

# 电气传动的微机控制

何耀三 唐卓尧  
林景栋 编著

DIANQI  
CHUAN  
DONG DE  
WEIJI  
KONGZHI

重庆大学出版社

# 电气传动的微机控制

何耀三 唐卓尧 林景栋 编著

重庆大学出版社

## 内 容 简 介

本书在介绍电气传动微机控制的特点和基本结构的基础上,较全面地叙述了构成各类电气传动微机控制系统的主要组成部分,包括电气传动系统各状态量的微机检测、各类相控式和调制式电力电子功率变换器的微机控制以及电气传动系统中主要控制环节的微机实现等,最后以实例较详细地介绍了典型的电气传动直流调速系统、交流调速系统和位置随动系统采用微机控制的有关设计问题。

本书可作为工业自动化专业和电气技术专业本科大学生选修课教材,也可供从事电气传动设计、研究和运行的工程技术人员及攻读工业自动化专业和电力电子专业硕士学位的研究生参考。

### 电气传动的微机控制

何耀三 唐卓尧 林景栋 编著

责任编辑 李淑芳

\*

重庆大学出版社出版发行

新华书店经销

重庆电力印刷厂印刷

\*

开本:787×1092 1/16 印张:9.25 字数:231千

1997年2月第1版 1997年2月第1次印刷

印数:1—2000

ISBN 7-5624-1414-9/TP·126 定价:9.00元

(川)新登字 020 号

## 前 言

通过对电动机的控制,将电能转换成机械能,进而控制工作机械按给定的运动规律运行,使之满足特定要求的新型电气传动自动化技术已广泛应用于国民经济的各个领域。它是更经济地使用材料、能源,提高产品质量和劳动生产率,降低劳动强度的合理手段,也是促进国民经济不断增长的重要因素,已经成为现代化国家的一个重要技术基础。

随着微型计算机、超大规模集成电路、新型电力电子开关器件和传感器的出现,以及自动控制理论、电力电子技术、计算机控制技术的深入发展,电气传动装置日新月异地更新换代,其显著标志是微机的采用使电气传动控制系统趋向于数字化、智能化,由此,极大地推动了作为研究热点的交流电气传动的发展,也给直流电气传动注入了新的活力。近年来,一些技术先进的国家已陆续推出并大量使用以微机为控制核心的多种类型的交、直流电气传动装置。国内不少科技人员也作了大量的研究和试验工作,发表了许多研究论文,研制出一些产品投入实际运行。为适应电气传动领域迅速发展的需要,笔者根据近年来的教学和科研成果,收集整理有关文献编写成本书,用作工业自动化专业高年级学生的选修课教材,也希望为从事电气传动设计、研究和运行工作的工程技术人员提供一本有实用价值的参考书。

电气传动装置种类繁多,用途各异,系统结构差别很大,而且还在不断发展中。为此,本书内容的选取以先修课为基础,不逐一讨论各类直、交流电气传动系统的微机控制问题,而是对各类系统微机控制的共通性基本问题分别加以介绍,最后通过介绍几个典型系统微机控制的实现,使读者掌握电气传动微机控制的设计全貌,利用本书内容解决各种不同要求的电气传动微机控制问题。

本书共分六章:第一章概述电气传动微机控制的特点和基本结构;第二章介绍电气传动系统状态量的微机检测方法及有关问题;第三、四章介绍电气传动系统所需各类电力电子功率变换器的微机控制问题;第五章介绍电气传动微机控制系统中的主要控制环节;第六章介绍几个典型的直流调速系统、交流调速系统和位置随动系统的微机控制的实现。

本书第一、二、三、四章由何耀三编写,第五章由林景栋编写,第六章由唐卓尧编写。全书由何耀三统稿和定稿。

学识所限,错误和不当之处在所难免,殷切期望读者批评指正。

编著者

1996年8月

# 目 录

|                          |    |
|--------------------------|----|
| 第一章 概述                   | 2  |
| 1.1 电气传动技术概要             | 2  |
| 1.2 电气传动微机控制系统的特点        | 3  |
| 1.3 电气传动微机控制的基本结构        | 4  |
| 第二章 电气传动系统状态量的微机检测       | 6  |
| 2.1 转速检测                 | 6  |
| 2.1.1 脉冲式传感器检测转速         | 7  |
| 2.1.2 模拟式传感器检测转速         | 16 |
| 2.2 位置检测                 | 19 |
| 2.2.1 角位移检测              | 20 |
| 2.2.2 直线位移检测             | 29 |
| 2.3 电流和电压检测              | 30 |
| 第三章 相控式功率变换器的微机控制        | 33 |
| 3.1 移相触发控制装置的主要性能指标      | 33 |
| 3.2 可控整流器的微机控制           | 34 |
| 3.2.1 同步信号电路             | 34 |
| 3.2.2 触发脉冲的移相控制          | 38 |
| 3.2.3 触发脉冲功放电路           | 46 |
| 3.3 交流调压器的微机控制           | 47 |
| 3.4 交交变频器的微机控制           | 48 |
| 3.4.1 方波型交交变频器的控制        | 48 |
| 3.4.2 正弦型交交变频器的控制        | 51 |
| 第四章 调制式功率变换器的微机控制        | 57 |
| 4.1 直流脉宽调制变换器的微机控制       | 58 |
| 4.1.1 直流 PWM 变换器的原理      | 58 |
| 4.1.2 H 型可逆 PWM 变换器的微机控制 | 59 |
| 4.1.3 GTR 的基极驱动功放电路      | 61 |
| 4.2 脉幅调制变频器的微机控制         | 62 |
| 4.3 脉宽调制变频器的微机控制         | 66 |
| 4.3.1 中值规则采样 SPWM 控制法    | 66 |

|                                    |            |
|------------------------------------|------------|
| 4.3.2 磁链轨迹法 PWM 的控制 .....          | 73         |
| <b>第五章 电气传动系统主要控制环节的微机实现 .....</b> | <b>82</b>  |
| 5.1 函数发生器 .....                    | 82         |
| 5.1.1 给定积分器 .....                  | 82         |
| 5.1.2 电压-频率函数发生器 .....             | 84         |
| 5.1.3 定子电流-转差频率函数发生器 .....         | 85         |
| 5.2 数字控制器 .....                    | 87         |
| 5.2.1 PID 控制器 .....                | 87         |
| 5.2.2 双模控制器 .....                  | 92         |
| 5.3 坐标变换器 .....                    | 95         |
| 5.3.1 三相/二相变换 .....                | 97         |
| 5.3.2 二相/二相旋转变换 .....              | 97         |
| 5.3.3 直角坐标/极坐标变换 .....             | 98         |
| 5.4 数字滤波器 .....                    | 101        |
| 5.4.1 滑动平均值滤波器 .....               | 101        |
| 5.4.2 限幅滤波器 .....                  | 102        |
| 5.4.3 防脉冲干扰平均值滤波器 .....            | 103        |
| 5.5 微机控制系统的自检与抗干扰技术 .....          | 103        |
| 5.5.1 自检技术 .....                   | 103        |
| 5.5.2 软件抗干扰技术 .....                | 106        |
| <b>第六章 微机控制的电气传动系统 .....</b>       | <b>110</b> |
| 6.1 直流电气传动速度控制系统 .....             | 113        |
| 6.1.1 转速控制 .....                   | 115        |
| 6.1.2 非独立励磁控制算法及实现 .....           | 120        |
| 6.1.3 直流电气传动系统的改进 .....            | 122        |
| 6.2 交流电气传动速度控制系统 .....             | 123        |
| 6.2.1 矢量控制系统实例 .....               | 124        |
| 6.2.2 直接转矩控制系统实例 .....             | 129        |
| 6.3 电气传动位置随动控制系统 .....             | 133        |
| <b>参考文献 .....</b>                  | <b>141</b> |

# 第一章 概 述

## 1.1 电气传动技术概要

电气传动技术以运动机械的驱动装置——电动机为控制对象,以微电子装置为核心,以电力电子功率变换装置为执行机构,在自动控制理论的指导下组成电气传动自动控制系统,控制电动机的转矩和转速,将电能转换成机械能,实现工作机械的旋转运动或往复运动。因此,电气传动系统亦即运动控制系统。它的种类繁多,用途各异,一般把它分为以转速为被控参数的调速系统和以直线位移或角位移为被控参数的位置随动系统。如果带动工作机械的原动机是直流电动机,则称为直流电气传动;如果带动工作机械的原动机是交流电动机,则称为交流电气传动。

电气传动系统具有以下特点:

1. 适用功率范围极宽。目前,单个设备的功率可从几毫瓦到几百兆瓦。
2. 具有宽广的转速范围。转速从每小时几转到每分钟几十万转,调速范围在无变速机构的情况下可达  $1:10000$ 。
3. 电动机的种类繁多,可以很方便地与各种各样的负载配合。结构上,它们可以用底座安装或用法兰盘安装,还可以用外部转子等等。对那些由一根驱动轴和复杂的机械式内部传动装置构成的生产机械,以及有各种要求的联动工作机械,则可用多台单独可调的、协调控制的、可在准确的地点、时间和以需要的形式产生机械功的电动机组传动装置完成。
4. 采用不同的电动机,电气传动装置几乎适用于任何工作条件。例如:强迫通风或全部封闭,沉浸在液体之中、暴露在易爆的或有放射性的环境中等等。由于电动机既不需要带有危险性的燃料,又不排出废气,与其它形式的原动机相比,其噪声也低,因而对周围环境不会造成公害。
5. 电气传动装置可以立即启动并在极短的时间内加上全负荷,既不需要预热,也不需要中途加油,与其它原动机相比,对维护的需求也是适度的。
6. 可以获得良好的动态特性和极高的稳速精度、定位精度。
7. 可实现四象限运行而不需要专门的可逆齿轮装置。在制动时,亦即工作在第二或第四象限时,传动装置通常处于再生工作状态,将能量回馈给电网。与内燃机或涡轮机相比,这一特点尤具吸引力。
8. 电动机空载损耗小,效率高,通常具有相当大的短时过载能力。

由于电气传动的上述特点,它广泛应用在精密设备和精密机构、加工和再加工机器以及运输工具中,也广泛应用在原材料工业及其他工业部门的传送、预选、一般生产装置和辅助装置等需要动力的场合中。在生产的总电能中,大约有三分之二用在电气传动上。随着自动化程度的提高,电气传动已成为更经济地使用材料、能源,提高劳动生产率的合理手段,成为促进国民

经济不断增长的重要因素,因此它是现代化国家的一个重要技术基础。

## 1.2 电气传动微机控制系统的特点

电气传动经历了从恒速到调速、从低性能到高性能、从单机独立传动到多机综合协调传动的发展过程。基于反馈控制理论,由模拟电子电路构成,以直流电气传动为代表的连续控制系统的发展,改变了电气传动的面貌。然而,连续控制系统中由模拟电路组成的  $PID$  调节器,由于校正参数不便调整,且一经确定后便不易改变,因而对控制对象的适应能力差,难于实现各种新的控制策略和控制方法。用模拟控制装置对交流电动机进行控制,就更难满足要求。此外,模拟电路对状态量的检测精度不高,使连续控制系统的控制性能不易提高;模拟式元器件集成度不高,也使硬件结构复杂,影响到控制装置的可靠性。由于上述原因,连续控制系统制约了电气传动特别是交流电气传动的发展。

随着微电子技术的发展,微型机功能的不断提高以及电力电子技术、计算机控制技术的发展,电气传动领域出现了以微型机为核心的数字控制系统。微型机的采用不仅极大地推动了作为研究热点的交流电气传动的迅猛发展,也给直流电气传动的发展注入了新的活力,使电气传动进入了更新的发展阶段。

微机控制的电气传动系统具有以下优点:

1. 对被控对象——电动机的各种状态量可实现快速、宽范围、高分辨率、高精度的检测,为高性能传动系统的实现提供了基本条件。

2. 由微机控制的各类电力电子功率变换装置可以使电动机有接近理想的可控供电电源,为提高传动系统的性能提供了保证。

3. 以微机为核心的控制装置可以完成包括复杂计算和判断在内的高精度的运算、变换和控制。软件的模块化结构可以方便地对应用程序实时增加、更改、删减,当实际系统变化时也可彻底更新。软件控制的这种灵活性大大增强了控制器对被控对象的适应能力,使各种新的控制策略和控制方法得以实现。

4. 使用微机可显著改善和提高控制装置的可靠性。集成电路和大规模集成电路的平均无故障时间大大长于分离元件电子电路。当然,要保证微机的硬件设计正确,使它的所有额定值(例如温升)都保持在安全限制之内。如有必要,可选用具有较大温度适用范围的高级别的元器件。此外,还需采用必要的抗干扰措施。

5. 和模拟电路不一样,数字电路完全不存在漂移问题,也不存在参数变化的影响。采用适当的定标可以避免溢出问题(上溢出和下溢出)。

6. 精心设计的微机控制装置能降低硬件成本。速度更快、功能更完善的新一代微机的不断涌现,此优点将变得越来越明显。体积小、重量轻、耗能少是它们附带的共同优点。

7. 分散独立的电气传动系统的微机控制有利于和总的工业控制系统中的主计算机联机。随着计算机集散控制的发展,信息的双向传递能力将变得越来越重要。

8. 借助微机容易实现对系统运行状态进行监视、预警、故障诊断和数据采集,有利于对可能发生的故障进行分析和处理。

使用微机的一些不足之处是:

1. 尽管微机的计算精度可以很高,但却受到其位数以及输入、输出量的分辨率的限制。例

如,当通过模/数转换获得输入量时,存在着一定的采样和量化误差。增加位数和提高采样频率可以减小这个误差,但是如果微机运算、处理的位数低于模/数转换器的位数,信号的分辨率仍难以提高。

2. 微机对信息的处理是以串行方式进行的。在完成各种任务时,时间以分时方式分配,这就减慢了对信息的处理速度,影响到系统响应的快速性。因此,对一些较复杂的或要求高的传动系统,为提高系统的响应速度,则需考虑选用功能强、运算速度高的微机或采用多机分散并行控制技术。

3. 对软件实现的控制功能,调试时不易使用仪器(如示波器、万用表)检测记录。为便于了解控制效果,对调控周期内的有关参数可采用列表存放、显示、打印等方法,为分析和完善软件提供必要的信息。当然,这将会增加系统的调控周期。

由上述可看出,微机的采用为电气传动系统提供了更为灵活、经济和高性能的控制手段。微机作为电气传动控制系统的核心,机型的选择直接影响到系统的控制速度、精度和其它控制功能的实现。目前,有多种可供选择的8位、16位微机及其众多的接口芯片,它们在功能和价格上的差别较大。因此,在机型选择和硬件设计时,应根据系统的繁简程度、对动态响应和控制精度的要求等诸方面综合加以考虑,或者采用单机结构,或者采用多机并行结构。

### 1.3 电气传动微机控制的基本结构

从系统总体结构看,可以把用微机控制的电气传动系统看成是由两个分系统组成的,如图1-1所示。两个分系统之间通过信息交换连为一体。信息处理分系统从能量分系统(又可称为对象系统)获得各种状态量信息,能量分系统接受来自信息处理分系统的控制信息,完成由电能到机械能的转换,实现对工作机械的运动控制。

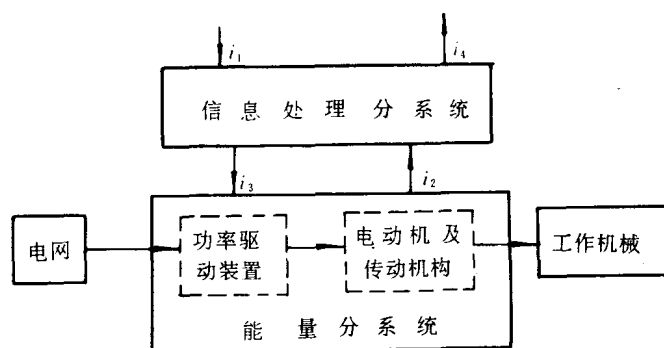


图 1-1 电气传动微机控制系统的基本结构

能量分系统主要包括由电力电子功率变换器构成的功率驱动装置,含有或不含有减速器机械传动机构的电动机,以及系统中各种状态量的检测装置。各种功率变换器在信息处理分系统输出信息  $i_3$  的控制下,将电网的交流电能变换成电动机所需要的交流或直流电能。电能变换的品质指标的优劣直接影响到电动机的运行特性和传动系统的性能,因此,能量分系统是电气传动装置的重要组成部分之一。对各种功率变换器的微机控制是本书重点讨论内容之一。

信息处理分系统由微机及其接口电路组成,它有两种输入信息:其一是接受由操作人员手

动给出的或者由上级机的自动化功能装置发出的操作量信息,包括给定,启、停操作命令,与上级机的通讯命令,显示或打印命令等等(图 1-1 中的  $i_1$ );另一输入信息是通过各类传感器的变换电路送来的反映能量分系统运行状况的各种状态量信息,这些状态量包括反馈量、监测及故障诊断量等(图 1-1 中的  $i_2$ )。这两种输入信息由微机及时地收集(测量)到之后,按照一定的算法和程序实时地进行数学的和逻辑的判断、运算、处理,并输出控制信息量(图 1-1 中的  $i_3$ ),通过对功率变换器的控制,实现对被控对象——电动机运行状态的及时控制,以达到给定所要求的控制目标。信息处理分系统的另一输出信息  $i_4$ ,包括显示、打印、联锁控制、故障切除以及向上级机传送的有关信息等。

信息处理分系统是电气传动控制的核心,其中对输入信息  $i_2$  的分辨率、精度和检测时间是传动系统可能达到的控制精度和响应速度的基础,直接关系到系统的控制性能。对系统有关状态量的微机检测,将在第二章讨论。

信息处理分系统以数字量形式对信息的处理、运算,由微机相关软件实现的控制环节完成。这些环节是确保电气传动系统达到性能指标要求的关键。由于电气传动系统的种类繁多,工作机械对传动系统的性能要求各不相同,因而系统结构繁简程度差别甚大,所需控制环节有的相同有的差异颇大。为了避免重复,将以集中讨论的方式在第五章中介绍电气传动系统中一些主要控制环节的微机实现。

## 第二章 电气传动系统状态量的微机检测

在电气传动系统中都或多或少地需要检测一些状态量,以获得反馈信息或工况监测信息。这些状态量有电量也有非电量,需经相应的传感器及其变换电路,以获取并变成典型的模拟式或脉冲式电量信号,由微机检测和处理。它们或者作为控制系统的反馈信号,或者作为工况和故障监测信号。状态量的检测是微机控制电气传动装置的基本组成环节,直接关系到系统的控制性能。常用的状态量包括转速、角位移、直线位移以及电流、电压等,以下分别讨论它们的微机检测方法。

### 2.1 转速检测

在电气传动速度控制的调速系统中,必须进行转速检测以实现转速反馈控制。用于检测转速的传感器可分为两类:一类是输出为脉冲量的传感器,一般称为增量式脉冲发生器,包括光电式脉冲发生器、磁电式脉冲发生器、圆光栅传感器、旋转式感应同步器等;另一类是输出为模拟电压量的模拟式传感器,即传统的测速发电机。

由微机和转速传感器组成的测速装置,应考虑以下三个主要性能指标:

1. 分辨率 微机进行转速检测时,其测量计数值改变一个字所对应的被测转速变化量,称为测速装置的分辨率。因而,分辨率的大小可表征测速装置对被测转速变化的分辨能力的强弱。设被测转速由  $n_1$  变为  $n_2$  时,刚好引起测量计数值改变一个字,则测速装置的分辨率

$$R_n = n_2 - n_1 \quad (\text{r/min})$$

$R_n$  值愈小,说明测速装置反映转速的变化愈敏感,即测速装置的分辨能力愈强。显然,  $R_n$  的大小与传动系统的速度控制精度关系甚大。分辨能力强,即  $R_n$  值小,系统的控制精度才有可能高。因此,分辨率是测速装置的一个重要指标。

为了衡量测速装置对不同转速的分辨能力,可用相对分辨率描述。设  $n$  代表转速的实际测量值,  $r_n\%$  代表测速装置的相对分辨率,则

$$r_n\% = \frac{R_n}{n} \times 100\%$$

2. 测速精度 测速精度是指测速装置对实际转速测量的精确程度。它可用测速装置的测量误差值  $\Delta n$  与实际测量值  $n$  之比表示,即测速精度

$$\epsilon\% = \frac{\Delta n}{n} \times 100\%$$

显然  $\epsilon\%$  小,测速精度高,系统的控制精度才可能高。 $\epsilon\%$  的大小不仅决定于包括传感器在内的测速元件的精度,还与测速方法和测速分辨率有关。

3. 检测时间 测速装置的检测时间是指两次转速采样之间的时间间隔。检测时间的长短直接影响传动系统速度环的调控周期,因而对系统的控制性能影响很大。检测时间愈短,对系

统控制性能的改善愈有利。所以,检测时间也是测速装置的一个重要指标。

### 2.1.1 脉冲式传感器检测转速

脉冲式传感器测速装置的基本组成部分,包括一个脉冲发生器和一个由微机接口芯片等元件构成的检测变换与控制电路。脉冲发生器与被测转轴硬性联接,转轴每旋转一周脉冲发生器输出一固定的脉冲数,因而其输出脉冲的频率与转速成正比。设脉冲发生器每转的脉冲数为  $P$ ,则一个  $P$  脉冲对应的转角

$$\theta_P = \frac{2\pi}{P} \quad (\text{rad}) \quad (2-1)$$

若在时间  $T(\text{s})$  内测得转轴的旋转角度为  $\theta(\text{rad})$ ,则转速测量值  $n$  的一般计算式为

$$n = \frac{\theta/2\pi}{T} \times 60 \quad (\text{r/min}) \quad (2-2)$$

式(2-2)中的  $\theta$  等于  $P$  脉冲个数与  $\theta_P$  的乘积。由此可见,原则上测量一定时间内的脉冲数和测量脉冲周期两种测速方法。由这两种基本方法还可派生出多种测速方法,它们所测得的转速均是检测时间内的平均转速。下面介绍三种测速方法。

#### 一、脉冲数( $M$ )法测速

这种测速方法的检测原理如图 2-1 所示。在一确定的时间间隔  $T$  内,由微机对脉冲发生器发出的  $P$  脉冲进行计数,利用  $P$  脉冲的计数值  $m_P$ ,根据式(2-1)和式(2-2)即可得到转速测量值的计算式。在相同的检测时间内, $m_P$  值不同,转速测量值也就不同。因此,一般称这种方法为  $M$  法。

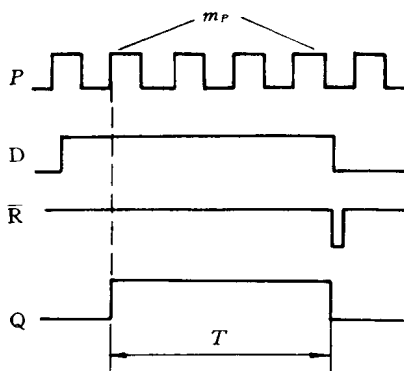


图 2-1  $M$  法测速的检测原理图

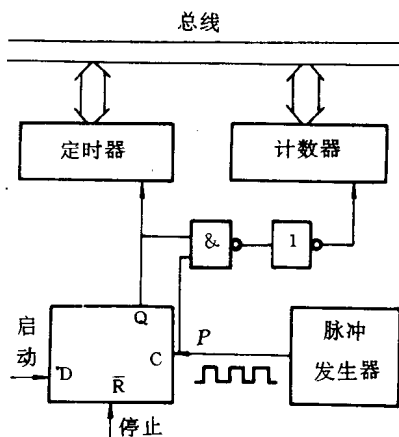


图 2-2  $M$  法测速的电路原理图

图 2-2 是  $M$  法测速的电路原理图,图中,定时器、计数器可用 Z80-CTC 或 8253 等可编程计数/定时器。采用时钟上升沿有效、直接复位的 D 触发器和门电路,用以实现定时和计数的起始同步。CPU 发出启动检测信号后,在  $P$  脉冲下一个上升沿到来时  $Q$  被置 1,开始定时、计数。当定时器预置的定时时间  $T$  到时,向 CPU 发出中断请求。CPU 响应中断后发停止检测信号,将 D 触发器直接复位,0 态  $Q$  封锁定时器和计数器。CPU 从计数器获取  $P$  脉冲的计数值,便可计算出转速测量值。周期性重复上述程序,即可连续检测转速。设脉冲发生器每转输出的脉冲数为  $P$ ,在时间  $T(\text{s})$  内测得的  $P$  脉冲数为  $m_P$ ,则由式(2-1)得对应的转角量

$$\theta = \theta_p \cdot m_p = \frac{2\pi m_p}{P}$$

将上式代入式(2-2),得  $M$  法测速的转速计算式

$$n = \frac{2\pi m_p / P}{2\pi T} \times 60 = \frac{60m_p}{PT} \quad (\text{r/min}) \quad (2-3)$$

显见,当  $P$  和  $T$  一定时,转速  $n$  与计数值  $m_p$  成正比。转速愈低,  $m_p$  愈小,转速很低时,在检测时间  $T$  内只有一个  $P$  脉冲,此时对应的转速是该条件下所能检测的最低转速。

1. 分辨率 设在检测时间  $T$  内,对  $P$  脉冲的计数值由  $m_p$  变为  $m_p + 1$ ,即改变了一个计数字,根据分辨率  $R_n$  的定义,由式(2-3)可得  $M$  法测速的分辨率

$$R_n = \frac{60(m_p + 1)}{PT} - \frac{60m_p}{PT} = \frac{60}{PT} \quad (\text{r/min}) \quad (2-4)$$

设定时器的计数频率为  $f_c$ 、计数值为  $m_c$ ,则检测时间  $T = m_c / f_c$ ,上式还可写成

$$R_n = \frac{60f_c}{Pm_c} \quad (\text{r/min}) \quad (2-5)$$

由式(2-4)可见,在  $P$  与  $T$  确定后,  $M$  法测速的分辨率与转速的大小无关,即在任意转速下,计数值  $m_p$  变化一个字所需的转速变化量均相等。

$M$  法测速的相对分辨率为

$$r_n \% = \frac{R_n}{n} = \frac{1}{m_p} \times 100\% \quad (2-6)$$

转速越高,  $m_p$  值越大,  $r_n$  值越小,即  $M$  法测速的相对分辨率与转速成反比。所以,  $M$  法适用于高转速的测量。例如:已知  $P = 3000$  个/r,  $T = 5 \times 10^{-3}$  s,最高转速  $n_{\max} = 1000$  r/min,最低转速  $n_{\min} = 50$  r/min。由式(2-4)可求得测速分辨率  $R_n = 4$  r/min,而相对分辨率在  $n_{\max}$  时为  $r_n \% = 0.4\%$ ,在  $n_{\min}$  时则为  $r_n \% = 8\%$ 。结果表明,在  $n_{\max}$  时转速只要波动  $0.4\%$ ,  $m_p$  就会变化一个字。而当转速降到  $n_{\min}$  时,转速波动范围要增至  $8\%$  才会有转速测量值的变化,也就是说,若  $n_{\min}$  时的转速波动范围小于  $8\%$ ,则因转速测量值未变,系统的转速环将失去调控作用。由此看出,用  $M$  法测速时,传动系统对转速的控制精度将随着转速的下降而变差。要提高控制精度,必须降低  $R_n$  值,因此需要选用  $P$  值较大的脉冲发生器。

2. 测速精度  $M$  法的测速精度主要由分辨率  $R_n$  决定。脉冲发生器存在的制造误差引起的  $P$  脉冲周期  $T_p$  的不均匀误差,即相邻两  $P$  脉冲之间的角偏差一般为  $\pm 5\% \sim \pm 10\%$ 。该误差的特点是不连续累积且存在相消性,随着  $m_p$  值的增大,总的角偏差减小,当  $m_p = P$  时该误差消失。由图 2-1 可看出,  $M$  法测速时的检测时间一般不是  $T_p$  的整倍数,因而存在一个  $P$  脉冲的计数偏差值,由此引起的转速测量误差值就是测速分辨率  $R_n$ 。由脉冲发生器制造误差引起的测量误差已包含在  $R_n$  之中。按测速精度的定义,可得  $M$  法的测速精度

$$\epsilon \% = \frac{\Delta n}{n} = \frac{R_n}{n} = \frac{1}{m_p} \times 100\% \quad (2-7)$$

由上式看出,  $M$  法的测速精度就是其相对分辨率。由于  $m_p$  值与转速成正比,所以转速越低,检测装置的精度越差,在可能检测的最低转速即  $m_p = 1$  时,误差达  $100\%$ 。为提高精度、扩大测速范围,同样需增大  $P$  值。

3. 检测时间  $M$  法测速的检测时间  $T$  与  $P$  及  $R_n$  的关系为

$$T = \frac{60}{PR_n} \quad (\text{s}) \quad (2-8)$$

若要保持一定的分辨率又要缩短检测时间,只有增大  $P$  值。

4.  $P$  值的选取 增加  $P$  值有利于提高测速装置的测速分辨能力、精度和缩短检测时间。但是,  $P$  值的最大值的选定受被测最高转速  $n_{\max}$  和脉冲发生器的频率响应值的限制。例如,国产 LEC 型光电脉冲发生器的频率响应值为 100kHz,若选用的  $P=5000$  个/r,则其适用的最高转速检测值  $n_{\max} < 100 \times 10^3 \times 60 / 5000 = 1200$  (r/min)。

$P$  值一定后,对一确定的检测时间  $T$ ,测速装置所能检测的最低转速  $n_{\min}$  就被界定了,此值对应于  $m_P=1$ 。由式(2-3)和式(2-4)可看出,  $M$  法测速的  $n_{\min}$  就是其分辨率  $R_n$ ,即

$$n_{\min} = \frac{60}{PT} = R_n \quad (\text{r/min}) \quad (2-9)$$

实际需要检测的最低转速以高于  $n_{\min}$  值为好,这是需综合考虑的问题。

5. 计数器字长 根据要求检测的最高转速  $n_{\max}$  及分辨率  $R_n$ ,由式(2-3)可确定出  $P$  脉冲的最大计数值

$$m_{P_{\max}} = n_{\max} \frac{PT}{60} = \frac{n_{\max}}{R_n} \quad (2-10)$$

由  $m_{P_{\max}}$  值即可得到计数器的字长。例如,已知  $n_{\max}=1500$  r/min,要求  $R_n \leq 2$  r/min,则有  $m_{P_{\max}} \geq 750$ ,故计数器的字长应不小于 10 位。

6. 转速反馈值和转速反馈系数 在传动系统的转速环调控中,与转速给定值  $N_g$  进行比较的应是转速反馈值  $N_f$ 。根据式(2-3)可以得到  $M$  法测速的转速反馈值  $N_f$  的计算式

$$N_f = \alpha \cdot n = \frac{60 \alpha m_P}{PT} = \alpha m_P R_n \quad (\text{数字量}) \quad (2-11)$$

式中,  $\alpha$  为转速反馈系数。 $\alpha$  的取值应以充分利用测速装置的分辨能力为原则。若微机采用定点法运算,转速值均为整数,在此情况下则要求  $\alpha \geq 1/R_n$ ,否则转速调控对转速的分辨能力将低于测速装置所具有的分辨能力。若取  $\alpha < 1/R_n$ ,在被测转速变化  $R_n$  (r/min)、计数值  $m_P$  变化 1 个计数字时,由式(2-11)算出的  $N_f$  变化量  $\Delta N_f = \alpha R_n < 1$ ,此量在计算机运算过程中会被作为小数舍去。这表明,检测装置已分辨出转速的变化,但因  $N_f$  未变而降低了传动系统对转速的调控能力。因  $M$  法测速的分辨率  $R_n$  不随转速变化,若取  $\alpha R_n = 1$ ,则式(2-11)变为  $N_f = m_P$ ,即将转速检测的计数值  $m_P$  直接用作转速反馈值,不仅省去式(2-11)的计算,也不会降低对转速的分辨能力。

由于  $M$  法在低速时的相对分辨率和检测精度都较差,因此  $M$  法的测速范围受限。

## 二、脉冲周期( $T$ )法测速

脉冲周期法测速一般称为  $T$  法测速。它是通过测量一个  $P$  脉冲的周期  $T_P$  的大小,并根据一个  $P$  脉冲对应的转角  $\theta_P$  来计算转速的一种测速方法。图 2-3 示出了  $T$  法的测速原理。

利用频率已知的高频计数脉冲  $f_c$ ,交替检测  $f_c$  在  $Q$ 、 $\bar{Q}$  高电平持续期即  $P$  脉冲周期  $T_P$  内的脉冲数来获得  $T_P$  的测量值。当  $P$  值选定后,对应的  $\theta_P$  便为定值,测得的  $P$  脉

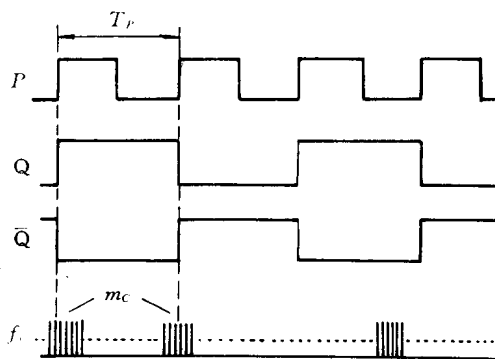


图 2-3  $T$  法测速的检测原理图

冲的周期值不同,对应的转速也就不同。

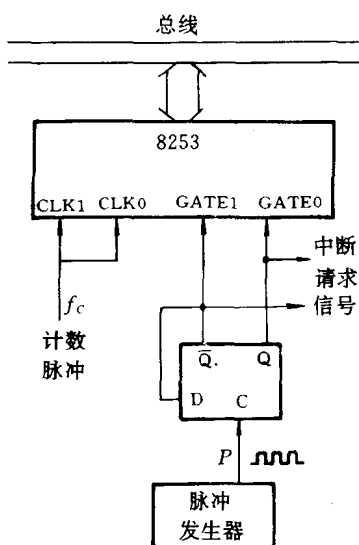


图 2-4 T 法测速的电路原理图

图 2-4 是 T 法测速的电路原理图。图中,采用 8253 可编程计数/定时器;由脉冲发生器发出的 P 脉冲,经 D 触发器分频后获 Q、 $\bar{Q}$  两列脉冲,分别送至 8253 的 GATE0、GATE1;计数脉冲  $f_c$  送至 CLK0、CLK1。8253 按计数方式工作,对 Q、 $\bar{Q}$  脉冲高电平的持续时间进行交替计数测量。两个计数通道对  $f_c$  的计数值分别在 Q、 $\bar{Q}$  下降沿中断申请后,由 CPU 读取获得。设脉冲发生器每转的脉冲数为 P(个/r),对  $f_c$  脉冲的计数值为  $m_c$ ,则由式(2-1)和式(2-2)可得 T 法测速的转速测量值

$$n = \frac{60f_c}{Pm_c} \quad (\text{r/min}) \quad (2-12)$$

式(2-12)表明 T 法测速与 M 法测速刚好相反,转速愈高,测量计数值  $m_c$  愈小。

1. 分辨率 设由于被测转速的变化使计数脉冲  $f_c$  的计数值由  $m_c$  变为  $m_c - 1$ ,根据分辨率的定义,T 法测速的分辨率为

$$R_n = \frac{60f_c}{P(m_c - 1)} - \frac{60f_c}{Pm_c} = \frac{60f_c}{Pm_c(m_c - 1)} \quad (\text{r/min}) \quad (2-13)$$

上式还可写成

$$R_n = \frac{n}{m_c - 1} = \frac{Pn^2}{60f_c - Pn} \quad (\text{r/min}) \quad (2-14)$$

T 法测速的相对分辨率为

$$r_n\% = \frac{R_n}{n} \times 100\% = \frac{1}{m_c - 1} \times 100\% \quad (2-15)$$

由式(2-14)和式(2-15)可以看出,T 法测速的分辨率与转速有关。转速改变时  $R_n$  和  $r_n\%$  均要改变,转速越低, $m_c$  值越大, $R_n$  越小, $r_n\%$  也越小,测速装置的分辨能力越强。这一特点与 M 法测速相反,可见 T 法适于低转速的检测。例如,已知计数脉冲频率  $f_c = 1\text{MHz}$ ,  $P = 3000$  个/r,由式(2-12)、式(2-14)和式(2-15)可算得,转速  $n = 10\text{r/min}$  时  $T_P = 2\text{ms}$ ,  $m_c = 2000$ ,  $R_n = 0.005\text{r/min}$ ,  $r_n\% = 0.05\%$ ;转速升到  $500\text{r/min}$  时,分辨率增大到  $R_n = 12.8\text{r/min}$ ,  $r_n\% = 2.6\%$  且此时仅有  $T_P = 0.04\text{ms}$ ,显然,检测时间已变得过小。

2. 测速精度 T 法的测速精度主要由脉冲发生器的制造误差  $\epsilon_P\%$  和检测分辨率引起的误差决定。脉冲发生器制造误差使计数值  $m_c$  在检测周期  $T_P$  内存在计数误差  $\Delta m_c = m_c \cdot \epsilon_P\%$ ,设由此引起的转速测量误差值为  $\Delta n_T$ ,则由  $\epsilon_P\%$  所决定的测速精度为

$$\epsilon_T\% = \frac{\Delta n_T}{n} = \frac{\frac{60f_c}{Pm_c(1 - \epsilon_P\%)} - \frac{60f_c}{Pm_c}}{\frac{60f_c}{Pm_c}} = \frac{\epsilon_P\%}{1 - \epsilon_P\%}$$

$\epsilon_P\%$  值一般为  $\pm(5 \sim 10)\%$ ,  $1 - \epsilon_P\% \approx 1$ ,上式可简化为

$$\epsilon_T\% = \epsilon_P\% \quad (2-16)$$

在整周期  $T_P$  的测量中,计数值  $m_c$  总存在一个计数脉冲的误差,由此引起的转速测量误差值就是分辨率  $R_n$ 。所以,由分辨率决定的测速精度  $\epsilon_r\%$  就是相对分辨率,即

$$\epsilon_r\% = \frac{R_n}{n} = \frac{1}{m_c - 1} \times 100\% = r_n\% \quad (2-17)$$

由式(2-16)和式(2-17)可得  $T$  法的测速精度

$$\epsilon\% = \epsilon_p\% + \frac{1}{m_c - 1} \times 100\% \quad (2-18)$$

式(2-18)表明, $T$  法测速的误差主要决定于脉冲发生器的制造精度,随着转速的增加, $m_c$  值减小,误差增大。

3. 检测时间 脉冲发生器每转输出  $P$  个脉冲,被测转速为  $n(\text{r/min})$  时, $P$  脉冲的周期  $T_P$  即检测时间为

$$T = T_P = \frac{60}{nP} \quad (\text{s}) \quad (2-19)$$

在选定  $P$  值后, $T$  法的检测时间随转速而变。最低转速时  $T$  最长,此值不应超过系统转速环的调控周期;最高转速时的  $T$  最短,应考虑能满足计算机进行数据处理所需的最短时间。

4. 计数脉冲频率和计数器字长的确定 由式(2-14)可知,计数脉冲频率  $f_c$  越高,测速装置的分辨能力越强。但  $f_c$  增高将使计数值  $m_c$  增大,增加计数器的字长。由式(2-12)可得计数脉冲频率  $f_c$  与脉冲发生器的  $P$  值、被测最低转速  $n_{\min}$  及此时对应的计数器最大计数值  $m_{c\max}$  的关系如下:

$$f_c = \frac{P \cdot n_{\min} m_{c\max}}{60} \quad (\text{Hz}) \quad (2-20)$$

例如,已知  $P=3000$  个/r,  $n_{\min}=10\text{r/min}$ ,则对应  $T_{\max}=2 \times 10^{-3}\text{s}$ 。若选  $f_c=1\text{MHz}$ ,有  $m_{c\max}=2000$ ,所需计数器字长不应低于 11 位;选  $f_c=2\text{MHz}$  时,有  $m_{c\max}=4000$ ,计数器字长不应低于 12 位。

5. 转速反馈值和转速反馈系数 由式(2-12)可得  $T$  法测速的转速反馈值

$$N_f = \alpha n = \alpha \frac{60f_c}{Pm_c} \quad (\text{数字量}) \quad (2-21)$$

根据式(2-14),式(2-21)还可写成

$$N_f = \alpha R_n (m_c - 1) \quad (\text{数字量}) \quad (2-22)$$

为计算出  $N_f$ ,需选定转速反馈系数  $\alpha$  值。与  $M$  法不同, $T$  法的  $R_n$  随转速而变,且计数值  $m_c$  与转速成反比。由式(2-14)知, $R_n=1(\text{r/min})$  时对应的转速

$$n_i = \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{60f_c}{P}} - \frac{1}{2} \approx \sqrt{\frac{60f_c}{P}} \quad (\text{r/min}) \quad (2-23)$$

当  $n > n_i$  时  $R_n > 1$  并随  $n$  的增加而变大;当  $n < n_i$  时  $R_n < 1$  并随  $n$  的减小而变小,因此可视为  $n_i$  为  $T$  法测速的临界转速。

若取  $\alpha=1$  且计算机定点运算中转速值都用整数给出,当转速低于  $n_i$  时,虽被测转速变化量小于  $1\text{r/min}$ ,计数值  $m_c$  就会变化一个字,即测速装置可分辨出这一转速的变化,但因  $R_n < 1$ ,转速反馈值  $N_f$  变化量的运算结果为小数而被丢失, $N_f$  仍将保持不变。只有当转速的变化量增至  $1\text{r/min}$  时, $N_f$  值才会有变化。这表明当  $\alpha=1$  和  $n < n_i$  时,系统对转速的分辨能力恒为  $1\text{r/min}$ ,不再随转速的下降而提高。因此,为了充分利用测速装置在低速时的高分辨能

力,应取  $\alpha > 1$  或者对转速值采用整数和足够多的小数位表示。

### 三、脉冲数/脉冲周期(M/T)法测速

从上述  $M$  法和  $T$  法测速的特点可看出,这两种测速法的测速范围都受限。 $M$  法测速是在一定时间内通过测量  $P$  脉冲数来检测转速,因此,低速段因计数值  $m_P$  减小,相对分辨率  $r_n\%$  增大,测速误差也增大。转速下降到  $m_P=1$  时,误差达 100%,转速低到  $m_P < 1$  时,测速装置便不能正常工作。 $T$  法测速则是通过测量一个  $P$  脉冲的周期来检测转速,因此,高速段因计数值  $m_C$  减小,分辨率  $R_n$  增大。转速过高时,检测时间很短,不利于计算机对数据的处理。此外,由于是测量单个  $P$  脉冲的周期,其测速误差主要由脉冲发生器制造误差决定,使测速精度低。综合这两种测速法的长处,可采用  $M/T$  法测速。 $M/T$  测速法能在宽的被测转速范围内得到高的分辨能力和满意的测速精度且检测时间变化不大,这是目前普遍应用的一种测速方法。

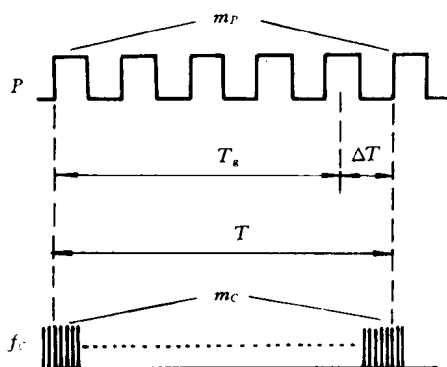


图 2-5  $M/T$  法测速的检测原理图

$M/T$  法测速是通过测量检测时间  $T$  和在此时间内脉冲发生器发出的  $P$  脉冲个数  $m_P$  来确定被测转速,其测速原理如图 2-5 所示。与  $M$  法不同, $M/T$  法测量的是完整的  $P$  脉冲数;与  $T$  法的区别是, $M/T$  法的检测时间  $T$  是从  $P$  脉冲上升沿开始到规定时间间隔  $T_g$  结束以后的第一个  $P$  脉冲上升沿到来时止所经历的时间,即  $T = T_g + \Delta T$ 。 $T$  值不再只是一个  $P$  脉冲的周期  $T_P$ 。

检测时间  $T$  可由计数器对频率已知的计数脉冲所得计数值  $m_C$  获得, $P$  脉冲数由计数器得到。设计数脉冲频率为  $f_c$ ,脉冲发生器每转输出  $P$  个脉冲,则检测时间  $T = m_C / f_c$ 。若在  $T$  时间内对  $P$  脉冲的计数值为  $m_P$ ,则对应的转角为

$\theta = 2\pi m_P / P$ 。由式(2-2)便可得到  $M/T$  法测速的转速测量值计算式

$$n = \frac{\theta / 2\pi}{T} \times 60 = \frac{60 f_c m_P}{P \cdot m_C} \quad (\text{r/min}) \quad (2-24)$$

$M/T$  法测速的微机实现可用图 2-6 所示电路。图中,8253 可编程计数器的三个通道均工作于方式 0。通道 0 用于对规定时间  $T_g$  定时,其时间常数由  $T_g$  和计数脉冲频率  $f_c$  决定;通道 1 和 2 分别用于对计数脉冲和  $P$  脉冲计数,它们的时间常数均为  $FF_H$ 。D 触发器的初态经预置使  $\bar{Q}$  为低电平,三个通道均不工作。CPU 对 8253 初始化后,0 通道工作方式 0 一建立,OUT0 由高电平变为低电平。此低电平加到 D 触发器的 D 端,待  $P$  脉冲上升沿到来时  $\bar{Q}$  变为高电平,8253 的三个通道同时开始分别对计数脉冲和  $P$  脉冲进行减 1 计数。当 0 通道内的时间常数减到零,即对规定时间  $T_g$  定时时间到时,OUT0 由低电平变为高电平,为  $\bar{Q}$  变态作好准备,待紧随的下一个  $P$  脉冲上升沿到来时, $\bar{Q}$  变为低电平,0、1、2 三个通道均停止计数。与此同时,由  $\bar{Q}$  下降沿向 CPU 申请中断。CPU 响应中断申请后,从 8253 的 1、2 通道读取计数剩余值,根据初值  $FF_H$  即可求得计数值  $m_P$  和  $m_C$ ,再按式(2-24)便求出转速测量值。图 2-7 给出了  $M/T$  法测速的中断服务程序流程图。下面讨论  $M/T$  法测速的性能指标及使用中应考虑的问题。

1. 分辨率 由于  $f_c$  远大于  $P$  脉冲的频率,在  $m_P$  为某一定值时转速的变化可由  $m_C$  的  $\pm 1$  个字的变化分辨出来。所以, $M/T$  法测速的分辨率  $R_n$  为