合控制

实现以上三种方案,都需要确定力控轴或位控轴选择及位/力变换等关键技术,这里不再介绍。

## 14.2.3 机器人的行走

移动机器人的行走部分包括移动机构、驱动装置、传感探测器等。它一方面支承机身、臂、手部等;另一方面根据要求在广阔的空间内移动,使机器人性能有了飞跃性的提高。最近对移动机器人的需要越来越多,原因之一是原子能、海洋、空间事业的发展;原因之二是工业生产线对无人搬运车的要求日益迫切。

### (1) 移动机构

移动机构按其结构分为车轮式、履带式及步行式等,而比较成熟的是前两者。车轮式机器人动作稳定,自动操纵也简单,容易控制其移动速度和方向,在无人工厂中用来搬运零部件或做其他工作,适合平地行走,常用三轮和四轮机构。履带式机器人可以在凹凸不平的地面上行走,可以跨越障碍物,能爬坡度不太高的台阶,它的缺点是没有转向机构,要转弯只能靠左右两个履带的速度差,所以不仅在横向,而且在前进方向也会产生滑动,转弯阻力大,不能准确地确定回转半径,目前也开发了装有转向机构的履带机器人。

### (2) 移动方向的诱导方法

移动机器人移动方向的诱导方法大致可分为连续标记、鉴别器标记和既存环境认识方式三类。分类的着眼点是外界信息给出的方法。连续标记是将路径信息,用连续不断的可识别标志给出,如电磁诱导方式,在路径上埋设电缆并通以高频电流,机器人通过本体内的线圈感知磁场大小,从而调节转向,工厂内频繁移动的机器人或无人搬运车多采用这种方式。鉴别器标记方式是在路径的重要地点设置鉴别标记进行方向诱导,如不同频率的光源,通过求出不同的入射角,再用三角测量的原理给出自己的位置与方向。既存环境认识方式不需人为设置任何标记,由机器人自己认识既存的环境,判断和选定通过的路径,向目标点移动,实现这种方式,需要用实时环境认识技术,目前正在研究中。

### (3) 移动机器人的追踪控制

让移动机器人沿着给定路径重复移动作业有着广泛的用途。但存在三个困难:一是由于转向机构存在传动间隙,难于用示教再现的方式重复工作。二是当路径变化大时,所需程序冗长复杂,难于实现实时追踪。三是为了安全,机器人遇到障碍物时应能暂停并喊话。下面介绍一种机器人追踪走动的控制原理,见图 14.16 所示。

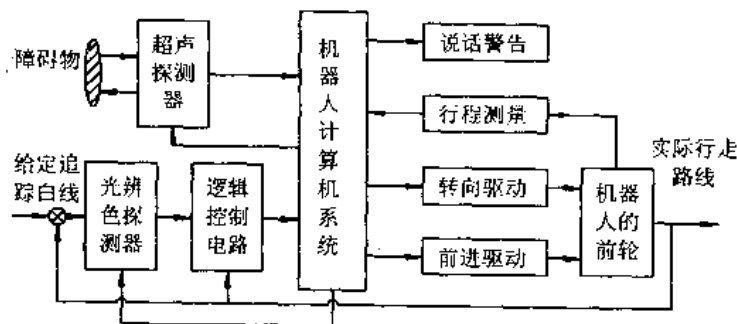


图 14.16 移动机器人追踪控制框图

在机器人驱动方向轮的近前边装有光辨色探测器,当机器人前进中偏离给定的白色路线时,它就发出信号,通过计算机判断、计算、控制,在相应程序的支持下调节方向轮的转向;此外,当机器人前进时,超声探测器工作,如探测到前方有障碍物且同机器人间的距离小于给定值时,便在软件的支持下使机器人暂停并喊话警告,在障碍物撤离后又自动前进。

#### 14.2.4 机器人计算机控制系统

计算机控制系统是机器人核心部分,它决定了控制性能的优劣,也决定了机器人使用的方便程度。计算机控制系统有三种结构:集中控制、主从控制和分布式控制。集中控制是用一台功能较强的计算机实现全部控制功能。在早期的机器人中采用这种结构,因为当时的计

计算机造价较高,而且机器人功能不多,因此实现容易,也比较经济,但控制过程中需要许多计算(如坐标变换等),因此这种结构控制速度较慢。随着计算机技术的进步和机器人控制质量的提高,集中式控制不能满足要求,取而代之的是主从式控制和分布式控制结构。

图 14.17 表示了主从式控制系统的结构。这种结构中一级计算机称为主机,它担当系统管理、机器人语言编译和人机接口功能,同时也利用它的运算能力完成坐标变换、轨迹插补,并定时地把运算结果作为关节运动的增量值送到公共内存,供二级计算机读取它。二级机完成全部关节位置数字控制,它从公共内存读给定值,也把各关节实际位置送回到公共内存中,供一级机使用。公共内存是由容量为几 kB 的双口 RAM 或普通静态 RAM 加上总线控制逻辑电路组成。由于功能分散,控制质量较集中式控制明显提高。这类系统的控制速率较快,一般可达十几毫秒,即每十几毫秒刷新一次给定,并实现位置控制一次。

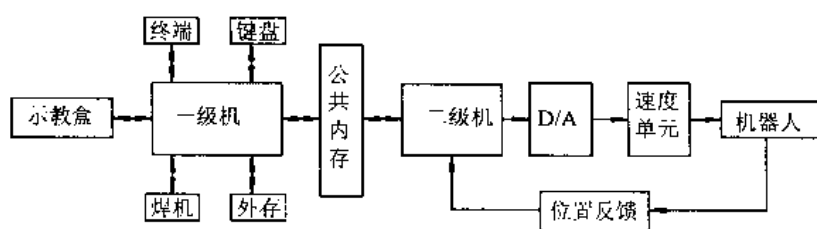


图 14.17 主从式控制系统结构

现代机器人控制系统中几乎无例外地采用分布式结构,即上一级主控制计算机负责整个系统管理以及坐标变换和轨迹插补运算等,下一级由许多微处理器组成,每一个微处理器控制一个关节运动,它们并行地完成控制任务,因而提高了工作速度和处理能力。这些微处理器和主控级联系是通过总线形成的紧耦合,图 14.18 表示这种系统组成。如哈尔滨工业大学机器人研究所开发出的机器人通用控制器和美国 PUMA 机器人控制系统都属于这种结构。前者的主处理器为工业 PC,位控处理器为 LM628 型 32 位运动控制芯片等,示教盒采用一片 8031 单片机进行管理和通信。分布式结构是开放型的,可以根据需要增加更多的处理器,以满足传感器处理和通信的需要,这种结构功能强,速度快,是当今机器人计算机控制系统的主流。

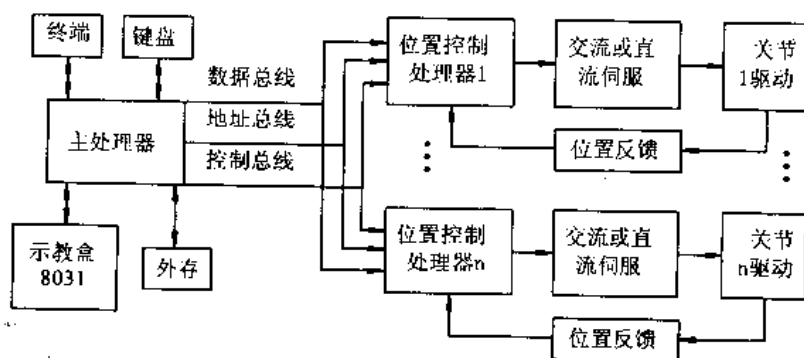


图 14.18 分布式机器人控制系统结构

随着计算机技术的发展,机器人控制系统的计算机经历了 8 位机、16 位机到今天的 32

位机水平,其运算精度和处理速度也越来越高。可以预见,一些处理能力更强的微处理器,如信号处理器(DSP)和具有并行处理能力的芯片,将构成并行处理结构。目前,这种结构的机器人计算机控制系统已应用到一些智能机器人(多传感器机器人),不过还没有走出实验室成为工业产品。估计不久的将来,并行处理系统将成为主流。

计算机控制系统中的位置控制部分,几乎无例外地采用数字式位置控制,其中的执行电动机已由 20 世纪 80 年代前的直流伺服电动机,变为交流或直流无刷电动机,对于交流无刷电动机,可以采用电流、位置双闭环结构,这样系统频带更宽,响应更快。当然,如果希望系统有更大的伺服刚度,还可以采用电流、速度、位置三闭环。

#### 14.2.5 近代控制技术在机器人中的应用展望

机器人的工作速度和精度越来越高,特别是直接驱动型机器人和带有柔性臂机器人的出现,促使各国学者把现代控制理论应用到机器人控制领域,以解决高度非线性及强耦合系统的控制问题。这些控制技术包括最优控制、解耦控制、自适应控制、变结构滑模控制及神经网络控制等。

但由于机器人控制所处理的对象的质量、摩擦力等参数变动大,重复性小,并无法准确知道,实践证明,最优控制和解耦控制往往不能保证机器人控制的最佳特性,显得效果不十分明显。但自适应控制、变结构滑模控制及神经网络控制有适应系统变化能力,尤其是后两种方法,在本质上可以实现非线性控制,因此发展迅速,很有前途。

目前,在上述领域里的研究工作十分活跃,已取得不少可喜的成果,并逐渐走向实用阶段,为开发新一代机器人控制器奠定了丰富的理论基础。



## 参考文献

- 1 陈伯时. 电力拖动自动控制系统(第二版). 北京:机械工业出版社,1997
- 2 王兆安,黄俊. 电力电子技术(第4版). 北京:机械工业出版社,2001
- 3 顾绳谷. 电机及拖动基础(第二版). 北京:机械工业出版社,1997
- 4 杨兴瑶. 电动机调速的原理及系统. 北京:水利电力出版社,1979
- 5 陈伯时,陈敏逊. 交流调速系统. 北京:机械工业出版社,1998
- 6 许大中. 交流电机调速理论. 杭州:浙江大学出版社,1991
- 7 胡崇岳. 现代交流调速技术. 北京:机械工业出版社,1999
- 8 张立,赵水健. 现代电力电子技术. 北京:科学出版社,1998
- 9 陈国呈. PWM 变频调速技术. 北京:机械工业出版社,1998
- 10 韩安荣. 通用变频器及其应用(第二版). 北京:机械工业出版社,2000
- 11 吴守箴,臧英杰. 电气传动的脉宽调制控制技术. 北京:机械工业出版社,1998
- 12 王季秩,曲家骥编著. 执行电动机. 北京:机械工业出版社,1997
- 13 梅晓榕,兰朴森,柏桂珍. 自动控制元件及线路. 哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,1997
- 14 孙鹤旭. 交流步进传动系统. 北京:机械工业出版社,1996
- 15 叶云岳. 直线电机原理与应用. 北京:机械工业出版社,2000
- 16 徐科军,陈荣保,张崇巍. 自动检测和仪表中的共性技术. 北京:清华大学出版社,2000
- 17 曲家骥,王季秩. 伺服控制系统中的传感器. 北京:机械工业出版社,1998
- 18 贾伯年,俞朴. 传感器技术. 南京:东南大学出版社,2000
- 19 王家桢,王俊杰. 传感器与变送器. 北京:清华大学出版社,1996
- 20 严钟豪,谭祖根. 非电量电测技术. 北京:机械工业出版社,1989
- 21 冯勇,翟勇进. 现代计算机数控系统. 北京:机械工业出版社,1996
- 22 竺钦尧,尉忠信,王润孝. 机床数字控制. 北京:航空工业出版社,1993
- 23 孙正培. 液压技术——基本理论. 重庆:重庆大学出版社,1993
- 24 姜佩东. 液压与气动技术. 北京:高等教育出版社,2000
- 25 孙迪生,王炎. 机器人控制技术. 北京:机械工业出版社,1997
- 26 谭建成. 电机控制专用集成电路. 北京:机械工业出版社,1997
- 27 Bose B K. Power Electronics and AC Drives. Prentice Hall,1986
- 28 张燕宾. SPWM 变频调速应用技术. 北京:机械工业出版社,1998
- 29 日本电气学会半导体电力变换方式调查专门委员会编. 半导体电力变换回路. 东京:コロナ社,1987
- 30 (日)三菱电机株式会社编. 变频调速器实用手册. 北京:机械出版社,1995
- 31 电气学会交流电动机驱动方式の技術分類,用語整理調査委員会編. 交流電動機可変速駆動の基礎と応用. コロナ社,1998年10月
- 32 周绍英,储方杰. 交流调速系统. 北京:机械工业出版社,1996
- 33 缪晓钟. 电气传动与调速系统. 北京:中国电力出版社,1998
- 34 马葆庆. 电动机控制技术. 武汉:华中理工大学出版社,1997
- 35 黄立培,张学. 变频器应用技术及电动机调速. 北京:人民邮电出版社,1998
- 36 日本安川电机. 日本安川变频器使用说明(VARISPEED-616G5)
- 37 邓想珍,赖寿宏. 异步电动机变频调速系统及其应用. 武汉:华中理工大学出版社,1992
- 38 山村昌. 交流モータ御. 东京:オーム社. 1988年3月
- 39 李汉强. 矢量控制异步电机等效电路及其参数变化因素分析. 武汉交通科技大学学报,1999(5),



- 469~472
- 40 冯焱生, 曾岳南. 无速度传感器矢量控制原理与实践. 北京: 机械工业出版社
  - 41 中野孝良. 交流モータのベクトル制御. 东京: 日刊工业新闻社, 1996
  - 42 杉本英彦. ACサーボシステムの理論と設計の実際. 东京: 结合电子出版社, 1990
  - 43 辻峰男, 山田英二. 三相誘導電動機の2軸理論の応用, 日本長崎: 長崎大学工学部研究報告, 1984年(第22号) 51~58
  - 44 中尺洋介, 戸田伸一. 電圧固定モードでの誘導電動機ベクトル制御. 日本電気学会論文志 D, 1998年118巻9号, 1071~1080
  - 45 寺島正之, 野村昌. 制御電流源ベクトル制御と制御電圧源ベクトル制御の實用面からみた性能比較, 日本電気学会論文志 D, 1997年137巻2号, 183~190
  - 46 電動機駆動システムのインテリジェント化調査専門委員会, 電動機駆動システムのオートチューニング, 日本電気学会技術報告, 第696号, 1998年10月
  - 47 T. Kanmachi I. Takahashi. Sensor-less Speed Control of an Induction Motor with No Influence of Secondary Resistance Variation. Procc. IEEE IAS Annu. Meet. 1993. 408
  - 48 堀・Cotter. 誘導電動機の磁束オブザーバに関する制御理論の考察, 日本電気学会論文志 D, 1986年(11), 1001~1008
  - 49 李汉强. 基于磁通观测器的转差频率型异步电动机矢量控制系统. 自动化学报, 1997(6): 750~755
  - 50 李汉强. 异步电机矢量控制系统计算机辅助设计. 电气传动, 1997(6): 26~32
  - 51 李凤编. 异步电动机直接转矩控制. 北京: 机械工业出版社, 1998
  - 52 山村昌著. 交流モータの解析と制御. 日本东京: オーム社, 1998
  - 53 辻峰男, 山田英二. 誘導電動機の磁界加速法とベクトル制御に関する考察, 電気学会論文志 D, 1992年(2), 136~144
  - 54 苏彦民, 李宏编著. 交流调速的控制策略. 北京: 机械工业出版社, 1998
  - 55 高景德等. 交流电机及其系统的分析. 北京: 清华大学出版社, 1997
  - 56 陶红明等. 基于 DSP 的全数字化异步电动机直接转矩控制系统. 电气传动, 1997(4): 3~6
  - 57 赵伟峰, 朱承高. 直接转矩控制的发展现状及前景. 电气传动, 1999(4): 3~6
  - 58 吴安顺编著. 最新实用交流调速系统. 北京: 机械工业出版社, 1999
  - 59 徐邦荃, 李浚源, 詹琼华. 直流调速系统与交流调速系统. 武汉: 华中理工大学出版社, 2000