

摘 要

863-2 动态模拟扫描成像实验转台是为了详查普查结合型侦察相机在地面模拟卫星飞行扫描成像而专门设计的半实物仿真转台。它是一种典型的伺服控制系统。

前人在低速控制系统的设计方面已经做了一些工作，但还不能完全满足转台低速运行时的控制精度要求。通过分析原有系统的经典 PID 控制方案和试验数据发现：低速运行时的干摩擦力矩是影响转台低速平稳性的重要因素，采用传统的控制方案很难使它具有较高的静态、动态性能。针对这种非线性摩擦力矩扰动，本文充分结合神经网络和反馈控制的各自优势，提出了一种基于神经网络的 PID 控制器结构。传统 PID 控制器一般是固定参数的，而基于神经网络的 PID 控制器能够针对时变的摩擦力矩自动寻找最优的 PID 参数组合。这无疑增加了系统的自适应性。

本文以摩擦力矩补偿为出发点，在原有系统硬件基础上，分析了控制对象的低速特性，提出并论证了新的基于 BP 神经网络的 PID 控制算法，并结合单轴仿真转台的调试过程，详细叙述了控制系统的 DSP 实现过程。

通过理论分析、计算机仿真试验，充分证明了本文提出的基于神经网络 PID 控制算法的有效性。这对于今后伺服控制系统的设计无疑是一个有价值的参考。

关键词：单轴转台，低速，干摩擦，神经网络，DSP，仿真，稳定性

Abstract

Shan Jinling (Control Theory & Control Engineering)

Directed by Researcher Ma Caiwen

Turntable for 863-2 dynamic-simulation-scan-imaging experiment is specially designing practicality simulation turntable for sifting and general-checking combining type scout camera; it is a typical system of servo control.

Former people already do some work in designing aspect about low-speed control system, but it can't completely meet turntable's control precision request of low-speed moving. By analyzed former system of classical PID control-scheme and experiment data, The finding show dry-friction is important factor on the influence of low-speed stabilization during turntable do a low-speed moving, it is difficult to have upper static and dynamic capability by adopt traditional control-scheme. Aim at such nonlinearity friction moment moving, Sufficient combining neural networks and feedback control respective advantage, a sort of PID controller structure basing on neural networks was being used to overcome the dry friction. Traditional PID controller commonly is fixation parameter; moreover PID controller structure basing on neural networks can automatically find optimization PID parameter combination aim at protean friction moment. It also adds systemic self-adaptability.

This paper beginning with friction moment compensate, basing on former hardware, analyzed control-object's low-speed characteristic, presents and demonstrates a new PID control arithmetic basing on BP neural networks. And combining the debug procession of single-axis simulation turntable goes into particulars.

Through theory analysis, computer simulation testing, this paper sufficiently proves effective of PID control arithmetic basing on neural networks, this is a value reference for the design of control system on aftertime.

Keywords: single-axis turntable, low-speed, dry-friction, neural networks, DSP, simulation, stability.

第一章 概述

空间对地成像观测技术的研究和星载光学有效载荷的研制是目前国际上研究的热点问题，特别是一些依托新的原理和方法研制的空间对地观测系统正在不断推向实际应用，而在地面上要对相关性能(特别是成像性能)进行检测就必须有满足星载试验条件的高精度速率仿真转台。本文所开展的研究工作就是依托于一台用于详查相机性能测试的速率转台进行的。下面主要介绍目前转台技术的现状，本设计转台的技术指标要求，并简要提出了机电控制转台设计中的难点问题。

1.1 仿真转台技术的现状

仿真技术综合了当代科学技术中多种现代化尖端手段，极大地扩展了人类的视野、时限和能力，在科学技术领域起到了极其重要的作用。近10年来，我国仿真技术得到迅速发展。从应用的广泛程度看，已经从早期的航空、航天、火力发电和核动力发电部门扩展到今天的军事、电子、通信、交通、建筑、气象、地质、机械制造等多种行业和部门，其应用已渗透到系统生命周期的全过程。半实物仿真作为仿真技术的一个分支，涉及的领域极广，包括机电技术、液压技术、控制技术、接口技术等。

半实物仿真技术又称为硬件在回路仿真，在条件允许的情况下尽可能在仿真系统中接入实物，以取代相应部分的数学模型，这样更接近实际情况，从而得到更确切的信息。这种仿真试验将对象实体的动态特性通过建立数学模型、编程，在计算机上运行。

863-2 动态模拟扫描成像实验转台(简称“系统”)是为了详查普查结合型侦察相机在地面模拟卫星飞行扫描成像而专门设计的仿真实验转台。转台作为高精度的半实物的模拟仿真设备，早已被各国的地面仿真实验室所采用。本文所要研制的是一种单轴仿真转台。希望它最好是一个比例为1的纯放大环节，这样的转台引入仿真回路中，其动态、静态特性将不会对仿真结果产生影响。

转台因驱动机构的不同可分为电动转台和液压转台。当前具有高频响或大负载特点的专用仿真转台多采用液压直接驱动方式，即由电液伺服马达直接驱动仿

真转台。这能够避免因齿轮、铰链等传动机构导致的系统刚度差、存在死区、控制精度降低等缺陷。但不利因素是需要有液压源和管路,如果采用高压油源,则安全性差。并且液压伺服系统存在一些难以确定的软量,如液容 C_H 和摩擦系数;此外还存在随工况而变化的量,如负载质量 m 和外负载 F_z 等。这些都增加了整个系统的非线性程度。与之相比较,电动驱动具有能源单一、结构简单、安全性高的优点。

鉴于以上分析以及资金限制,本系统采用电动驱动方式。

1.2 转台的技术指标

根据成像试验的要求,对该单轴仿真转台在负载为 400kg 时提出的具体指标如下:

角速度范围 ω : $0.5^\circ \sim 3^\circ /s$;

速度预置精度 $\Delta\omega_1$: $\pm 0.001^\circ /s$, 并能显示;

达到速度稳定所需时间 t_s : $\leq 3s$;

最大角速度偏差 $\Delta\omega_2$: $0.002^\circ /s$ (当角速度为 $1.1^\circ /s$ 时);

转角范围 θ : $0^\circ \sim 240^\circ$ 。

1.3 机电系统实现精确控制的难点

对伺服系统的要求是其输出应能够连续、平稳地跟随输入的变化规律,并保证一定的跟踪精度。但由于系统的执行元件是电动机,在低速跟踪时,实际的伺服系统将会因执行电动机的不稳定造成不均匀跳变的频繁发生。但实际上,执行电机的不稳定只是次要因素,不作为主要因素考虑。

伺服系统在低速工作时,会出现低速不平稳现象。所谓低速不平稳,是指当系统运转速度低于某一临界值时,其运动速度呈脉动现象,这种现象又称低速抖动或低速爬行。摩擦力矩干扰是使转台产生爬行的主要原因之一。

在控制系统设计中,伺服转台的控制可分为模拟控制和数字控制两种,模拟控制反应迅速,适于快速反应系统。数字控制为实现许多复杂但有效的控制算法

提供了可能，从而保证系统较高的位置精度。但是数字控制使系统响应滞后，这对于系统的抗干扰能力是不利的。

实际生产过程都常常存在着不确定因素，如变结构、变参数、非线性、时变等，难以建立受控对象精确的数学模型。特别是常规调节器的控制参数具有固定形式，不易在线调整，且参数整定过程长，参数间相互影响，折衷后难以收到最优效果。由此可以看出，固定不变的 PID 控制并不是理想方案，若能在适当时刻分别投入变化的 P、I、D 信号，控制效果会更好。

该转台在利用传统的比例积分微分 (PID) 控制算法时，速率平稳性最好时达到 $0.004^{\circ}/\text{秒}$ ，还不能完全满足相机对转台的技术指标要求，本文提出了针对精度要求的改良方案，仿真结果表明此方案性能良好，前景广阔，具有较高的应用价值。

文章结构安排如下：

第一章，概述目前转台技术的现状及设计中的难点；

第二章，介绍伺服控制系统设计的一般方法；

第三章，分析高精度仿真转台的闭环控制系统；

第四章，详细叙述控制系统的软硬件实现；

第五章，总结全文，并提出有待于进一步探索的问题。

第二章 伺服控制系统的设计方法

通常把控制系统分为恒值调节系统和随动控制系统两大类。

随动系统是跟恒值控制系统相比较而言的一类控制系统，其划分依据是系统输入信号的变化规律。如果输入是预先未知的对时间任意变化的函数，要求被控量以尽可能小的误差跟随输入的变化，则该系统为随动系统；如果输入是一个常值，被控量也为常值，则该系统为恒值系统。随动系统中，当被控量是机械位置或其导数时，常被称作伺服系统。

伺服系统作为自动控制系统的一种有它自己的特点，但也应遵循自动控制系统设计的一般规律。下面简要介绍自动控制系统设计中应遵循的一般规律。

2.1 自动控制系统的分类及基本要求

为了实现各种复杂的控制任务，首先要将被控对象和控制装置按照一定的方式连接起来，组成一个有机体。这就是自动控制系统。在自动控制系统中，被控对象的输出量，即被控量是要求严格的物理量；而控制装置则是对被控对象施加控制作用的机构的总体，它可以采用不同的原理和方式对被控对象进行控制，但最基本的一种是基于反馈控制原理组成的反馈控制系统。

在反馈控制系统中，控制装置对被控对象施加的控制作用，是取自被控量的反馈信息，用来不断修正被控量的偏差，从而实现对被控对象进行控制的任务，这就是反馈控制的原理。

2.1.1 自动控制系统的分类

自动控制系统有多种分类方法。例如，按控制方式可分为开环控制、反馈控制、复合控制等；按元件类型可分为机械系统、电气系统、机电系统、液压系统、气动系统、生物系统等；按系统功用可分为温度控制系统、压力控制系统、位置控制系统等；按系统性能可分为线性系统和非线性系统、连续系统和离散系统、定常系统和时变系统等；按输入信号变化规律又可分为恒值控制系统、随动系统和程序控制系统等。一般地，为了全面反映自动控制系统的特性，常常将上述各

种分类方法组合应用。

按照上面的分类方法，本转台可近似看作反馈控制系统、机电系统、位置控制系统、随动系统等。

2.1.2 对自动控制系统的基本要求

尽管自动控制系统有不同的类型，对每个系统也都有不同的特殊要求，但是对每一类系统被控量变化全过程提出的共同基本要求都是一样的，且可以归结为稳定性、快速性和准确性，即稳、快、准的要求。

1、稳定性

稳定性是保证控制系统正常工作的先决条件。一个稳定的控制系统，其被控量偏离期望值的初始偏差因随时间的增长逐渐减小或趋于零。具体来说，对于稳定的恒值控制系统，被控量因扰动而偏离期望值后，经过一个过渡过程时间，被控量应恢复到原来的期望值状态；对于稳定的随动系统，被控量应能始终跟随输入信号的变化。反之，不稳定的控制系统，其被控量偏离期望值的初始偏差将随时间的增长而发散，因此，不稳定系统无法实现预定的控制任务。

2、快速性

为了很好地完成控制任务，控制系统仅仅满足稳定性要求是不够的，还必须对其过渡过程的形式和快慢提出要求，一般称为动态性能。因此，对控制系统过渡过程的时间和最大振荡幅度(即超调量)一般都有具体要求。

3、准确性

理想情况下，当过渡过程结束后，被控量达到的稳态值(即平衡状态)应与期望值一致。但实际上，由于系统结构、外作用形式以及摩擦、间隙等非线性因素的影响，被控量的稳态值与期望值之间会有误差存在，称为稳态误差。稳态误差是衡量控制系统精度的重要指标，在技术指标中一般都有要求。

在定性分析控制系统的性能时，通常将伯德图分成高、中、低三个频段，频段的分割界限只是大致的，而且不同文献时分割的方法也不尽相同，这并不影响对系统性能的定性分析。图 2.1 绘出了一种典型伯德图的对数幅频特性，从其中三个频段的特征可以判断控制系统的性能。

反映系统性能的伯德图特征有下列四个方面：

- (1) 中频段以 $-20\text{dB}/10$ 倍频程的斜率穿越零分贝线，而且这一斜率占有足够的频带宽度，则系统的稳定性好；
- (2) 截止频率(或称剪切频率)越高，则系统的快速性越好；
- (3) 低频段的斜率陡、增益高，表示系统的稳态精度高(即静差率小、调速范围宽)；
- (4) 高频段衰减的越快，即高频特性负分贝值越低，说明系统抗高频噪声干扰的能力越强。

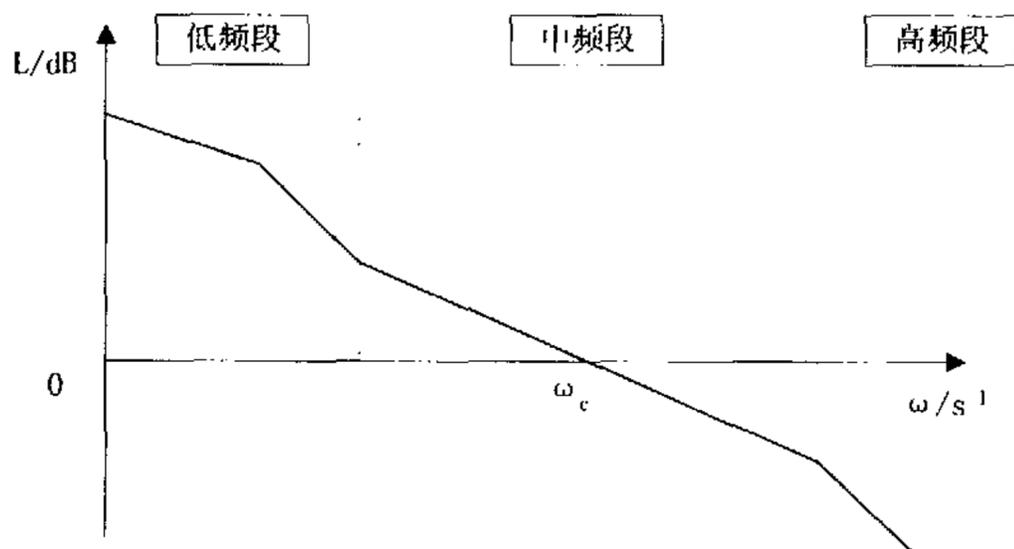


图 2.1 典型控制系统伯德图

以上四个方面常常是互相矛盾的。对稳态精度要求很高可能使系统不稳定，加上校正装置后系统稳定了，又可能要牺牲快速性，提高截止频率可以加快系统的响应又容易引入高频干扰，如此等等。设计时往往必须用多种手段反复试凑，才能获得比较满意的结果。当采用软件的方法时，控制器的结构不一定是固定的，可以视具体情况切换到不同的结构，灵活性大有改善。

2.2 随动系统的技术指标

对于一个随动系统在设计过程中都应满足一定的技术要求，它们是随动系统的设计依据，具体包括：

2.2.1 静态指标

1、系统静态误差 e_{ss}

随动系统经常设计成无静差系统，但由于系统测量元件的分辨率有限，系统受干摩擦影响造成的死区等都会使系统产生一定的误差。设计中应把这一类误差的累积和限制在 e_{ss} 以下。

2、速度误差 e_v 和正弦跟踪误差 e_a ，速度及加速度品质因数 k_v 、 k_a

当随动系统处于匀速跟踪状态时，系统输出与系统输入之间的瞬时位置误差称作速度误差 e_v ，当系统处于等幅等频摆动跟踪时，输出轴与输入轴之间的瞬时误差振幅值称作正弦跟踪误差 e_a 。

速度品质因数 k_v 是系统在斜坡输入时，系统稳态输出角速度 ω_{ss} 与速度误差 e_v 的比值。加速度品质因数 k_a 是在抛物线输入时，系统输出的稳态角加速度 $\dot{\omega}$ 与相应的系统误差之比。

3、最大跟踪角速度 ω_{\max} 、最小跟踪角速度 ω_{\min} 、最大跟踪角加速度 $\dot{\omega}_{\max}$

4、振荡指标和频宽 ω_b

振荡指标 $M = \frac{A(\omega_r)_{\max}}{A(0)}$ ，当开环幅频特性 $A(\omega) = 0.707$ 时所对应的角频率称作系统带宽。通常用 ω_c 表示系统开环通频带 (ω_c 是穿越频率)。即有 $|E(j\omega_c)| =$

$|C(j\omega_c)|$ ，而 $\omega_b \approx (1 \sim 2)\omega_c$ 。

2.2.2 动态指标

1、阶跃输入时的响应特性

包括最大超调量 $\sigma\%$ ，过渡时间 t_s 和振荡次数 N_s 。

在典型的阶跃响应跟随过程中，输出量超出稳态值的最大偏离量与稳态值之比，用百分数表示，叫做超调量。

$$\sigma\% = \frac{c_{\max} - c_{\infty}}{c_{\infty}} \times 100\% \quad (2-1)$$

超调量反映系统的相对稳定性，超调量越小，则相对稳定性越好。

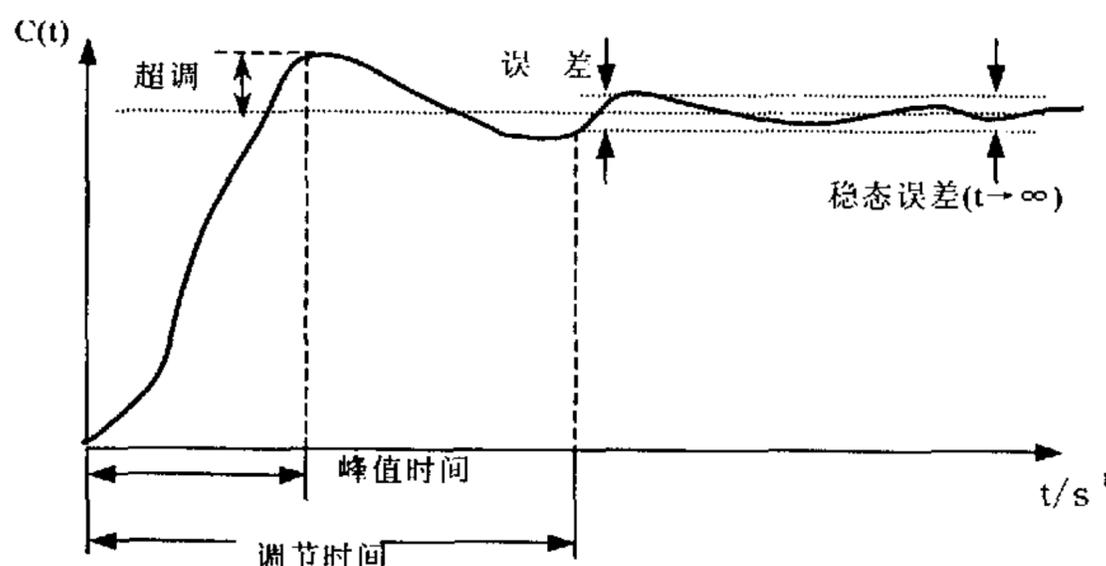


图 2.2 阶跃响应曲线

调节时间又称过渡过程时间，它测量系统整个调节过程的快慢，一般在阶跃响应曲线的稳态值附近 $\pm 5\%$ （或 $\pm 2\%$ ）的范围作为允许误差带，以响应曲线达到并不再超出该误差带所需的最短时间为调节时间。见图 2.2：

2、等速跟踪时负载扰动引起的响应特性，这要包括最大瞬时误差和过渡过程时间。

一般地，设计一个随动系统并不是所有的指标都给出，而是针对不同的应用场合对某些指标严格要求，适当放宽对其他指标的限制。本文要设计的仿真转台是为了空间对地成像技术在地面模拟卫星飞行而专门设计的试验转台。对其低速平稳性即稳态精度的要求较高，而对其它响应指标则适当放宽。

2.3 控制系统的稳定性分析

稳定是控制系统的重要性能，也是系统能够正常运行的首要条件。控制系统在实际运行过程中，总会受到外界和内部一些因素的扰动。如果系统不稳定，就会在任何微小扰动的作用下偏离原来的平衡状态，并随着时间的推移而发散。因此，分析系统稳定性并提出保证系统稳定的措施，就显得尤为重要了。

线性控制系统稳定性的定义如下：若线性控制系统在初始扰动的影响下，其动态过程随着时间的推移逐渐衰减并趋于零（原平衡工作点），则称系统逐渐稳定；

反之，若在初始扰动的影响下，系统的动态过程随着时间的推移而发散，则称系统不稳定。

线性系统稳定的充要条件是：闭环系统特征方程的所有根均具有负实部；或者说，闭环传递函数的极点均严格位于左半 s 平面。

2.4 控制系统的误差分析

伺服系统静态运行时，希望其输出量尽量复现输入量，即要求系统有一定的稳态精度，产生的误差越小越好。不同的设备对系统有不同的精度要求。例如在高炮雷达随动系统中，要求高炮的瞄准精度 $\leq 0.12^\circ$ 。否则，高炮将不能命中目标，贻误战机。所以，对随动系统进行稳态误差分析就显得十分重要。

影响随动系统稳态精度，导致系统产生稳态误差的因素有以下几点：由检测元件引起的检测误差；由系统的结构和输入信号引起的原理误差；负载扰动引起的扰动误差。下面主要讨论一下控制器的结构选择对系统稳态误差的影响。

2.4.1 I 型系统的系统误差

取 I 型系统的开环传递函数为：
$$W(s) = \frac{K}{s(Ts+1)} \quad (2-2)$$

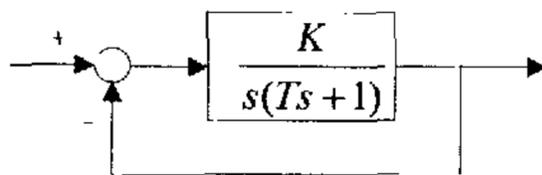


图 2.3 随动系统的结构

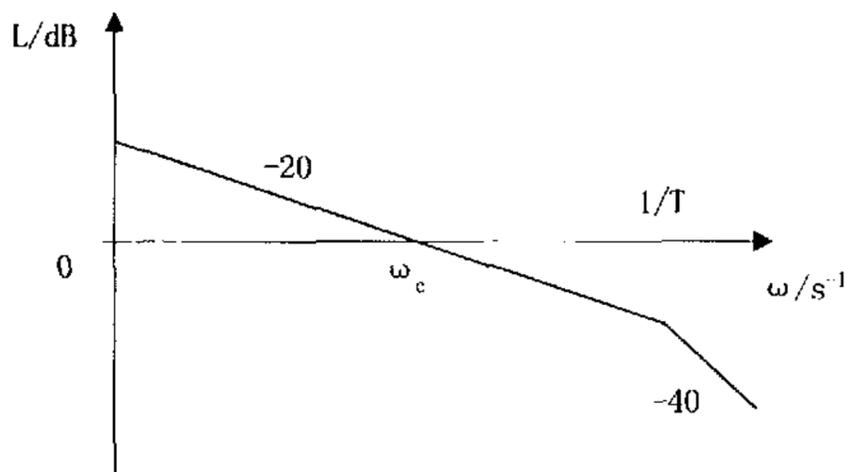


图 2.4 I 型系统对数幅频特性

在阶跃输入下，I型系统的稳态误差为零。其物理意义是，在随动系统中电机的转速到位移之间是一个积分环节，只要 $\Delta\theta_m \neq 0$ ，就有控制电压 U_{ct} 和整流电压 U_d ，电机就要转动，当忽略电机轴上负载时，电机将一直转到偏差电压为零为止。

在速度输入下，I型系统的稳态误差等于开环增益的倒数。其物理意义是，在速度输入下，要实现准确跟踪，输出轴必须与输入轴同步旋转，因此电枢上必须有一定数值的电压 U_d 。由于是I型系统，控制对象中已有一个积分环节，要维持一定的电枢电压，放大器入口必须有一个偏差电压。若 $\Delta\theta_m = 0$ ，则 $U_{ct} = 0$ ， $U_d = 0$ ，电机就停止不转了。所以系统输入输出之间一定是有差的。显然放大器增益愈大，稳态系统误差就愈小。

在加速度输入下，I型系统的稳态系统误差为无穷大。其物理意义是，加速度输入相当于输入轴的速度不断增加，若要准确跟踪，输出轴的速度也应不断增加，电枢电压 U_d 也要不断增加。由于是比例放大器，其入口电压就必须不断增加，即角差 $\Delta\theta_m$ 不断增长，输出轴与输入轴的偏差与时俱增，导致稳态原理误差趋于无穷大。

综上所述，I型系统只对位置输入是无静差的，有时又称为一阶无差系统。对速度输入是有静差的，静差的大小与开环增益成反比。对加速度输入则完全不能适应。

2.4.2 II型系统的系统误差

仍利用图 2.3 的闭环系统来分析。其中传递函数 $W(s)$ 为：
$$W(s) = \frac{KN(s)}{s^2 D(s)}$$

只在分母上多了一个积分环节，这是由调节器来提供的。

II型系统在阶跃输入和速度输入都是无差随动系统，有时称它为二阶无差系统。对于加速度输入，II型系统同样适用，稳态原理误差与开环增益成反比。若在保证随动系统稳态跟踪的精度，显然II型系统是比较理想的结构。

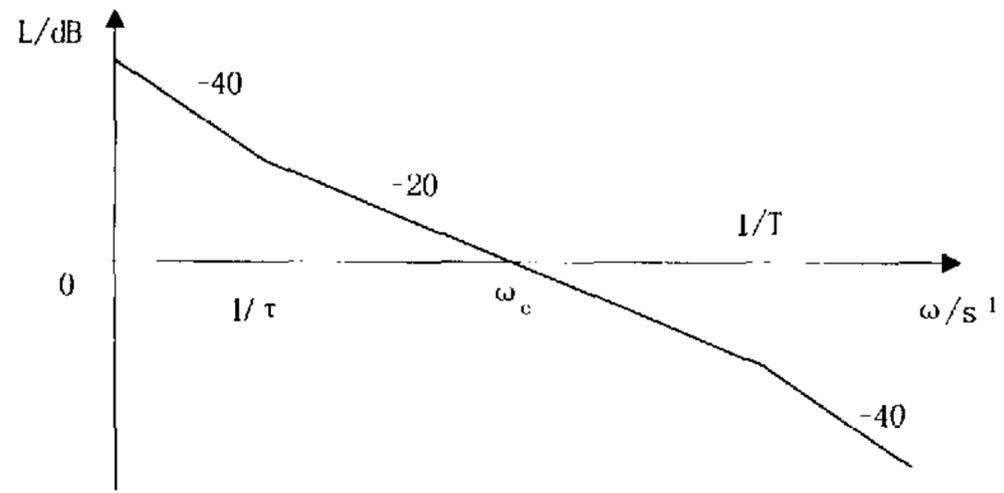


图 2.5 II型系统对数幅频特性

第三章 高精度仿真试验转台

为详查普查结合型侦察相机在地面模拟卫星飞行扫描成像而专门设计的仿真实验转台于几年前研制成功，投入使用后取得良好的控制效果。该转台在利用传统的比例积分微分(PID)控制算法时，速率平稳性最好时达到 $0.004^\circ/\text{秒}$ 。但根据相机对转台的技术要求，这还不能完全满足用户指标。基于此现有转台，本文提出了针对精度要求的改良方案，并由原理分析及仿真证实此方案理论依据充分，仿真结果正确，具有较好的应用前景。

下文在简要介绍原有系统的基础上，指出了目前存在的问题，提出了解决方案，并论证了此方案的可行性。

3.1 双闭环控制系统

原有转台是一个闭环控制的直流调速系统。为了实现转速和电流两种负反馈分别起作用，在系统中设置两个调节器分别调节转速和电流，两者之间实行串联联接。这就是说，把转速调节器的输出作为电流调节器的输入，再用电流调节器的输出去控制晶闸管整流装置。从闭环的结构可以看出，电流调节环在里面，称为内环；转速调节环在外边，叫做外环。

在设计时，为了获得良好的静、动态性能，电流环调节器采用PI调节器，速度环调节器采用PI-P调节器。

3.1.1 电机的数学模型

要设计一个控制系统，首要的任务是建立系统的数学模型。本系统选用的驱动源为电枢控制式力矩电机，取电枢电压为输入量，电机输出轴转角为输出量，可得电动机的传递函数为：

$$\frac{\theta_m(s)}{u_a(s)} = \frac{C_m}{s[L_a J_m s^2 + (L_a f_m + J_m R_a)s + (R_a f_m + k_b C_m)]} \quad (3-1)$$

一般地，在低速系统中滑动摩擦阻力忽略不计，电动机传递函数可简化为

$$\frac{\theta_m(s)}{u_a(s)} = \frac{K_m}{s(T_m T_e s^2 + T_m s + 1)} \quad (3-2)$$

式中 $K_m = \frac{1}{k_b}$ 称为电动机传递系数 (rad/sv), $T_m = \frac{J_m R_a}{k_b c_m}$ 称为电动机机电时间常数

(s), $T_e = \frac{L_a}{R_a}$ 称为电气时间常数 (s)。

电动机用方框图表示为:

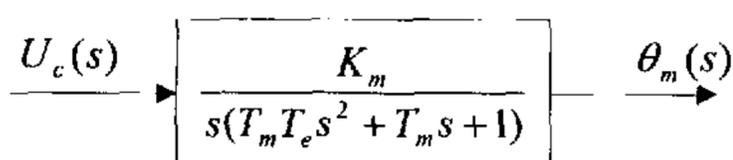


图 3.1 电动机方框图

3.1.2 系统电流环的设计

电流环结构图如图 3.2:

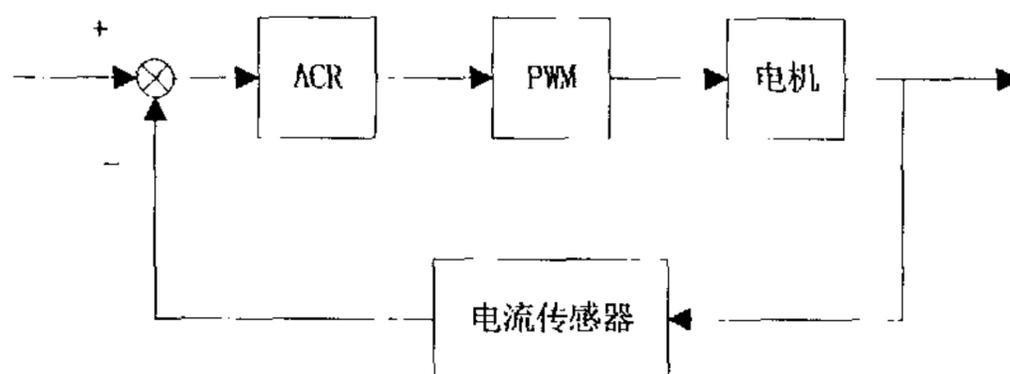


图 3.2 电流环方框图

最常用的电流调节器是 PI 调节器。由于电流检测信号常含有交流分量, 所以要加滤波, 同时为了补偿反馈通道中这一惯性作用, 在给定通道中加入了给定滤波环节。

电流环可以校正为 I 型系统或 II 型系统, 如果要求系统无静差、无(小)超调则应校正为 I 型系统; 如果要求系统抗扰性能好, 则应校正为 II 型系统。I 型系统在不同输入信号作用下的稳态误差见表 3.1。

表 3.1 I 型系统在不同输入信号作用下的稳态误差

输入信号	阶跃输入 R_0	斜坡输入 $v_0 t$	加速度输入 $a_0 t^2/2$
稳态误差	0	v_0/K	∞

为限制电流超调，电流环按典型 I 型系统设计。则动态结构图如图 3.3(a) 所示，图 3.3(b) 画出了电流环的开环对数幅频特性。

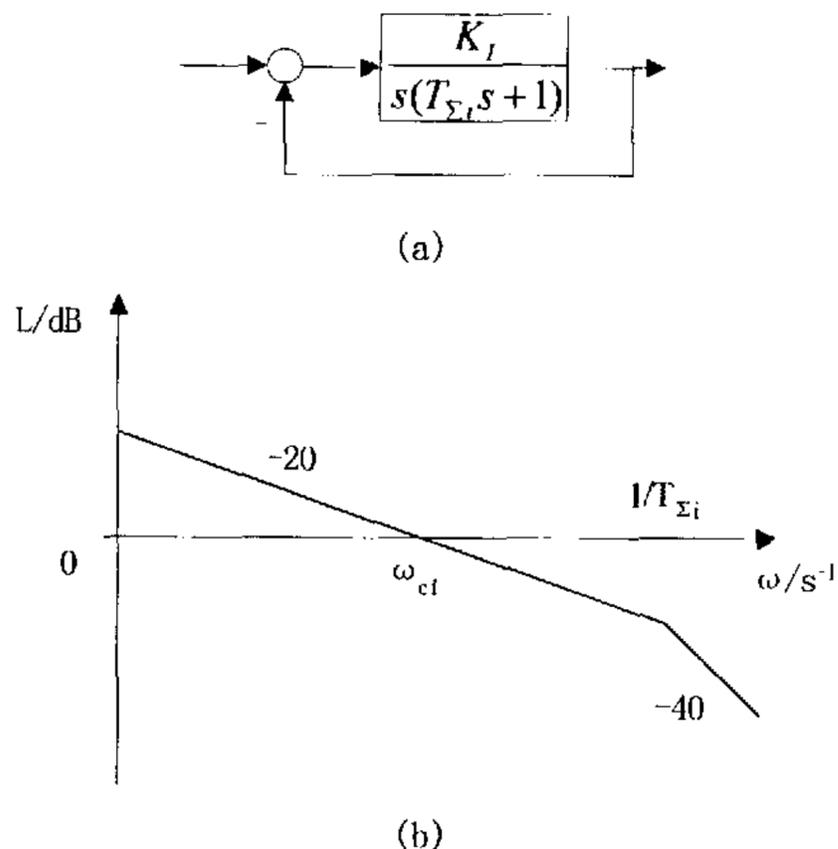


图 3.3 电流环结构图

(a) 动态结构图 (b) 开环对数幅频特性

3.1.3 系统速度环的设计

电流环是速度环的内环，在设计速度调节器时，可把已设计好的电流环看作速度调节系统中的一个环节，为此，需要求出它的等效传递函数。

在本系统中，电流环是一典型 I 型系统，电流闭环作为速度环的内环相当于一个二阶振荡环节，由于它的自然振荡频率远大于转速环的截止频率，则电流环的闭环传递函数可以简化为：

$$\frac{i_a(s)}{u_{gi}(s)} = \frac{1/\beta}{2T_{0i}s + 1} = \frac{K_{\Sigma i}}{T_{\Sigma i}s + 1} \quad (3-3)$$

对于本系统：

$$\frac{i_a(s)}{u_{gi}(s)} = \frac{0.125}{0.01s + 1} \quad (3-4)$$

转速调节器选择为： $\frac{K_n(\tau_n s + 1)}{\tau_n s}$

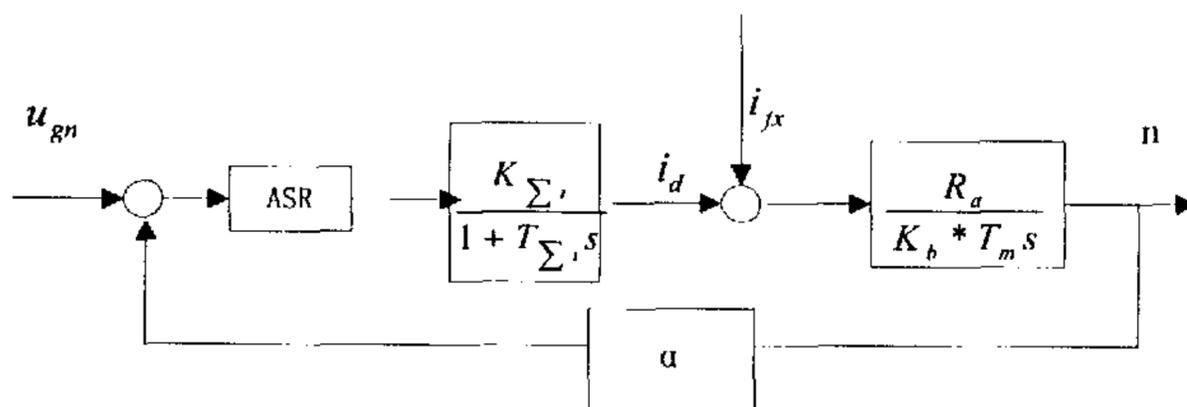


图 3.4 转速环动态结构图

由于测速元件为绝对式光学编码器，反馈是数字量，所以不必采用滤波环节。为了改善直流电机拖动系统的启动特性和抗扰特性，采用了 PI-P 调节器。转速环开环传递函数为：

$$W_n(s) = \frac{K^*(\tau_n s + 1)}{s^2(T_{\Sigma n} s + 1)} \quad (3-5)$$

其开环对数幅频特性如图 3.5 所示：

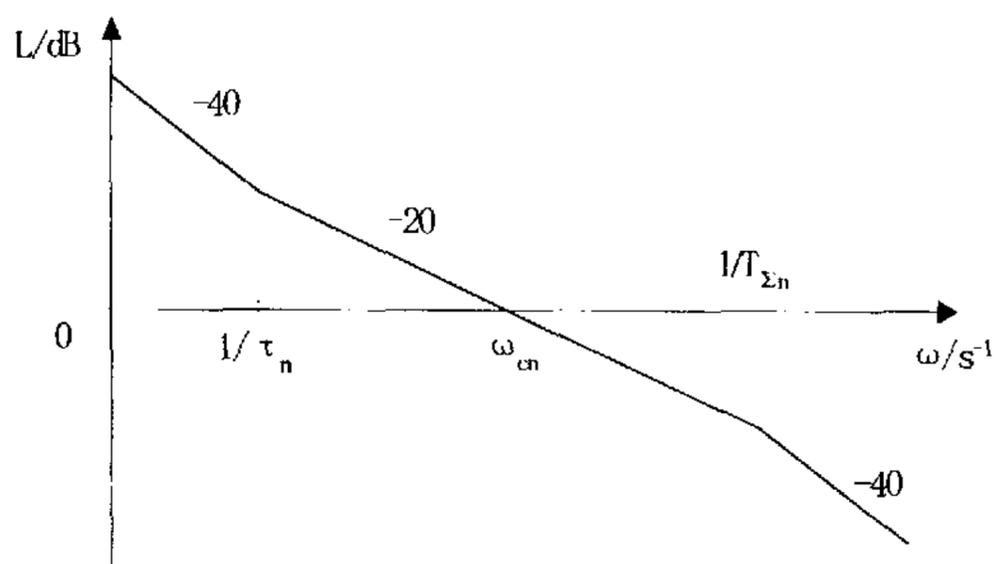


图 3.5 转速环对数幅频特性

从图 3.5 可以看出，加了 PI-P 调节器后，系统稳定性大为提高。

表 3.2 II 型系统在不同输入信号作用下的稳态误差

输入信号	阶跃输入 R_0	斜坡输入 $v_0 t$	加速度输入 $a_0 t^2/2$
稳态误差	0	0	a_0/K

这是一个 II 型系统。典型 II 型系统稳态误差列于表 3.2，由表可见，在阶跃输入和斜坡输入下，II 型系统在稳态时都是无差的。在加速度输入下，稳态误差

的大小与开环增益 K 成反比。

3.1.4 系统位置环的设计

原有系统的电流环和速度环由硬件采用模拟控制实现。为使转台具有高的位置精度和快速反应能力，增加灵活性，在设计中增加数字控制的位置环。下面主要讨论位置环的设计过程。

由于系统采样频率为 400Hz，而位置环的频带在 5Hz 左右， $\omega_b \ll \omega_s$ 。所以，采样系统近似于连续系统，可用连续系统的设计方法对位置环进行设计。对于给定的速度环，下面概略介绍几种常用的校正方法并着重讨论用这些方法进行转台控制系统设计的过程。

速度环的传递函数为：

$$W_n(s) = \frac{K_N \times \omega_n^2}{s(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (3-6)$$

其中， ω_n ：自然振荡频率

ξ ：阻尼系数

K_N ：速度环放大倍数

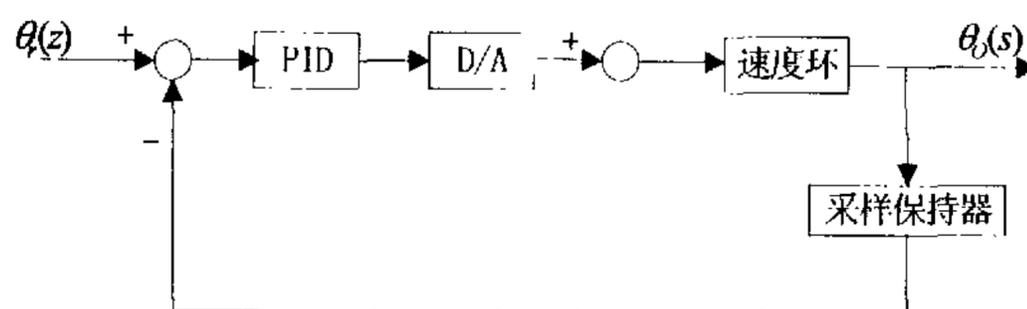


图 3.6 位置环结构图

$\theta_r(z)$ ：系统给定量， $\theta_o(s)$ ：系统输出量，PID：比例积分微分控制器，

D/A：数模转换。

下面将给出该数字控制系统结构的综合性设计过程。

1、零阶保持器特性分析

数字计算机运算出来的控制量都是数字信号，要将它恢复成连续信号，就要

用零阶保持器。零阶保持器使每一采样时刻的信号一直保持到下一个采样时刻，从而使数字信号变成阶梯状模拟信号。

如果把阶梯信号的中点连接起来，则可得到与模拟信号形状一致，而在时间上滞后了的时间响应。零阶保持器的传递函数为：

$$G_h(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \quad (3-7)$$

频率特性如图 3.7。

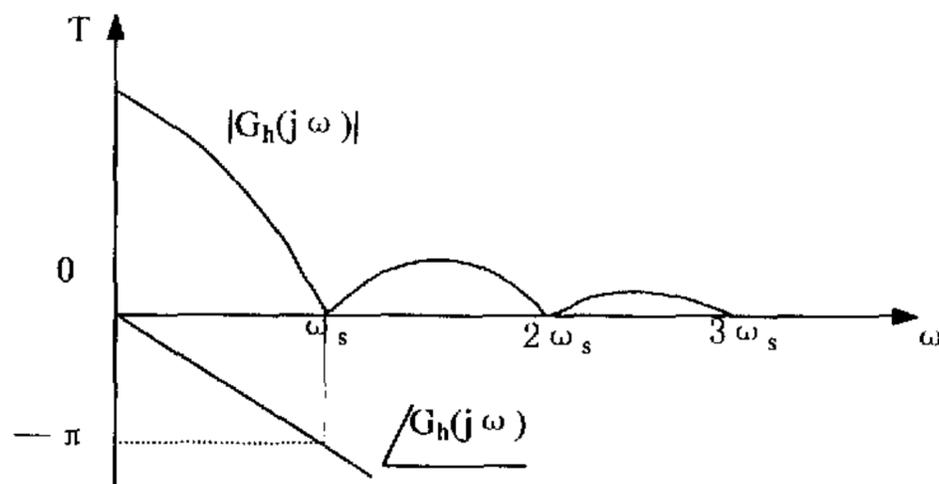


图 3.7 零阶保持器的频率特性

由于幅频特性的幅值随频率增加而衰减，因此零阶保持器是一个低通滤波器。但它除低频分量外，还允许部分高频分量通过。

另外，在线性连续系统中，稳定性的判别是在 S 域中进行的，稳定性判据都是基于 S 域的。而采样系统是在 Z 平面进行分析的。因此首先应弄清楚从 S 域变换到 Z 域后，零极点的相应位置关系。

从 Z 变换的定义知道，S 域与 Z 域的关系为

$$z = e^{sT} \quad (3-8)$$

其中 T 为采样周期。因此，S 域中的虚轴，即 $s=j\omega$ 映射到 Z 域后成为以原点为中心的单位圆，而 S 域的左半平面即 $s=-\sigma + j\omega$ 映射到单位圆内部，S 域的右半平面映射到 Z 域的单位圆外。

由连续系统的稳定条件可推知，采样系统的稳定条件是：采样系统特征方程的根都必须要在单位圆内。有一个根在单位圆外，系统就将处于不稳定状态，当有一个根在单位圆上时，系统处于稳定边界。为了方便系统分析，应该获得包括

零阶保持器在内的速度环的离散传函

$$W'_n(z) = Z[G_h(s)W'_n(s)]$$

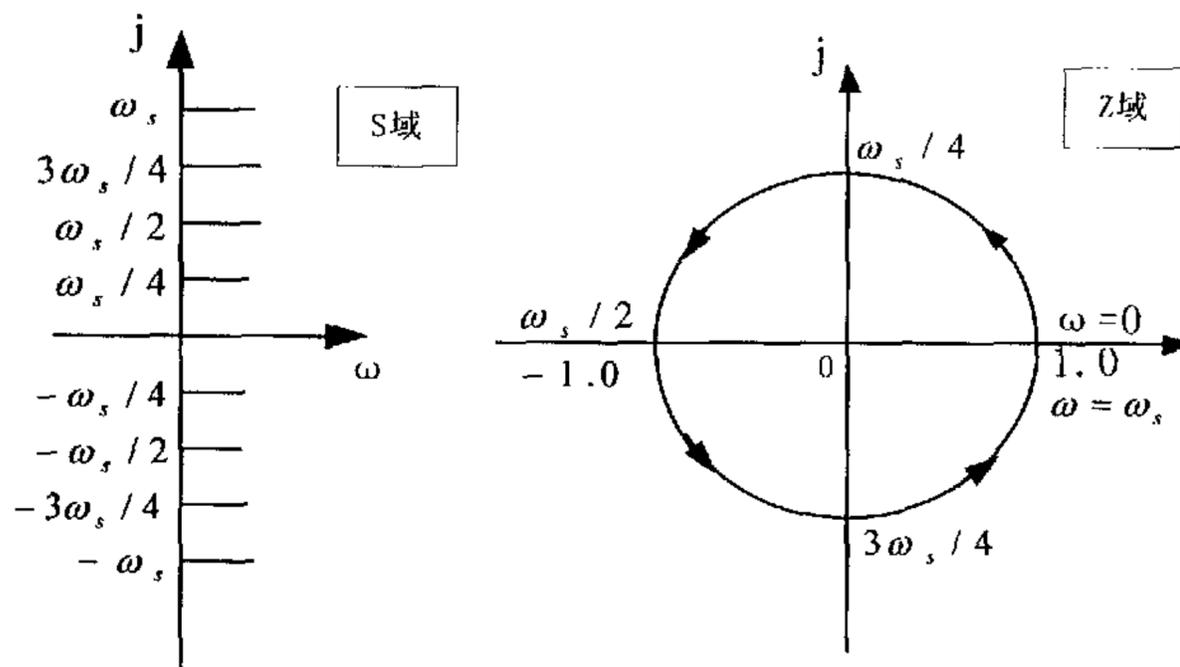


图 3.8 S 域到 Z 域的映射

2、数字 PID 校正

从本质上说，神经网络 PID 算法是传统 PID 算法的一种改进形式，是参数时变的 PID。在这里，仅以传统 PID 为例进行系统分析。PID 校正网络的传递函数为：

$$D(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (3-9)$$

现在要设计一个与 $D(s)$ 相对应的数字补偿器，经过离散化处理后得到：

$$u_k = u_{k-1} + \alpha e_k + \beta e_{k-1} + \gamma e_{k-2} \quad (3-10)$$

式中， $\alpha = K_p + \frac{K_i T}{2} + \frac{K_d}{T}$ ， $\beta = -K_p + \frac{K_i T}{2} - \frac{2K_d}{T}$ ， $\gamma = \frac{K_d}{T}$ ，

T——采样周期

于是可以推导出 $D(z)$ 的表达式

$$\frac{u(z)}{e(z)} = D(z) = \frac{\alpha + \beta z^{-1} + \gamma z^{-2}}{1 - z^{-1}} \quad (3-11)$$

设计 PID 校正网络就是合理选择 α 、 β 、 γ 三个参数值。

PID 调节器对控制系统的控制效果的影响，主要取决于调节参数的选取。而大量实践证明，选择模拟调节器参数的方法对于微机控制系统的参数整定同样适

用。

在进行程序设计时，还需要注意下列几个问题：

- 第一，输出增量限幅。此处的限幅主要是限制由于微分作用引起的冲击。因为加入扰动的第一个周期中，微分作用是最强的，有可能引起软件输出突然大幅度变化，不利于安全操作。因此，需要确定每次允许输出增量的最大幅度，当输出超出此限时，仅以此限输出。
- 第二，输出位置限幅。程序计算的输出范围应在执行机构允许的范围内，否则会损坏设备，降低控制品质。因此常需要采用执行机构的阈值可调节的余量进行比较，如果超过此余量，则应按此余量输出。
- 第三，设置输出允许误差带，防止执行机构频繁动作。由于计算机在有微小偏差存在时，精确计算后不断输出控制量，使执行机构不断改变位置，频繁动作。因此应根据具体系统设置一个不灵敏区，当偏差小于此值时，不改变输出。

3、对标准 PID 控制算法的改进

当给定值或扰动大幅度变化时，在 PID 控制算式中，尽管计算输出已经超过执行机构的限度，但在一段时间内，偏差仍将保持较大的值，使积分不断积累，进入饱和。这一现象称为积分饱和现象。为了避免积分饱和，可以采用过限削弱积分法和积分分离法。

过限削弱积分法的设计思想是：控制量一旦进入饱和区，将不再计算积分项。具体讲就是，在计算积分项前，先判断前一次的计算量是否已超出了限制范围。

而积分分离法则是在被控量开始跟踪时（即偏差较大时），取消积分作用，让比例调节器起主导作用，当被控量接近其给定值时（即偏差 e 减小到既定范围），再加入积分作用。这样既可以避免超调，又可以缩短达到稳态的时间，起到积分校正的预期效果。

3.2 存在的问题及解决方案可行性

3.2.1 现有系统存在的问题

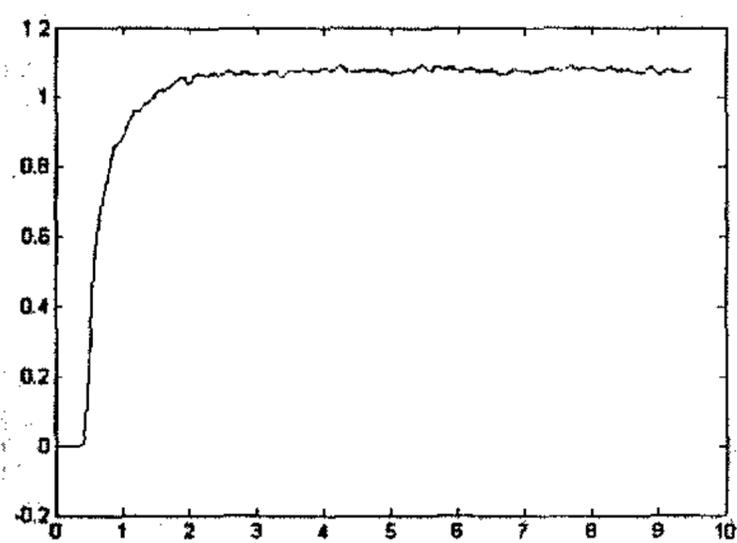
对伺服系统的要求是其输出应能够连续、平稳地跟随输入的变化规律，即在

系统的输出速度与加速度未超过规定的最大值时，系统应当能够平稳地跟踪，并保证一定的跟踪精度。但实际的伺服系统在低速跟踪时常常出现不均匀的跳变，即所谓的“步进”或“爬行”，使低速不平滑，因而不能满足工作的需要。

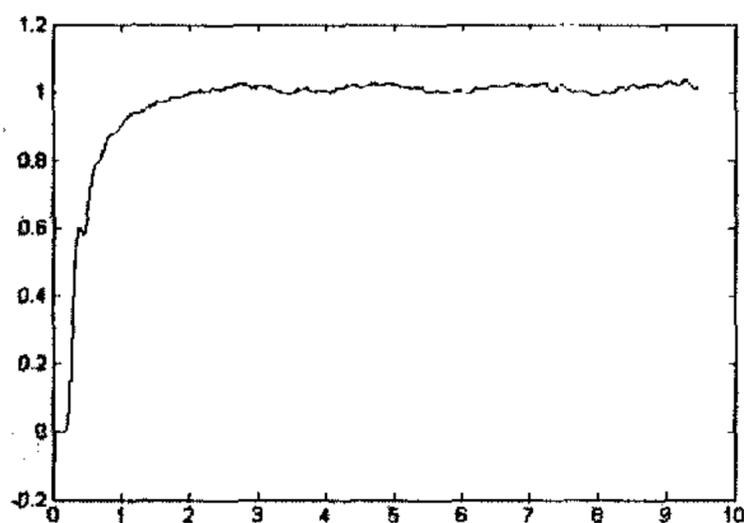
该转台采用速度电流双环控制方案时，速度稳定性最好时达到了 $0.004^{\circ}/s$ ($1.1^{\circ}/s$ 时)，证明该控制系统已经是一个结构合理、运行稳定、精度较高的伺服系统了。但干摩擦力矩的影响并未完全得到补偿，它的影响依旧非常显著。

如图 3.9(a) 和 3.9(b) 是不同位置测得的相同速度的阶跃响应，横轴是时间轴，单位为秒，纵轴为速度轴，单位为度/秒。可以看出，尽管速度阶跃输入相同，但响应曲线却明显不同。这是由于低速时干摩擦对速度稳定性的反作用加剧了。

由于所用的 PID 方法是基于将物理系统近似为一个线性系统的分析方法，而非线性特性在转台低速运行时十分显著，不能忽略。由此设想，能否用非线性的控制方法对低速时的干摩擦力矩加以补偿？



(a) $171^{\circ} \sim 180^{\circ}$ 的 $1.1^{\circ}/s$ 速度阶跃响应



(b) $180^{\circ} \sim 189^{\circ}$ 的 $1.1^{\circ}/s$ 速度阶跃响应

图 3.9 不同位置的速度阶跃响应

3.2.2 解决方案及可行性分析

1、伺服系统低速不平滑的原因

伺服系统低速不平滑的原因是它的运动部分存在干摩擦，下面通过伺服系统的恒速跟踪过程来分析干摩擦对系统运动过程的影响。

伺服系统中的干摩擦力矩 M 一般可表示为

$$M = M_c \text{sign} \omega \quad (3-12)$$

式中， ω 是运动角速度，当 $\omega > 0$ ， $\text{sign} \omega = 1$ ；当 $\omega < 0$ ， $\text{sign} \omega = -1$ 。如图 3.10(a) 所示。

这种近似表达式只有在系统输出的角速度不太低时是正确的。当系统输出的角速度 ω 低时，干摩擦的特性就比较复杂，如图 3.10(b) 所示。当 $\omega < \omega_c$ 时，干摩擦力矩 M 不是常值，它随着角速度 ω 的变化而改变。

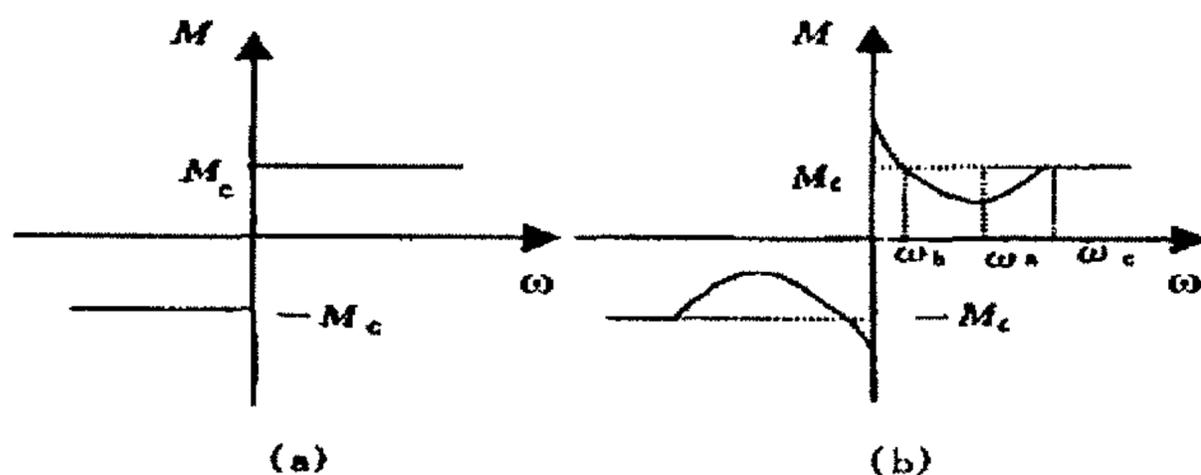


图 3.10 干摩擦特性

当 $0 < \omega < \omega_a$ 时，干摩擦特性的斜率 $b = dM/d\omega < 0$ ，越接近 $\omega = 0$ ， $|b|$ 越大；当 $\omega = \omega_a$ 时， $b = 0$ ；当 $\omega_a < \omega < \omega_c$ 时， $b > 0$ 。可见，当 $\omega < \omega_c$ 时，干摩擦具有粘性摩擦（或称速度摩擦）的性质，且摩擦系数 b 是变化的，其变化规律呈非线性。使伺服系统在低速跟踪时极易产生低速不平滑。

2、用 DSP 器件实现神经网络控制策略以补偿摩擦力矩

在工程应用控制系统中，PID 控制是历史最悠久、生命力最强的控制方式。这主要是因为这种控制方式具有直观、实现简单和鲁棒性能好等一系列优点。在实际生产现场，传统的基于模型的控制方式，是根据被控对象的数学模型及对控制系统要求的性能指标来设计控制器，并对控制规律加以数学解析描述。这对于

特性近似线性的控制对象来说,无疑是一种简单有效的途径。

而用神经网络实现的控制系统,则具有传统控制方式和其它控制方式所不能比拟的优点,神经网络的下列特性对控制的实现是至关重要的:

- ①并行分布处理神经网络具有高度的并行结构和并行实现能力,因而能够有较好的耐故障能力和较快的总体处理能力,这特别适合于实时控制和动态控制;
- ②神经网络具有非线性特性,适于解决非线性控制问题;
- ③自学习特性神经网络是通过研究系统过去的的数据记录进行学习,一个经过适当学习的神经网络具有归纳全部数据的能力。

因此,神经网络能够解决那些数学模型或描述规则难以处理的控制过程问题。由此扩展开去,对于低速转台的非线性特性,如果采用神经网络的控制策略,必将大大提高设计系统对真实系统的近似程度。

从理论上讲,由于神经网络具有很强的信息综合能力,在计算机速度能够保证的条件下,可以解决任意复杂的控制问题。目前,神经网络的工程实现一般采用神经网络模块或者高速单片机器件。

数字信号处理器 DSP(Digital Signal Processors)自 20 世纪 80 年代诞生以来,在短短十几年内飞速发展。由于它既具有高速数字信号处理能力,又具有实时性强、低功耗、高集成度等嵌入式微处理器的特点,其应用已经深入到通信、航空、航天、工业控制及家用电器等各个领域,称为最有发展潜力的技术、产业和市场之一。

2000 系列 DSP 器件是专为控制而设计的一类芯片,在性能上已经远超过一般的单片机芯片,而价格却在逐年下降,正在逐步接近单片机的价格。而且利用一般的工控机实现神经网络机理,在速度上还有较大的差距,难以解决很多实时的控制问题。综合各方面因素,本设计用 DSP 器件实现基于神经网络的 PID 控制器。

综上所述,采用 DSP 器件运用非线性的神经网络控制方案是正确的,而且应当是可实现的。

第四章 控制系统的软硬件实现

实际系统具有许多不确定性因素，例如参数变化，被忽略的非线性，负载扰动，速度检测噪声等。特别是常规调节器的控制参数具有固定形式，不易在线调整。这些都可能严重影响系统的平稳性和控制精度。对于被控对象稳态和动态品质都是十分不利的。

而自学习特性神经网络是通过研究系统过去的的数据记录进行学习，一个经过适当学习的神经网络具有归纳全部数据的能力；神经网络具有高度的并行结构和并行实现能力；适于解决非线性控制问题。

针对低速转台存在的干摩擦非线性特性，并考虑到 PID 参数难以匹配的问题，本设计采用神经网络与 PID 控制相结合的方式，既避免了匹配参数的困难，又继承了反馈控制很强的消除误差的能力。神经网络在反馈控制系统中直接用作控制器。

利用一般的工控机实现神经网络机理，在速度上难以解决很多实时的控制问题。近年来，随着 DSP 器件在工业控制领域、特别是嵌入式系统中的广泛使用，使得神经网络的工程应用日益普遍。

采用先进的自适应控制方式，并利用处理速度很快的 DSP 实现，就可以构成精度很高的伺服控制系统。

本章先综述转台控制系统的设计思路，再分别讲述控制系统位置环硬件、软件各部分的实现方式。

4.1 硬件设计

设计一个伺服控制系统，首先应当确立明确的设计思路。结合原有系统，硬件部分做很大的改动没有必要。而如何在原有系统上设计出既节约成本又缩短开发时间的稳定系统并非易事，这需要对系统进行细致的原理分析、方案论证。在这一部分，主要讲述了硬件设计方法、具体实现等相关问题。

4.1.1 硬件设计方案

1、系统基本结构

数字控制较之模拟控制有许多优点：它十分灵活方便，控制方式的改变只需改变相应的控制算法(也即程序)即可，而无须做其它方面(硬件)的改动，计算机有着强大的计算、逻辑判断和记忆等信息加工能力，使得现代控制理论中许多以前只停留在纸面上的理论有了用武之地。

当然，模拟控制方法和数字控制方法各有各的特点，各有各的长处，若能将二者的优势结合起来，必然能够提高控制系统的性能。

在转台伺服系统中采用工业控制计算机已经是很普遍的事情了，从此意义上说，数字控制算法在转台伺服控制方面的应用是完全可行的。但采用 DSP 作为位置环控制器的数据处理单元，用神经网络 PID 控制算法补偿摩擦力矩还是比较新的尝试。

伺服系统设计方块图如图 4.1，图中的阴影部分即位置环和速度环反馈由 DSP 实现。也是设计的重点内容。

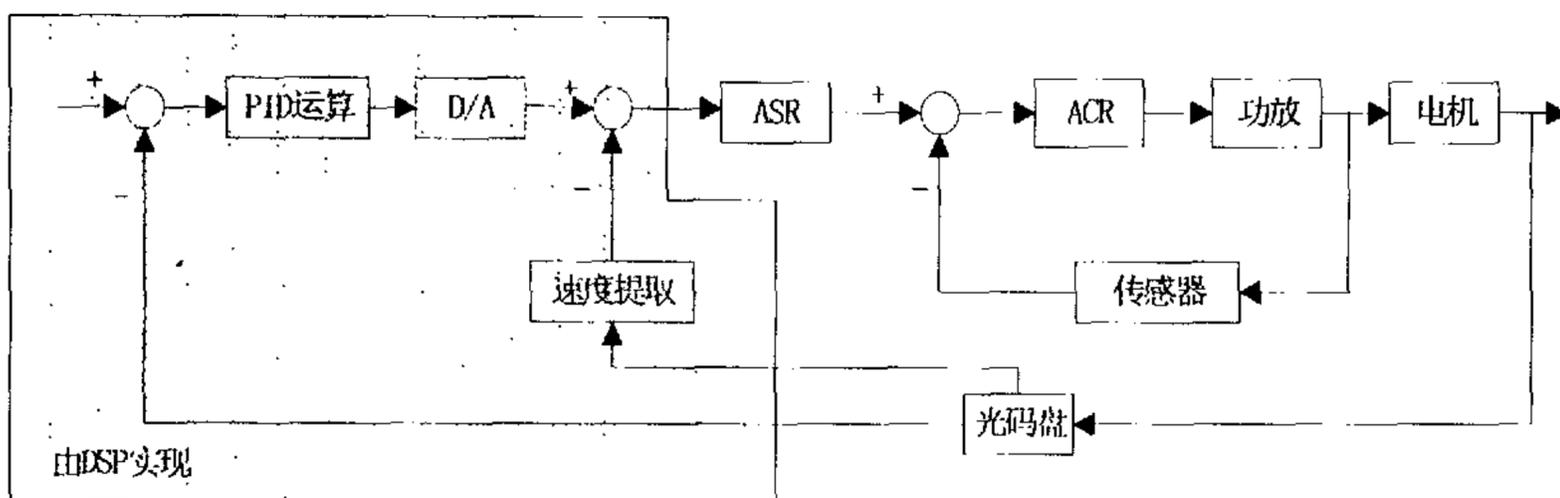


图 4.1 伺服系统方框图

图中， θ 为电机轴输出角度，ASR 为速度环调节器，ACR 为电流环调节器。

第一环为电流环，根据力矩电机的选型，其参数如下：型号 J320LYX08C，额定电压 27v，电流 15A，峰值堵转力矩 130N×M，连续堵转力矩 88N×M，空载转速 25r/min。1.1°/s 的速度下工作，其工作电流约在 0.9A 左右，该电流的变化可被霍尔电流传感器测得，因此力矩的波动通过电流环即可得到抑制，从而减少摩擦扰动对电流环的冲击。另外，电网的电压波动也可通过电流的波动得到反映，

因而电流环亦可消除电网电压的影响。

为提高电流环的反应速度，缩短调整时间，本系统采用硬件构成电流调节回路，电流传感器选用霍尔效应传感器，其精度为 5%。

第二环为速度环，系统的速度环由有源校正网络，数字测速电路组成。为了达到 $0.001\sim 0.002^\circ/\text{s}$ 的速度稳定性，前提是对速度的测量必须能达到这样高的精度，通过对有关可选测量传感器的指标分析，用传感器直接测速要达到 $0.001\sim 0.002^\circ/\text{s}$ 的速度测量精度是不可能的，因此本设计选用了一种间接测速方法，具体介绍如下：

本系统测角元件为 24 位绝对式光学编码器，输出角度信息。利用软件七点测速方法，角度信息经过 DSP 提取出速度。速度值通过十四位 D/A 转换变成模拟电压，送给速度环实现速度反馈，软件测速与方向判别电路组合即可实现转台的正反向控制。

第三环为速度、位置复合控制回路。位置反馈选用二十四位光学编码器完成，其测角精度在 $1''$ 左右，分辨率为 $0.077''$ 。速度的预置精度 $0.001^\circ/\text{s}$ ，模拟控制电压的输出精度相应地选择十二位的 D/A 转换器。

虽然该转台不进行空间指向测量，对轴系的定向要求理论上不很严格，但是，轴系晃动会影响垂直于相机扫描方向的图像清晰度，因此，轴系精度在 360° 范围内控制在 $2''$ 以内，使较小转角范围里（例如 10° ）达到 $0.2''$ 以内。

2、硬件选型

由于普通单片机采用的是冯·诺伊曼结构，即程序和数据共用一个存储空间，指令周期较长，多为微秒级。在实际应用中严重限制了系统的采样频率及算法的实时性，降低了系统的性能。而 DSP 采用哈佛结构，即将指令和数据的存储空间分开，各有自己的地址及数据总线。这就使得指令执行和数据处理可以同时进行，从而大大提高了处理速度。指令周期多为纳秒级，且绝大部分为单周期指令。DSP 在接口操作方面却不如单片机，如与慢速液晶显示器难以实现“无缝”连接等。

本系统采用双 CPU 结构：80C31 单片机对接口的操作方便快捷，DSP 控制器具有高速、强大的数学处理能力。为了更好的发挥他们各自的优势，硬件选型如下：

(1) 80C31 单片机：

选用 80C31 单片机完成角度信息采集，位置、速度预置及显示，外围电路的控制，给 DSP 提供位置信息。

(2) DSP 控制器：

选用 TI 公司生产的 TMS320LF2407A，完成速度的提取，误差的控制运算，控制电压的输出。

(3) 80C31 单片机与 DSP 的接口：

为方便长线传输，原来的系统 80C31 单片机串口采用了 RS-422 方式。而 DSP 目标板上是 RS-232 接口，需要在 80C31 单片机和 DSP 之间进行电平转换。80C31 单片机和 DSP 的逻辑关系如图 4.2 所示。

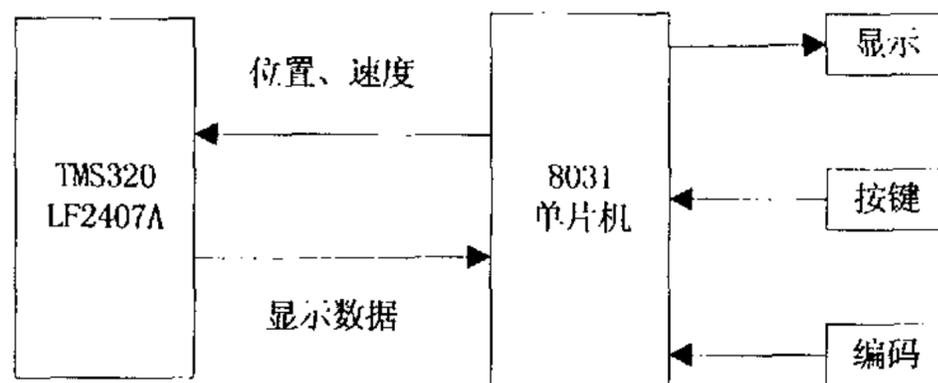


图 4.2 双 CPU 结构逻辑关系图

采用这种结构主要基于以下两点考虑：

①神经网络控制算法迭代次数多，运算量大，因此充分利用 DSP 计算速度快的优点，从单片机获取有用信息，计算并输出控制量，使实时性得到很大的提高。

②而人机接口部分如用来显示的器件都是数据/地址复用的 8 位器件，这些器件与 80C31 的电路连接及程序设计都很方便，而 DSP 与这些器件相连还要另外设计接口电路，会增加系统的复杂性。

因而，采用双 CPU 的方式是完全必要的，也是完全可行的。该系统最大的优点是：主从芯片在互不传送数据时都能独立地连续工作，解决了单一微控制器必须分时复用的问题，具有更高的效率。

4.1.2 DSP 系统概述以及 TMS320LF2407A 芯片的特点

1、DSP 系统概述

如图所示为一个典型的 DSP 系统，图中的输入信号可以是各种形式。输入信

号首先进行滤波和采样, 然后进行 A/D(Analog to Digital)变换将模拟信号变为数字信号。(当然, 也可以直接采入数字信号。)DSP 芯片对输入的信号进行某种处理; 最后, 经过处理的数字信号再经过 D/A(Digital to Analog)变换转换成模拟信号。



在设计系统之前, 首先根据系统的性能指标、信号处理的要求, 确定总体设计方案。

第二步是根据系统的要求进行高级语言的设计, 即算法模拟阶段的主要任务是验证算法的可行性, 并确定为获得最佳系统性能所采用的对数据的处理方法。

接下来就可以设计实际 DSP 系统了。DSP 系统的设计包括硬件和软件设计两个方面。硬件设计首先要根据系统运算量的大小、对运算精度的要求、系统成本限制和体积、功耗等要求选择合适的 DSP 芯片。然后设计外围电路及其他电路。软件设计主要根据系统要求采用高级语言和汇编语言混合编程的方法, 运算的关键代码用汇编语言编写, 其余部分用高级语言编写。采用这种方法, 既可以缩短系统开发周期, 提高程序可读性和可执行性, 又能够满足系统实时运算的要求。

DSP 硬件和软件设计完成后, 就需要进行硬件调试。方便起见, 先将程序下载到 RAM 中调试, 调试成功后就可以将程序烧写到 ROM 或 FLASH 中了。

2、TMS320LF2407A 芯片的特点

本系统选用 TI(德州仪器)公司生产的, 型号为 TMS320LF2407A 的 DSP 芯片作为数据处理器。2407A 是在 TMS320 系列 DSP 的基础上, 专为数字电机控制而设计的; 无论在内部结构还是在外围控制接口上, 都达到了很好的水平; 只需添加很少数的外围器件, 就可以方便地构成电机控制系统。它具有以下特点:

- 内部总线采用哈佛结构, 指令执行速度提高到 40MIPS, 几乎所有的指令都可以在 25ns 的单周期内完成, 从而提高了控制器的实时控制能力。

- 内部有 32K*16 的 FLASH 程序存储器, 高达 1.5K 字的数据/程序 RAM, 544 字 DARAM 和 2K 字 SARAM。

- 两个事件管理模块(EVM), 每个包括: 两个 16 位通用定时器; 8 个通道的

PWM 单元；可编程 PWM 死区控制；片内光电编码器接口电路；16 通道 A/D 转换器。

- 控制器局域网络 (CAN) 模块。
- 串行通讯接口 (SCI) 模块。
- 16 位串行外设接口 (SPI) 模块。
- 5 个外部中断 (两个电机驱动保护、复位两个可屏蔽中断) 等。

应用这些资源可以大大简化电机控制系统的硬件结构，并且它的高速处理特性可以使得很多先进的控制算法得以实现。因此以 2407A 为核心设计数字电机控制系统是系统小、实时性强、性能优的一种方案。

4.1.3 DCS2407 应用开发板

考虑到系统将来的可扩展性、开发周期和资金等因素，本系统采用 DCS2407 应用开发板。此开发平台是以数字信号处理芯片 TMS320LF2407A 为核心的应用开发平台。DCS2407 提供了非常完整的外围设备接口设计，并根据工程控制需要，提供了专业级的运动控制接口，为优化数字式马达控制器及其他数字式功率控制提供了极其便利的应用开发环境。

硬件开发平台的以下特点为开发数字式电机控制提供了优秀的开发环境。它片上带有 LF2407A 定点 DSP 控制器，并提供 128K 字的外部静态存储器，调试仿真过程中可将可运行的目标代码下载到 RAM 中执行。DCS2407 应用开发板存储器分配表如表 4.1：

DCS2407 应用开发板提供 RS232 异步通讯端口。RS232 口通过一个收发器连接到 LF2407A 外部通讯接口 (SCI) 上。仿真端口 JTAG 与 IEEE1149.1 标准兼容，通过它，可以连接仿真器进行仿真调试。

片上还有两组三相马达控制专用接口；4 通道，12 位数字/模拟转换器；八组状态显示发光二极管；LCD 及键盘接口等。

LF2407A 是在 TMS320 系列 DSP 的基础上，专为数字电机控制而设计的。它采用高性能静态 CMOS 技术，电压从 5V 降为 3.3V，减小了功耗。而且指令执行速度提高到 40MIPS，几乎所有的指令都可以在 25ns 的单周期内完成，如此高的运算速度可以通过采用高级控制算法，如：自适应控制、神经网络控制、卡尔曼滤

波等，来提高系统的性能。而且，它有电机控制应用所必需的外设，如：32K 片内 FLASH、2K 单口 RAM、串行外设接口(SPI)、两个事件管理模块、16 通道双 10 位 A/D 转换器。不仅如此，片内还有串行通信接口(SCI)和 CAN 控制模块，为多机通信的实现提供了可能。

表 4.1 程序区、数据区存储区分配

	程序区		数据区
0000H 0FFFH	Flash Sector 0	0000H 005FH	存储区映射寄存器
1000H 3FFFH	Flash Sector 1	0060H 007FH	片上 DARAM B2
4000H 6FFFH	Flash Sector 2	0080H 01FFH	保留区
7000H 7FFFH	Flash Sector 3	0200H 02FFH	片上 DARAM B0(CNF=0), 保留区(CNF=1)
8000H 87FFH	片上 SARAM(PON=1), 外部 SARAM(PON=0)	0300H 03FFH	片上 DARAM B1
8800H FDFH	外部 SARAM	0400H 07FFH	保留区
FE00H FEFFH	外部 SARAM(CNF=0), 保留区(CNF=1)	0800H 0FFFH	外部 SARAM(CNF=0), 保留区(CNF=1)
		1000H 6FFFH	禁止使用
		7000H 7FFFH	外设控制映射寄存器
FF00H FFFFH	片上 DARAM B0 (CNF=1), 外部 SARAM(CNF=0)	8000H FFFFH	外部 RAM 空间

外部 I/O 接口如表 4.2 所示:

表 4.2 外部 I/O 接口地址分配

	I/O 区
0000H	DAC 通道 1
0001H	DAC 通道 2
0002H	DAC 通道 3
0003H	DAC 通道 4
0004H	DAC 转换启动
0005H	LED 控制寄存器
0006H	LCD 数据端口
0007H	LCD 命令端口
0008H	LCD 复位
0009H	用户自定义 DIP 开关输入
000AH	键盘扫描(0~3)
000BH	键盘扫描(4~5)
000CH	键盘输入(0~3)
000DH	键盘输入(4~5)
0010H	外部扩展口

4.1.4 DSP 的两级中断

LF240x DSP 利用 CPU 支持的一个非屏蔽中断(NMI)和 6 个可屏蔽中断(INT1~INT6), 采用集中化的中断扩展设计来满足大量外设需求。LF240x DSP 具有许多外设模块, 每个外设均可以产生一个或多个中断, 以在外设级别响应许多事件。因为 LF240x DSP 的 CPU 在内核级没有足够的容量来处理所有的外设中断请求, 所以用一个外设中断扩展控制器(PIE)来专门管理来自各种外设或外部引脚的中断请求。

DSP 的中断请求/应答硬件逻辑和中断服务程序软件都有两级的中断。

为了使 CPU 能够区别引起中断的事件, 在每个外设中断有效时, 都会产生一个唯一的外设中断向量, 这个外设中断向量被装载到外设中断向量寄存器(PIVR)。CPU 应答外设中断时, 从 PIVR 中读取相应的中断向量, 并产生一个转到与该事件相关的中断服务程序入口向量。实际上, LF240x DSP 具有两个向量表。在高层中断的向量表用来获取响应 CPU 中断的一级通用服务子程序(GISR)。外设向量表用来获取响应某一特定外设事件的特定中断服务子程序(SISR)。GISR 中的程序代码可以读出 PIVR 中的值, 在保存必要的上下文之后, 用 PIVR 中的值来产生一个转到 SISR 的向量。

如果中断事件发生在外设, LF240x DSP 的每个外设模块的中断响应流程如图 4.3 所示。当一个外设中断发生, 相应的中断标志位(IF)置 1。如果此时相应的中断使能位(IE)被置 1, 外设将通过获取它的 PIRQ, 产生一个响应 PIE 控制器的中断请求。如果中断没有被使能, 则中断标志位的状态保持到被软件清 0。如果中断在上一次被使能了, 并且中断标志位仍然处于置位状态, 则将立刻获取 PIRQ。

如果不存在没有应答的相同优先级的中断请求在上一次被发送了, 那么会使控制器产生一个控制请求。

CPU 接收到中断请求后, 如果 IMR 的相应位被使能了, CPU 会终止当前的任务, 将 INTM 置位, 以屏蔽所有可屏蔽中断、保存上下文, 并且开始为高优先级的中断执行通用中断服务子程序。

但在实际应用中, 为保险起见, 可以在中断服务程序的起始处用软件屏蔽所有中断。CPU 自动产生一个中断应答, 并向与被响应的高优先级中断的相应程序地址总线 PAB 送一个中断向量值。PIE 会对 PAB 进行译码, 并产生一个外设中断应答, 清除与被应答的 CPU 中断相关的位。PIE 然后将相应的外设中断向量(或假中断向量)载入 PIVR, 载入的中断向量保存在 PIE 控制器中。当已经完成了必要的上下文保存, 然后就可以读入 PIVR 并使用中断向量, 使程序转入特定中断服务子程序。

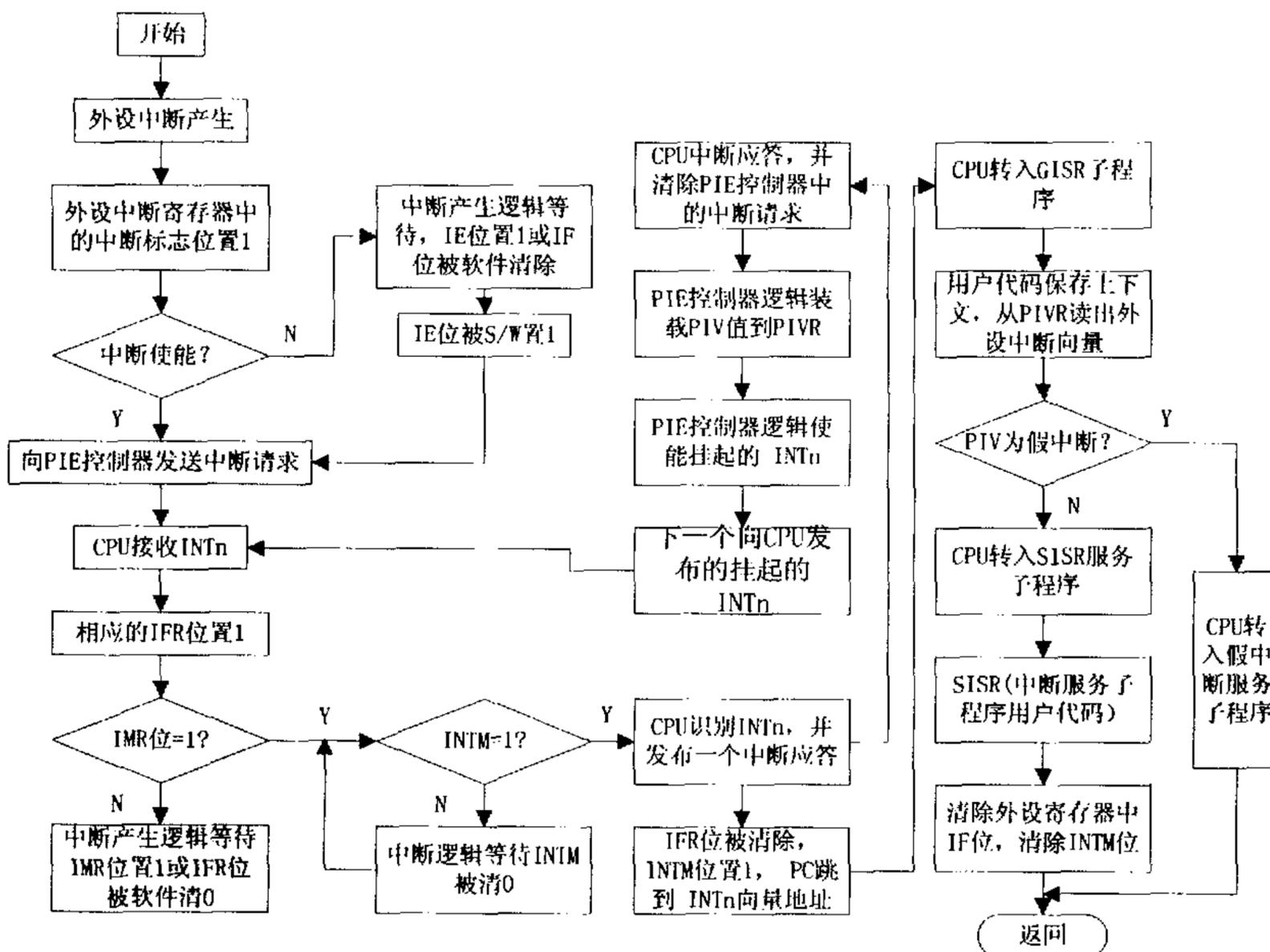


图 4.3 中断流程图

4.1.5 DSP 的串行通信接口(SCI)

这部分主要讲述串行通信接口模块的结构、功能。串行通信模块的寄存器是 8 位的。可编程的 SCI 支持 CPU 和其它使用标准 NRZ(非归零)格式的异步外设之间的异步串行数字通信。SCI 的接收器和发送器是双缓冲的，每个都有它自己独立的使能和中断位；两者均可以独立工作，或者在全双工模式下同时工作。

为了确保数据的完整性，SCI 会对收到的数据进行测试，如间断测试、奇偶性、超限和帧错误测试等。这些测试是自动进行的。波特率可以通过一个 16 位的波特率选择寄存器进行编程，可以获得超过 65000 种的不同速率。

1、SCI 模块的结构如图 4.4 所示，主要特征包括：

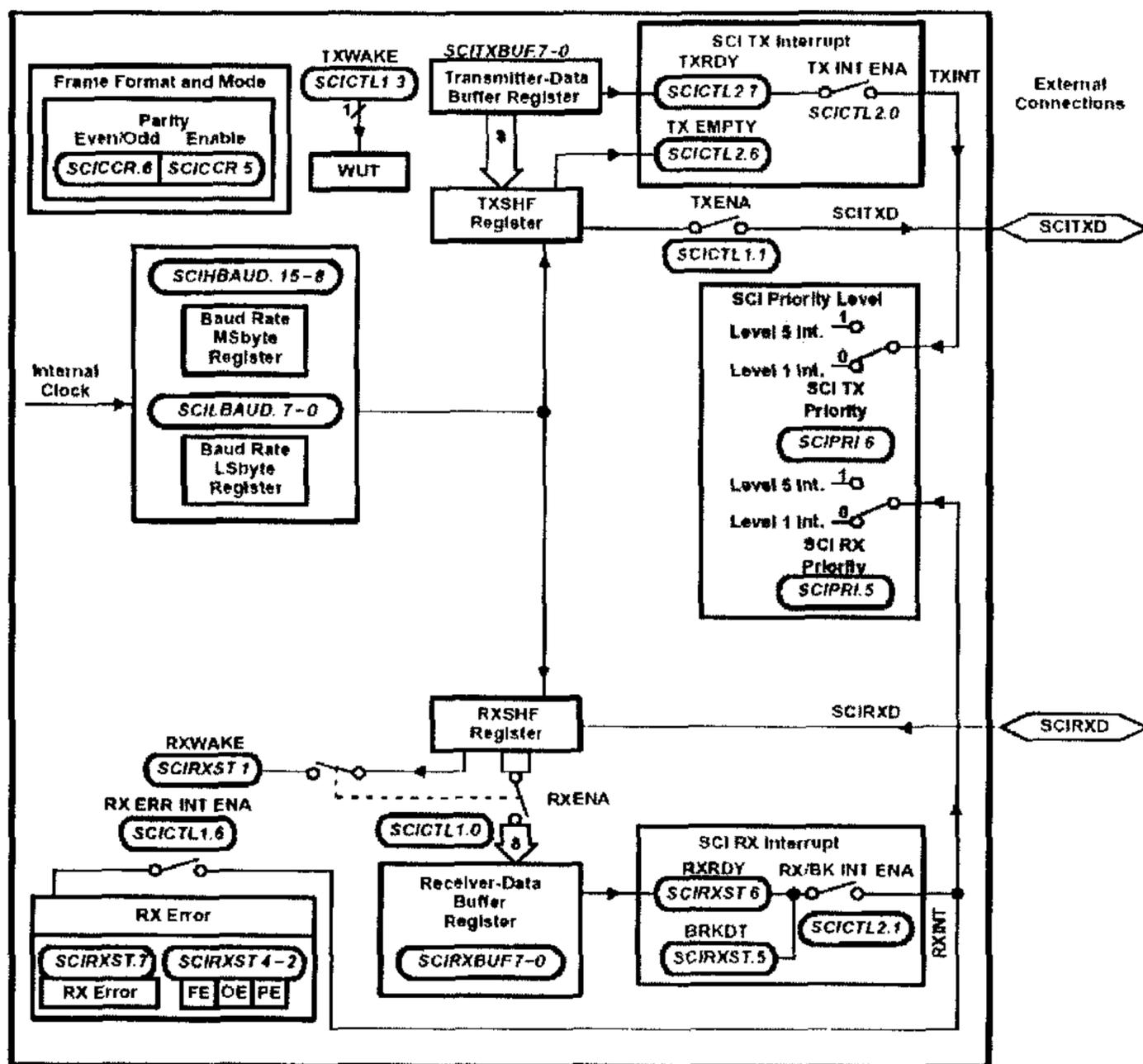


图 4.4 串口模块结构图

- (1) 两个引脚:接收数据引脚 SCIRXD 和发送数据引脚 SCITXD, 在不使用时, 可以用作通用 I/O 端口;
 - (2) 通过波特率选择寄存器 (SCIHBAUD 和 SCILBAUD) 的编程, 对于 40MHz 的时钟输出, 波特率的速度范围为 76bit/s~2500kbit/s;
 - (3) 数据字长度 1~8 位可编程;
 - (4) 一个或两个停止位, 可编程;
 - (5) 四个错误检测标志 (PE, OE, FE, BRKDT);
 - (6) 两种唤醒多处理器模式;
 - (7) 发送和接收操作均可通过中断或查询操作进行。
- 发送器: TXRDY 标志 (发送缓冲寄存器准备接收另一个字符) 和 TX EMPTY 标志位 (发送移位寄存器空);

- 接收器：RXRDY 标志(接收缓冲寄存器准备接收另一个字符)、BRKDT 标志(中断条件发生)和 RX ERROR 标志(监视 4 个中断条件)。

2、串行通信接口中断过程

SCI 的接收器和发送器可以由中断控制。

有效的发送中断条件由 SCICTL2 寄存器的标志位 TXRDY 表示，有效的接收中断条件有标志位 RXRDY 和 BRKDT，再加上 RX ERROR 中断标志，该中断标志是一个 FE、OE 和 PE 条件的逻辑或。发送器和接收器有各自的中断使能位。当被禁止时，不会产生中断，但条件标志仍有效，反映发送或接收的状态。

串行通信接口(SCI)的发送器和接收器有自己独立的外设中断向量。外设中断请求可使用高优先级或低优先级，这由从外设到 PIE(外设中断扩展)控制器输出的优先级位来表示。

SCI 中断可以对 SCIPRI 编程来声明优先级的高低。当接收和发送中断都设置为相同的优先级时，接收中断往往具有更高的优先级，这样可以减少超限错误。

接收中断，如果 RX/BK INT ENA 位(SCICTL2.1)置 1，则发生以下事件之一就产生一次接收中断。

- SCI 接收到一个完整的帧并将 RXSHF 寄存器中的数据传送到 SCIRXBUF 寄存器中，该操作会设置标志位 RXRDY，并初始化一个中断。
- 中断检测条件发生(在发生丢失的停止位后，SCIRXD 引脚为低电平并保持 10 个周期)。该操作会设置 BRKDT 标志位，并初始化一个中断。

发送中断，如果 TX INT ENA 位(SCICTL2.0)置 1，当 SCITXBUF 寄存器中的数据传送到 TXSHF 寄存器时，产生一个发送中断请求，用以表示可以写数据到 SCITXBUF 寄存器，该操作会设置标志位 TXRDY，并初始化一个中断。

4.1.6 电压偏移电路

由于 DCS2407 应用开发板的 D/A 转换器输出电压为 0~5V，而转台要能正反向运行，所以必须将 0~5V 的单极性电压偏移成双极性电压。本转台将双极性控制电压的范围定为-5V~+5V。电路设计如下图所示。

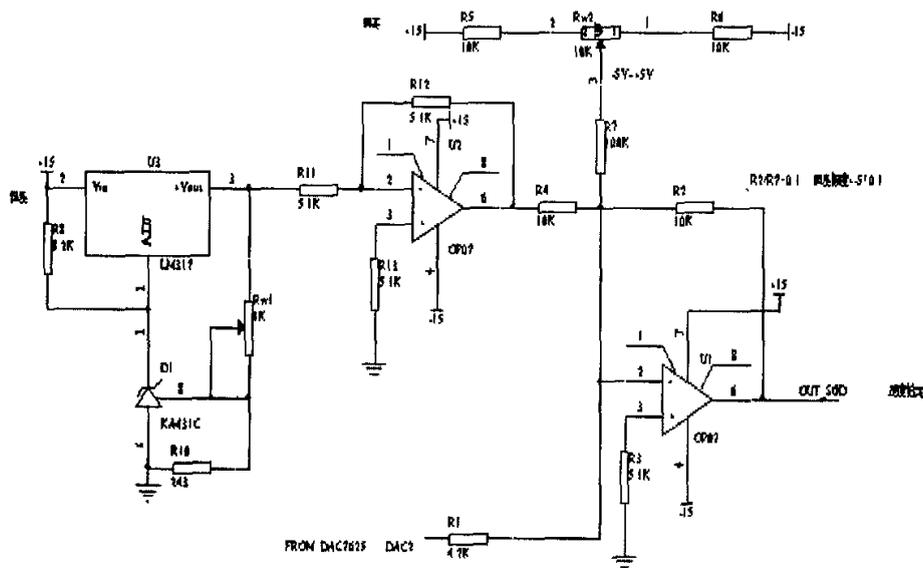


图 4.5 电压偏移电路图

由于电路很简单，加之这并非本设计的重点，在这里就不详细叙述了。

由于本设计是在原有系统基础上做工作，硬件部分电路改动不太大，工作主要集中在对 DSP 目标板的硬件开发。下面开始介绍软件设计思想及具体实现过程。

4.2 软件设计

控制系统设计的核心之一是控制器中算法的设计，算法的实现依赖于可靠的硬件环境。本设计尝试采用了基于 BP 神经网络的 PID 控制算法。基于 TMS320LF2407A 芯片高达 40MIPS 的运算速度，高精度的控制算法才得以实现。

由于采用双 CPU 的结构，需要对 80C31 单片机和 DSP 程序分别设计。本节主要描述仿真转台控制系统软件设计的若干问题。主要包括：80C31 单片机程序设计、DSP 程序设计以及神经网络 PID 控制算法设计。

4.2.1 80C31 单片机程序设计

80C31 单片机在双 CPU 通信中作为主机，采用汇编语言设计。硬件电路产生 400Hz 脉冲信号作为外部中断源，计算、显示等工作由 80C31 单片机完成。

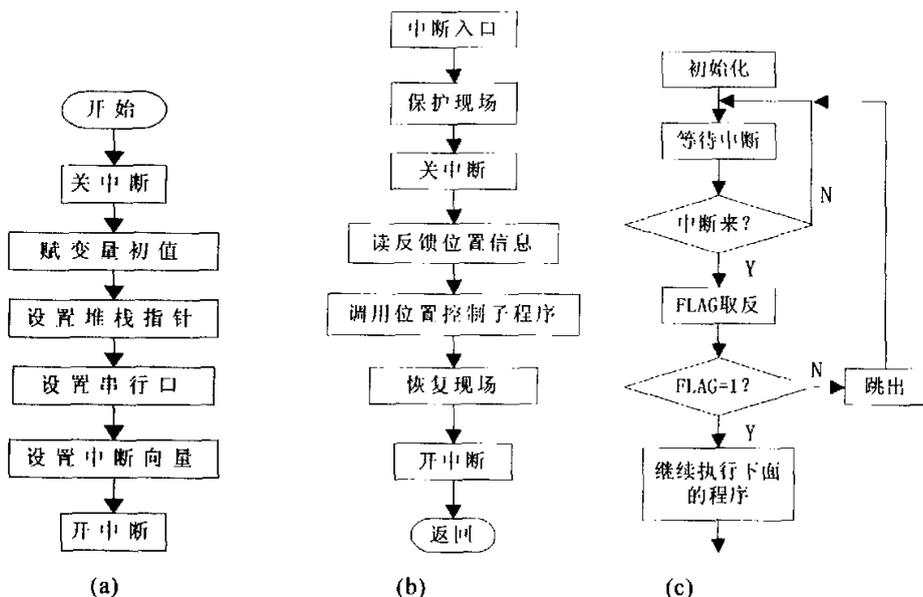


图 4.6 80C31 程序流程图

如图 4.6 所示，图(a)是主程序结构流程图，图(b)是中断服务程序流程图。在主程序中设置变量初始值、串口和中断向量。读编码器值，位置控制等主要的工作全部放在中断服务程序中。

原有系统中断为 400Hz(周期为 2.5ms)脉冲信号的外部中断，和单片机的外部中断引脚相连，int0 和 int1 接在一起。当加上位置环时，如果只发送反馈的实时位置，只需要 0.52 秒，但如果还发送给定位置、速度则需要 1.62 秒。加上程序其余部分的执行时间 1 秒左右，大于 2.5ms。这就需要中断频率 400Hz 改为 200Hz(周期 5ms)。下面简述设计过程。

在中断程序入口处加一个标志位 FLAG，并将 FLAG 初始化为 0。当中断第一次到来，程序进入中断服务程序执行。首先将 FLAG 取反，判断 FLAG 是否为“1”，如果为“1”，则程序向下执行。执行到中断服务程序结尾，程序跳出。此时在中断服务程序执行过程中到来的中断信号已将中断标志置位，程序跳出后立即又转入中断服务程序执行。FLAG 取反后为“0”，当判断 FLAG 时为假，程序跳出等待。

这样，中断到来时尽管都响应中断，但奇数次执行功能实现的子程序，偶数次不执行任何操作。每两次中断执行一次，软件中断的周期变成了 5ms(即频率为 200Hz)。

改变中断周期子程序结构图如图 4.6(c)所示。

4.2.2 DSP 程序设计

DSP 在系统中作为从机，采用 C 程序语言进行设计。编译环境采用 2000 系列 DSP 的集成编译环境 Code Composer Studio，简称 CCS，见图 4.7。CCS 在操作系统下运行，它集成了非集成开发环境下的所有功能，并扩展了许多其它的功能。了解了非集成环境下的 DSP 程序开发过程，就对集成环境中所实现的功能有了更清晰的认识。下面对前者进行简要的说明。



图 4.7 DSP 开发软件 CCS 编译环境

TMS320LF240x DSP 提供两种编程语言：汇编语言和 C/C++语言。如果源程序为 C/C++语言，需要调用 TMS320LF2407A DSP 的 C 编译器将其编译成汇编语言后，送到汇编器进行汇编。对于用汇编语言编写的程序则直接送给汇编器进行汇编，再用链接器进行链接，生成在 LF2407A DSP 上可执行的 COFF(Common Object File Format, 公共目标文件格式)格式的目标代码，并利用调试工具对可执行的目标代码进行调试。以保证应用软件的正确无误。最后，如果需要可调用 Hex 代码转换

工具，将 COFF 格式的目标代码转换成 EPROM 编程器能接受的代码，将代码烧到 EPROM 中。

基于 BP 神经网络的自适应控制算法在 DSP 中运行。神经网络 PID 算法本质上是传统 PID 算法的一种改进形式，是参数时变的 PID。因而许多在传统 PID 控制器应用中获得的宝贵经验在这里都是适用的。程序流程如下：先通过 DSP 串口模块接收期望的位置值和速度值，以及实时的编码器绝对位置。再提取偏差，若偏差在允许的误差带以外，则送出恒值控制电压，反之则进行 PID 运算，最后将控制量送出。

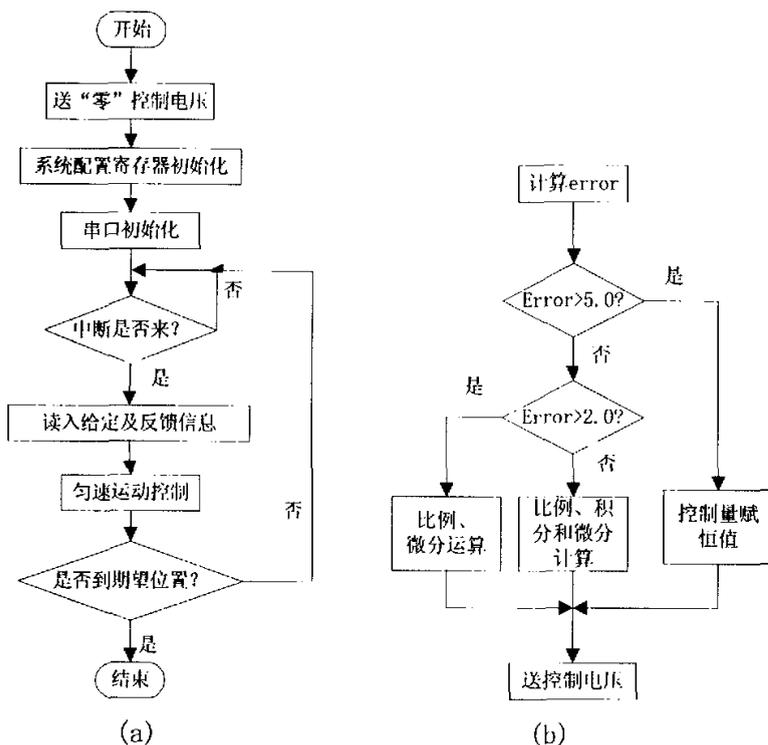


图 4.8 DSP 程序流程图

(a) DSP 主程序流程图

(b) 匀速运动控制子程序流程图

为了提高程序开发的效率，同时使程序能和高级语言接轨，软件编程采用了 C 语言。除了一些运算量很大或对运算时间要求很严格的程序代码，一般性的代码就采用高级语言编写，从而缩短了程序开发的周期。

转台匀速运动的 DSP 主程序流程图如图 4.8 所示。DSP 中的软件以单片机串口发送作为中断源，速度提取、控制量计算等工作由 DSP 在串口中断服务程序中进

行。程序开始，先向 D/A 送一次“零”控制电压，防止电机误动作。然后屏蔽中断，对系统配置寄存器初始化。初始化完成，查询串口中断是否来？串口数据来，则接收数据，并计算控制量，然后判断期望位置是否到达，如果到达，则退出循环。

计算完成后，将数字量送给 D/A 转换器，直接作为速度环的给定和反馈值。

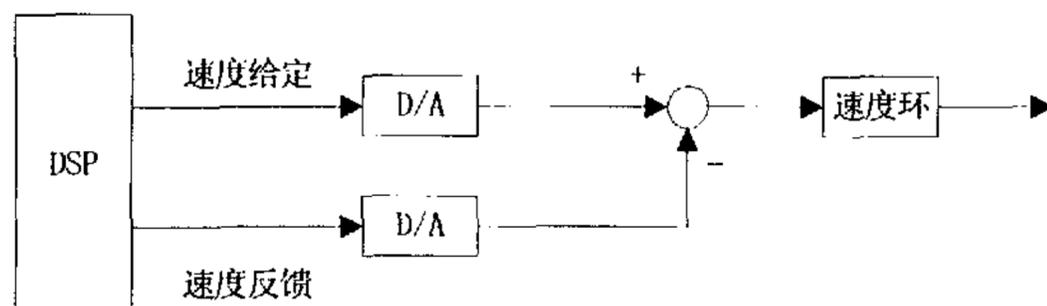


图 4.9 DSP 实现的位置环

4.2.3 神经网络基础

生物神经网的六个基本特征：1)、神经元及其联接；2)、神经元之间的连接强度决定信号传递的强弱；3)、神经元之间的联接强度是可以随训练改变的；4)、信号可以是起刺激作用的，也可以是起抑制作用的。5)、一个神经元接收的信号累积效果决定该神经元的状态；6)、每个神经元可以有一个阈值。

神经元是构成神经网络的最基本单元，人工神经元模型应该具有生物神经元的六个基本特征。

1、神经网络技术的选取

在决定采用神经网络技术之前，应首先考虑是否有必要采用神经网络来解决问题。事实上，采用任何技术都是以此为首要原则。一般地，神经网络与经典计算方法相比并非优越。只有当常规方法无法解决或效果不佳时神经网络才能显示出其优越性。尤其是当对问题的机理等规律不甚了解，或不能用数学模型表示的系统，如故障诊断、特征的提取和预测、非线性系统的自适应控制等，神经网络往往是最有力的工具。另一方面，神经网络对处理大量原始数据而不能用规则或公式描述的问题，表现出极大的灵活性和自适应性。

2、设计网络的原则和过程

在实际应用中，面对一个具体的应用问题时，首先要分析用神经网络方法求解问题的性质，然后根据问题特点，确定网络模型。最后，通过网络仿真分析，确定网络是否适合，是否需要修改。其具体过程如下：

(1) 确定信息表达式

将领域问题及其相应的领域知识转化为网络所能表达并能处理的形式，即将领域问题提炼成适合网络求解所能接收的某种数据形式。尽管应用问题会多样化，但数据形式大致有以下几类：

- 1) 已知数据样本。
- 2) 已知一些互相间关系不明的数据样本。
- 3) 输入/输出模式为连续量、离散量。
- 4) 希望把所有输入数据按模式分类，希望识别具有平移、旋转、伸缩等变化的模式。

(2) 网络模型选择

这主要包括确定激活函数、联接方式、各神经元的相互作用等。另外还可在典型网络模型的基础上，结合具体的应用问题特点，对原网络模型进行变形、扩充，也可采用多种网络模型的组合等。

(3) 网络参数选择

确定输入、输出神经元的数目、多层网的层数和隐层神经元的数目，还有一些递归神经元等问题。

(4) 学习训练算法的选择

确定网络学习训练的学习规则及改进学习规则。在训练时，还要结合具体的算法，考虑初始化问题。

(5) 系统仿真的性能对比实验

将应用神经网络解决的领域问题与其它采用不同方法的仿真系统的效果进行比较。

总而言之，我们应当仔细分析，在求解不同的问题时，采用不同的网络模型。

3、前向网络结构的设计

一般来说，有多个输入的单个神经元并不能满足实际应用的要求，在实际应用中需要多个并行结构的神经元。如图 4.10 的标准 BP 网络所示。

网络中各神经元接收前一级的输入，并输出到下一级，网络中没有反馈，可以用一个有向无环路图表示，这种神经网络称为前向网络。前向网络中的节点分为两类，输入节点和计算节点。每个输入节点可以有任意多个输入，但只有一个输出。而输出可以耦合到任意多个其它节点的输入。一般认为最后一层为输出节点，输入节点和输出节点之间的中间层称为隐层。

前向网络的工作原理是映射，所以它是一种映射网络。

从上面的讨论可以看出，决定一个网络的神经元个数非常重要。网络输入输出层神经元的个数由问题的外部描述决定，但外部问题并没有直接指明隐含层需要的神经元数目。实际上，精确预测隐含层所需要的神经元数目至今仍然存在一些理论上还没有解决的问题。

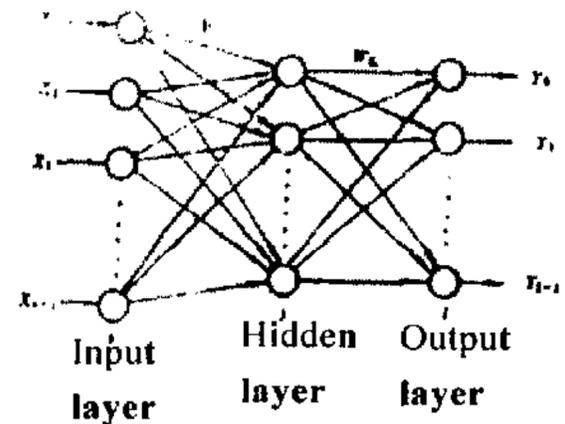


图 4.10 BP 网络模型

4、学习算法

Rumelhart、McClelland 和他们的同事洞察到神经网络信息处理的重要性，于 1985 年发展了 BP 网络学习算法，实现了 Minsky 的多层网络设想（早在 1974 年 Webos 就在他的论文中提出了 BP 学习理论），如图 4.10 所示。网络不仅有输入层，输出层，还有隐层。对于输入信号，要先向前传播到隐节点，经过作用函数后，再把隐节点的输出信息传播到输出节点，最后输出结果。

如果在输出层不能得到期望的输出，则转入反向传播，将误差信号沿原来的连接通路返回，通过修改各层的神经元权值使得误差信号最小。

BP 算法实质上是把一组样本输入输出问题转化为一个非线性优化问题，并通过梯度算法利用迭代运算求解权值问题的一种学习方法，已经证明，具有 Sigmoid 非线性函数的三层神经网络可以以任意精度逼近任何连续函数。

一般地, 使用平方型误差函数:

$$J_e = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N [e^2(k+1)] \quad (4-1)$$

考虑到转台系统对速度平稳性的要求, 控制误差指标函数选为:

$$J_e = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N [e^2(k+1) + R\Delta e^2(k+1) + Q\Delta^2 e^2(k+1)] \quad (4-2)$$

式中 $e(k+1) = r - y(k+1)$;

R ——误差变化的指标加权系数, 可依系统要求选定;

Q ——误差加速度的指标加权系数, 可依系统要求选定。

这样, 增加的约束条件使得所设计系统模型更加精确。但也带来了程序复杂性增加的负面影响。在系统设计中应综合考虑取舍。

5、最速下降法

不妨把最小化的性能指数用函数 $F(x)$ 来表示, 其中 x 是要调整的参数。优化的目的是求出使 $F(x)$ 最小化的 x 的值。首先给定一个初始猜测值 x_0 , 然后按照等式 $X_{k+1} = X_k + \alpha_k P_k$ (4-3)

$$\text{或 } \Delta X_k = (X_{k+1} - X_k) = \alpha_k P_k \quad (4-4)$$

逐步修改我们的猜测。这里向量 P_k 代表一个搜索方向, 一个大于零的纯量 α_k 为学习速度, 它确定了学习步长。

当进行最优点迭代时, 函数应该在每次迭代时都减小, 即

$$F(x_{k+1}) < F(x_k) \quad (4-5)$$

如何选择向量 P_k 使对于充分小的学习速度 α_k , 这个迭代都能快速收敛? 梯度公式如下:

$$F(x) = F(x^*) + \nabla F(x)^T \Big|_{x=x^*} (x - x^*) + \frac{1}{2} (x - x^*)^T \nabla^2 F(x)^T \Big|_{x=x^*} (x - x^*) + \dots \quad (4-6)$$

这里 $\nabla F(x)$ 为梯度, 其定义为:

$$\nabla F(x) = \left[\frac{\partial}{\partial x_1} F(x) \quad \frac{\partial}{\partial x_2} F(x) \quad \dots \quad \frac{\partial}{\partial x_n} F(x) \right] \quad (4-7)$$

$\nabla^2 F(x)$ 为赫森矩阵, 定义为:

$$\nabla^2 F(x) = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2}{\partial x_1^2} F(x) & \frac{\partial^2}{\partial x_1 \partial x_2} F(x) & \cdots & \frac{\partial^2}{\partial x_1 \partial x_n} F(x) \\ \frac{\partial^2}{\partial x_2 \partial x_1} F(x) & \frac{\partial^2}{\partial x_2^2} F(x) & \cdots & \frac{\partial^2}{\partial x_2 \partial x_n} F(x) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial^2}{\partial x_n \partial x_1} F(x) & \frac{\partial^2}{\partial x_n \partial x_2} F(x) & \cdots & \frac{\partial^2}{\partial x_n^2} F(x) \end{bmatrix} \quad (4-8)$$

考虑梯度在一阶泰勒级数展开:

$$F(x_{k+1}) = F(x_k + \Delta x_k) \approx F(x_k) + g_k^T \Delta x_k \quad (4-9)$$

这里 g_k 为在旧猜测值 x_k 处的梯度:

$$g_k = \nabla F(x) \Big|_{x=x_k} \quad (4-10)$$

要使 $F(x_{k+1}) < F(x_k)$, 式(4-9)右边的第二项必须为负, 即

$$g_k^T \Delta x_k = \alpha_k g_k^T p_k < 0 \quad (4-11)$$

我们将选择较小的正数 α_k 。这就隐含 $g_k^T p_k < 0$

满足上式的任意向量称为一个下降方向。如果沿此方向取足够小的步长, 函数一定递减。这种情况发生在 $g_k^T p_k$ 为最大的负数时, 这是梯度和方向向量的内积。当方向向量与梯度反向时, 该内积为负, 而绝对值最大。所以最速下降方向向量为 $p_k = -g_k^T$ 。在式(4-3)的迭代中使用此式得到最速下降的方法:

$$x_{k+1} = x_k - \alpha_k g_k^T \quad (4-12)$$

对最速下降法, 有两个用来确定学习速度 α_k 的常见方法。下面分别介绍:

(1) 稳定的学习速度

我们总是希望学习速度更快, 所以加大步长以期快速收敛。但如果学习速度太快, 算法将变得不稳定。假定性能指标是一个二次函数

$$F(x) = \frac{1}{2} x^T A x + d^T x + c \quad (4-13)$$

$$\text{二次函数的梯度为 } \nabla F(x) = A x + d \quad (4-14)$$

将这个表达式代入最速下降法的表达式(假定学习速度为常数), 得

$$x_{k+1} = x_k - \alpha g_k = x_k - \alpha(Ax_k + d) \text{ 或 } x_{k+1} = [I - \alpha A]x_k - \alpha d \quad (4-15)$$

这是一个线性动态系统。如果矩阵的特征值小于 1, 该系统就是稳定的。可用赫森矩阵 A 的特征值来表示该矩阵的特征值。设赫森矩阵的特征值和特征向量分别为 $\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n\}$ 和 $\{Z_1, Z_2, \dots, Z_n\}$ 。那么

$$[I - \alpha A]Z_i = Z_i - \alpha AZ_i = Z_i - \alpha \lambda_i Z_i = (1 - \alpha \lambda_i)Z_i \quad (4-16)$$

所以最速下降算法的稳定条件是

$$|(1 - \alpha \lambda_i)| < 1 \quad (4-17)$$

另外应当说明, 学习速度受限于赫森矩阵的特征值。最小特征值和学习速度共同决定算法收敛的快慢。特征值的大小相差越大, 最速下降算法收敛越慢。

(2) 沿直线最小化

选择学习速度的另一种方法是用 α_k 使每次迭代的性能指数最小化。这种方法在具体实现时还要介绍, 这里就不赘述了。

6、反向传播法实际实现的相关问题

(1) 网络结构的选择

多层网络可用来逼近几乎任一个函数, 只要在隐层中有足够的神经元。然而, 通常并不能说, 多少层或多少神经元就足以得到足够的性能。总结起来, 网络在隐层中为 S 形神经元时, 可以产生函数相叠加的网络响应曲线。若要逼近又大量拐点的函数, 隐层中就要有大量的神经元。

(2) 收敛性

尽管算法可以获得使均方误差最小化的网络参数, 网络的响应却不能精确地逼近所期望的函数。当算法收敛时, 我们并不能确定是否求到了最优解。最好的办法是多试几个不同的初始条件以保证得到最优的解。

(3) 推广

在大多数情况下, 用有限多个正确网络行为的例子来训练多层网络:

这个训练集常常代表一类大得多的可能的输入/输出对。因而网络将它学习到的例子成功地推广到总体这一点是重要的。

一个网络要能被推广，它应当具有比训练集中的数据点少的参数。在神经网络中，正如在所有建模问题中，要用足以表示训练集的最简单的网络。只要有一个更小的网络能工作，就不要使用更大的网络。

若不使用最简单的网络，那么另一种办法是在网络得到恰当调整后停止训练。

4.2.4 基于神经网络的 PID 控制算法设计

被控对象为单输入单输出的单轴转台，其数学模型为

$$y(t) = f[y(t-1), \dots, y(t-n), u(t-1), \dots, u(t-m)] \quad (4-18)$$

式中， $y(t)$ ， $u(t)$ 分别为系统的输出和输入； n 和 m 分别为 $\{y(t)\}$ 和 $\{u(t)\}$ 的阶次； $f(\cdot)$ 是非线性函数。

系统采用基于BP算法的三层前向网络的PID控制方案，它由控制器网络(NNC)和辨识器网络(NNI)组成。BP网络的核心可以简述为：首先是通过网络将输入向前传播，然后通过网络将敏感性反向传播，最后使用近似的最速下降法更新权值和偏置值。框图如图4.11所示。

1、控制网络 NNC

神经网络控制器 NNC 为一个两层的线性网络，其输入层有 3 个节点，分别为

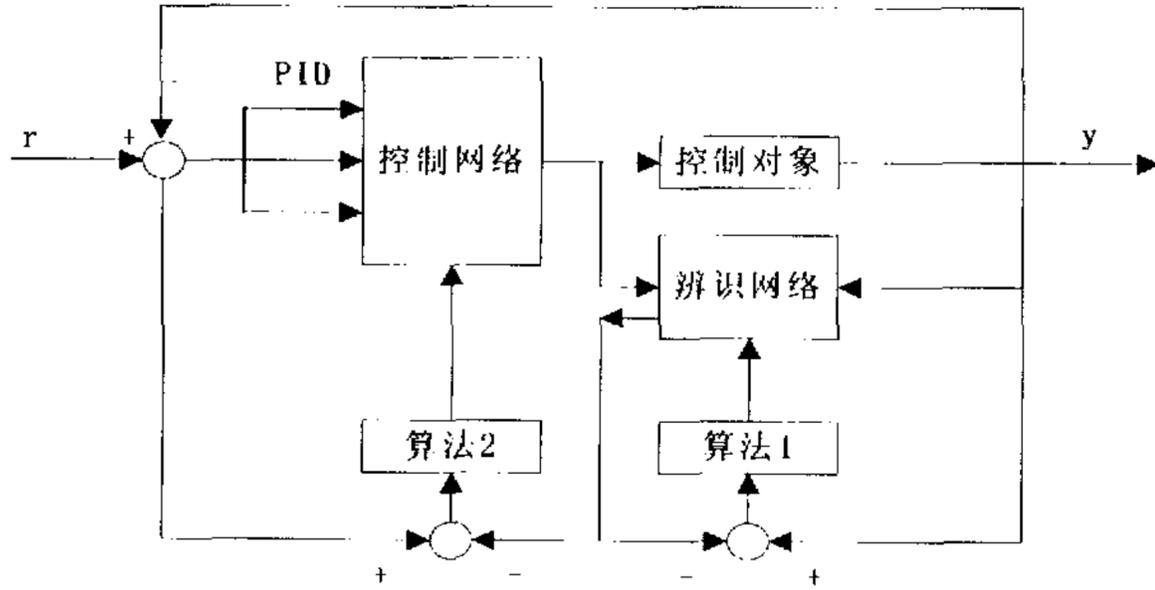
$$\begin{cases} h_1(t) = e(t) \\ h_2(t) = \sum_i e(t) \\ h_3(t) = \Delta e(t) = e(t) - e(t-1) \end{cases} \quad (4-19)$$

式中， $e(t)$ 为系统偏差，即 $e(t) = r(t) - y(t)$ ， $r(t)$ 为系统给定值。控制器的输入层各节点输入分别是系统偏差及其积分和微分值，在实际应用中常采用增量式算法，此时对应的BP神经网络PID控制器为：

$$\begin{cases} h_1(t) = e(t) - e(t-1) \\ h_2(t) = e(t) \\ h_3(t) = h_1(t) - h_1(t-1) \end{cases} \quad (4-20)$$

网络的输出为：

$$u(t) = u(t-1) + \sum_{i=1}^3 K_i h_i(t) \quad (4-21)$$



4.11 神经网络 PID 控制系统

式中 $\{K_i(t)\}$ 为权系数， $u(t)$ 为输入层信号的加权和。采用性能指标：

$$J_c = \frac{1}{2} [r(t+1) - \hat{y}(t+1)]^2 \quad (4-22)$$

的最小化来训练控制器参数。用梯度法进行优化，可得到关于神经网络控制器系数的修正算式。

2、辨识网络 NNI

辨识器网络采用三层结构，其辨识算法采用 BP 算法，网络的输入和输出分别为 $\{u(t)\}$ 和 $\{y(t)\}$ 。

网络输入层有 $n_1 = n + m + 1$ 个神经元，其构成为

$$x_i(t) = \begin{cases} y(t-i) & 0 < i \leq n-1 \\ u(t-i+m) & n < i \leq n+m \end{cases} \quad (4-23)$$

网络的隐含层神经元 $n_{11} \geq n_1$ ，其输入/输出关系为：

$$net_{11}(t) = \sum_{j=1}^{n_{11}} W_{1j} x_j(t) + \theta_{11} [r(t+1) - \hat{y}(t+1)]^2 \quad (4-24)$$

$$O_{11} = g[net_{11}(t)] \quad (4-25)$$

式中， $\{W_{1j}\}$ 为权系数； $\{\theta_{11}\}$ 为阈值； $g(x)$ 为作用函数，隐层节点取为 $g(x) = 1/(1 + e^{-x})$ ，输出层取为 $g(x) = (1 - e^{-x})/(1 + e^{-x})$ 。

网络的隐含层元的个数可遵循一定的经验公式选择。

改进后的 BP 智能控制器算法可表述如下：

- ① 权值初始化；
- ② 经过采样得到 $y(t)$ 、 $r(t)$ ，计算出 $e(t)$ ；
- ③ 由控制网络 NNC 产生输出 $u(t)$ ，同时将 $u(t)$ 送入对象和跟踪网络 NNI，产生下一步的输出 $y(t+1)$ ；
- ④ 计算出 NNI 各层的输入与输出，其性能指标为

$$J_c = \frac{1}{2} [r(t+1) - \hat{y}(t+1)]^2 \quad (4-26)$$

- ⑤ 根据反传算法对 NNI、NNC 各层的权值及阈值进行修正；
- ⑥ 令 $t=t+1$ ，将 $\{y(t)\}$ ， $\{u(t)\}$ ， $\{e(t)\}$ 进行移位处理后，返回②。

所采用的网络 NNC、NNI 的结构分别为：3-1、3-X-X，其中，X 可以由设计者调试时由试验确定。网络的初始权值取区间 $[-0.3, 0.3]$ 上的随机数。

3、实际应用中需注意的问题及实验结果

(1) 非线性作用函数的选择

一般有两种形式的非线性函数可供选取。一种是

$$f_1(x) = \frac{k}{(1 + e^{-kx})} \quad (k \neq 0) \quad (4-27)$$

它限定了神经元的输出范围为 $(0, +K)$ ；另一种为

$$f_2(x) = \frac{k(1 - e^{-kx})}{(1 + e^{-kx})} \quad (k \neq 0) \quad (4-28)$$

它限定了神经元的输出范围为 $(-K, +K)$ 。在建立被控对象的全量模型时，可选 $f_1(x)$ ，K 值应大于对象的最大输出值；在建立增量模型时，可选 $f_2(x)$ 。K 值应大于对象输出误差绝对值的最大值，这样可在很少的训练步骤后误差已达到较小值。

(2) 综合考虑模型精度与训练时间

BP 算法本身太慢的原因主要在于越接近最佳值点，每步训练所减少的误差也越小，如果要求模型精度太高则训练常常需要上万步的迭代，既不经济，也不适用。况且一般工业控制所关心的是控制精度而不是模型本身的精度，只要模型已经满足控制要求即可，不必要求模型的精度太高。

(3) 步长的选择

步长(学习速率 α)加大可以加快训练速度,但步长太大会使被调量变化太快,一方面导致网络训练跳出最佳值点,另一方面导致计算机发生溢出。采取变步长的学习策略是一种好的方法,在接近最佳值点时步长必须非常小。

(4) 分别选取隐含层和输出层的非线性函数

分别选取隐含层和输出层的非线性函数 $f(x)$,可以对 $f(x)$ 中的参数分别调整,将输出层的 K 值取为比最大允许误差值略大,使其具有输出限幅作用。在实际控制时不会使被控量的误差太大,而隐含层的 K 值可适当选得大些,使得权值调整范围更大,有助于模型精度的提高。

4、实验结果

将基于神经网络的 PID 控制器应用在前述高精度低速转台,并采用动量型变速积分算法。在运用标准 BP 算法(即梯度下降法)时,算法收敛很慢,迭代次数要上千次,有时还会振荡。后来加入了改进型动量项,并采用变速积分的方法,不仅增强了算法的收敛性,迭代次数也明显减少。样本总体误差与迭代次数的关系曲线如图 4.12 所示。

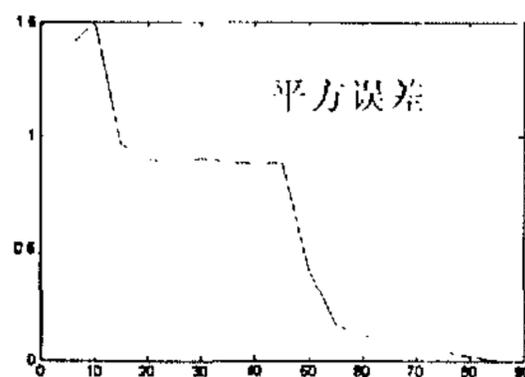


图 4.12 关系曲线

进而,改变步长(学习速率 α)和动量项系数(γ),以及辨识网络隐层的节点数可得到不同的响应曲线,迭代次数也大不相同。表 4.3 是采用不同的算法时,积分步长 α 和动量因子 γ 的取值情况与迭代步数的比较。通过实验得出,对于本系统, α 取 0.6~0.9 之间较合适。输入层和输出层节点数一般根据实际问题确定,隐层单元节点数根据经验公式 $n_1 = \sqrt{n+m} + a$ 来选取。其中, m 为输出层神经元数, n 为输入层神经元数, a 为 1~10 之间的常数,本系统取 3 左右时,效果令

人比较满意。可以看出，采用经过改进的神经网络 PID 控制器，收敛速度大大加快了。

表 4.3 三种学习算法的学习因子及相应学习收敛速度的比较

算法	SDBP (标准算法)	MOBP (带动量项)	PIDBP
参数值	$\alpha=0.8$ $\gamma=0.0$	$\alpha=0.8$ $\gamma=0.82$	$\alpha=0.8$ $\gamma=0.82$
迭代步数	1082	215	78

以上介绍了采用 DSP 技术将一种新的、基于 BP 神经网络的 PID 控制器应用于仿真转台的具体实现过程。

通过仿真证实，用神经网络搭建参数自适应的 PID 控制器是可实现的！用这种变参数的新型控制器构成位置环是完全可行的！

第五章 总结和展望

5.1 总结

本文从控制理论入手，提出一种新的补偿摩擦力的方法，把摩擦力看作外干扰，在伺服控制系统设计中加入一个神经网络 PID 控制器来补偿非线性的干摩擦。这种控制器不但可以有效地补偿摩擦并能保证系统的鲁棒稳定性，达到低速平稳运行的良好效果，控制操作简便，并有一些新颖设计。归纳起来有以下几点：

- 1、采用神经网络的控制方式，可以避免 PID 控制方式必须准确建立系统模型的困难。
- 2、用软件实现伺服系统位置环，使得系统通用性强、稳定可靠，并节省了硬件资源。
- 3、将先进的控制算法用具有高速处理能力的 DSP 器件实现，既降低了成本又增加了整个系统的可靠性。

文中的各种推导和论证以通用的二阶振荡模型展开，许多设计思想在其它的伺服系统设计中可以直接借鉴。尤其是基于 BP 神经网络的 PID 控制算法兼具两者的优点，可针对不同的控制对象给出相应的结构形式。

高精度仿真转台虽然是为侦察相机在地面模拟卫星飞行扫描成像而专门设计，但其应用领域决不仅限于此。对于那些具有非线性特性，模难以准确建立的控制对象无疑是一种简便有效的设计方法。因此说该方法是一种通用的伺服算法。

另一方面，本文的许多工作都是尝试性的，还有一些不完善的地方。其中之一是在实时控制系统中采用复杂的控制策略受到计算时间的限制，效果尚不令人满意。而如何增强系统的故障诊断能力，也是值得进一步研究的问题。

5.2 展望

在仿真转台的分析论证、调试过程中，仍然存在一些问题有待于进一步思考和研究。

第一，采用精确的模型往往会给系统的分析带来很多困难，因此应当进一步

探讨和研究新的控制策略和方法。设计采用了神经网络的方法，但 BP 算法的复杂性是应用中的难点，如何获得更简洁的控制规律尚有待于进一步研究。

第二，误差反传的 BP 学习算法，具有高度的非线性映射能力，应用十分广泛。但它仍存在标准算法收敛速度慢，容易陷入局部极小等问题。如何克服 BP 学习算法存在的问题将是值得进一步研究的课题。

第三，2000 系列 DSP 是专为控制系统而设计，为复杂控制算法的实现提供了必要的硬件支持。但其运算速度在各类 DSP 中仍不是很快，如果仅用来实现复杂运算可以考虑采用其它类型。出于可靠性，许多模块的开发过程就显得比较复杂，在硬件选型和设计方案确定时应综合考虑各方面影响因素。

主要参考文献

- [1] 胡寿松, 自动控制原理, 国防工业出版社;
- [2] Martin T. Hagan, Howard B. Demuth, Mark H. Beale, 神经网络设计, 机械工业出版社;
- [3] 闻新, 周露, 李翔等, MATLAB神经网络仿真与应用, 科学出版社;
- [4] 陈辉堂, 数字控制系统, 西安交通大学出版社;
- [5] 林来兴, 高精度三轴伺服转台, 航天控制, 1986. 4;
- [6] 张伟英, 张友安, 非线性观测器用于高精度甚低速系统的动态补偿, 控制与决策, 1989. 1;
- [7] 陈涛, 陈娟等, 伺服系统两种低速非线性补偿方法的对比实验, 光学精密工程, 2003. 11;
- [8] Rafael Kelly, a linear-state feedback plus adaptive feed-forward control for dc servomotor, IEEE Trans, on industrial electronics, Vol. IE-34, 1987. 2;
- [9] Kenji Tamaki, et al, Microprocessor-based Robust Control of a DC Servo Motor, IEEE Control System Magazine 1986;
- [10] Dennis R. Morgan, et al, Real-Time Adaptive Linear Prediction Using the LMS Gradient Algorithm IEEE Trans. on ASSP-24, NO. 6, (11) 1976;
- [11] 崔胜明, 李满天, 基于神经网络的四轮转向车辆控制研究, 哈尔滨工业大学学报, 2002. 34;
- [12] 陈娟, 郭劲等, 机电系统低速非线性补偿仿真研究, 长春工业大学学报, 2002. 23;
- [13] 于达仁, 动态系统中干摩擦力的数值计算模型, 哈尔滨工业大学学报, 1995. 27;
- [14] 王从庆, 位置伺服系统的闭环离散学习控制, 电气传动, 2000. 4;
- [15] 冯国楠, 张力等, 一种神经元控制模型参考自适应伺服系统, 控制与决策, 1997. 12;
- [16] 胡恒章, 冯幼田等, 自学习控制在转台控制中的应用, 宇航学报, 1992. 4;

- [17]张媚, 李秀娟, 伺服系统的神经网络摩擦力自适应补偿研究, 计算技术与自动化, 2002. 21;
- [18]江思敏等编著, TMS320LF240x DSP硬件开发教程, 机械工业出版社;
- [19]清源科技编著, TMS320LF240x DSP应用程序设计教程, 机械工业出版社;
- [20]陈伯时主编, 电力拖动自动控制系统, 机械工业出版社;
- [21]马彩文, 自适应预测控制算法在转台设计中的应用, 1991;
- [22]刘琳, 葛文奇, 基于神经网络的MBP算法及应用, 长春理工大学学报, 2003. 26;
- [23]苏永清, 黄献龙等, 国内电液负载仿真台研究与发展现状, 机床与液压, 1999. 2;
- [24]史敬灼, 徐殿国等, 伺服控制用DSP芯片的性能对比, 微特电机, 2002. 1;
- [25]陶永华主编, 新型PID控制及其应用, 机械工业出版社;
- [26]高晗璎, 孙力等, 采用双CPU的混合式步进电动机速度控制系统, 电机与控制学报, 2002. 6;
- [27]James N Nash.Direct torque control:Induction motor vector control without an encoder.IEEE Trans on Ind App,1997,33(2):333-341;
- [28]Sayeed Mir,Malik E Elbuluk.PI and fuzzy estimators for tuning the stator resistance in direct torque control of inductance machines[J],IEEE Trans on Powr Electr,1999,35(2):279-286;
- [29]Obtani T,Takada N,Tanaka K,Vector control of induction motor without shaft encode.IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, 28 (1):157-164;
- [30]Narendra K S.A new Adaptive Without Persistent Excitation.IEEE Trans.on Automatic Control,1987,AC-32(2):134-145;
- [31]杨龙祥, 提高位置伺服系统性能的一种新的控制方案, 电气传动, 1996. 5;
- [32]李辉, 谢剑英等, 直流调速系统的变结构控制, 测控技术, 1999. 18;
- [33]方一鸣, 王乐等, 考虑电枢反应非线性的直流电机速度跟踪控制研究, 电气传动自动化, 2003. 1;
- [34]M. S. Ibbini,W. S. Zakaria.Nonlinear control of DC machines. Electric Machines and Power Sstems.1996, 24:21-35;

攻读硕士期间发表的论文

单金玲, 马彩文, 基于 BP 神经网络的 PID 控制器, 光子学报(已录用)

致 谢

首先向我的导师马彩文研究员致以最诚挚的谢意!从论文的选题、立意、开题论证到试验方案的确定,工作的开展,难点的突破,到最后的結果分析,马老师自始至终倾注了极大的热情和心血。马老师渊博的知识、严谨的治学态度,永无止境的钻研精神和诲人不倦的学者风范,使我受益匪浅。马老师忘我的工作精神是我以后学习道路上永远的典范。无论是学术上还是品格上,他都为我树立了榜样,在我以后的人生道路上,将不断激励我前行。同时,还要感谢马老师三年来对我的学习、生活的关心和照顾。

其次我要感谢梁雁冰老师,李艳老师,刘波老师,李文华老师,姜伟老师,李英才老师,张伯珩老师,边川平老师等众多老师对我的关心和爱护。

感谢我的同学宋宗玺、唐自力、王华、周延、田广元、巩蕤梓和王晨。我和他们共同度过了很多愉快的时光,在和他们的讨论中使我得到了很多启示。

感谢研究生部的张波老师、赵萍老师、王哲老师等各位老师三年来在生活和学习上对我的帮助和关怀。

感谢我尊敬的父母及家人。

在此,谨向所有关心和支持我的老师、同学、朋友和父母表示衷心的感谢和感谢!