

Abstract

DC motor has excellent character on speed regulation, such as smooth timing in a wide range, simple method. Meanwhile as its capability on overload, enduring frequent impacting load, it is widely used in area of high performance electric drive such as cutting machine tool, paper machine, etc.

Traditional controller of DC Speed Regulation System, which adopts separated components and operates with high ratio of malfunction, lack of stability and technology, can not meet the need of production. As the development of computer and communications, digital DC Speed Regulation System conquers this shortage, widely used in DC Speed Regulation System.

In this paper, digital DC Speed Regulation System is designed, which adopt DSP 2407 controller as the main microcontroller, P89C669 micro-control unit (MCU) as the chip of supervised system. It realized digital design and regulation about parameters in this system through data communication between PC and MC. The main work are provided as follows:

1. Design the software and hardware of DC Speed Regulation systems with power circle fuction ,completed power circle experiment on two in-line motors.
2. IPM PS21867 of MITSUBISHI is used as power output module, drive protected circuit, control circuit and communication protected circuit are designed.
3. The control strategy of system is PWM method. The software of system is programmed, including main program, communication program and interruption service program.
4. The whole arrangement and debugging of prototype is completed, and realize the double closed loops control on DC motor.
5. As the change of the load, moment of inertia and etc, the performance of the system will be influenced. In this paper, based on the principle of model reference adaptive control, Narendra scheme of DC Speed Regulation System with double closed loops is implemented and simulated.

Key Words: double closed loops; DC Speed Regulation; DSP; power circle; Model reference adaptive

插图清单

图 2-1 PWM 控制的直流调速直流母线电封闭原理示意图	4
图 2-2 直流斩波器-电动机系统的原理图和电压波形	5
图 2-3 桥式可逆脉宽调速系统基本原理图和电压波形	5
图 2-4 转速、电流双闭环直流调速系统组成结构图	6
图 2-5 双闭环直流调速系统的稳态结构图	7
图 2-6 双闭环直流调速系统的静特性	8
图 2-7 直流电动机等效电路图	8
图 2-8 直流电动机动态结构图	9
图 2-9 双闭环直流调速系统的动态结构图	9
图 2-10 双闭环调速系统电流环动态结构图	10
图 2-11 双闭环调速系统电流动态结构简化图	11
图 2-12 典型 I 型系统电流环动态结构图	11
图 2-13 转速调节系统的动态结构图	12
图 2-14 转速调节系统的动态结构简化图	12
图 2-15 典型 II 型系统转速环动态结构	13
图 3-1 电封闭主电路硬件设计	16
图 3-2 直流调速系统斩控系统硬件结构图	17
图 3-3 桥式可逆直流脉宽调速系统主电路	18
图 3-4 DSP 电源 5V-3.3V 电路设计	20
图 3-5 驱动电路硬件设计简图	21
图 3-6 故障保护硬件电路	22
图 3-7 整流直流侧电压采样	22
图 3-8 电枢电流采样电路	23
图 3-9 监控系统结构原理图	23
图 3-10 通信接口电路	25
图 3-11 监控系统主程序流程图	26
图 3-12 主程序框图	27
图 3-13 励磁控制模块	27
图 3-14 斩控控制模块	28
图 3-15 定时器 1 中断服务子程序	29
图 3-16 PI 积分分离程序框图	30
图 3-17 电封闭驱动电机控制示意图	30
图 3-18 电封闭发电机程序框图	31
图 3-19 开关管驱动波形	32
图 3-20 正向启动转速响应	33

图 3—21 正向自由停车加反转转速响应	33
图 3—22 电封闭加载实验平台	34
图 4—1 模型参考自适应控制系统结构框图	37
图 4—2 Narendra 方案的基本结构	40
图 4—3 对象相对阶为 2 的 Narendra 方案结构图	41
图 4—4 对象相对阶为 2 的 Narendra 方案系统结构图	44
图 4—5 双闭环直流调速系统	44
图 4—6 等效的电流环	45
图 4—7 双闭环直流调速系统的自适应方案	45
图 4—8 误差模型的推导	46
图 4—9 误差模型的推导	46
图 4—10 双闭环直流调速系统自适应方案的实现	47
图 4—11 调速系统的速度阶跃变化的响应以及自适应增益调整过程	48
图 4—12 转动惯量为 1/3 时, 不采用自适应方案的系统速度阶跃响应	49
图 4—13 是突加 20% 额定负载时, 所引起的转速动态降落和自适应系统的调整过程	49
图 4—14 突加 20% 额定负载时, 不采用自适应系统的速度阶跃响应	50

独 创 性 声 明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。据我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得合肥工业大学或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文作者签名：

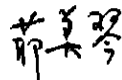
签字日期：2007年 6 月 10 日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解 合肥工业大学 有关保留、使用学位论文的规定，有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权 合肥工业大学 可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

(保密的学位论文在解密后适用本授权书)

学位论文作者签名：

导师签名：

签字日期：2007年 6 月 10 日

签字日期：2007年 6 月 10 日

学位论文作者毕业去向：

工作单位：

通讯地址：

电话：

邮编：

致 谢

在硕士学位论文完成之际，首先感谢我的导师茆美琴老师。从论文的最初选题到最终定稿，茆老师都给予了大量的指导和帮助，在整个论文工作期间，茆老师严谨的治学态度、渊博的专业知识和诲人不倦的作风给我留下了深刻的印象，让我受益匪浅。我要向敬爱的导师表示由衷的敬意和真诚的感谢。师恩厚重，终生难忘。

感谢苏建徽老师对我的谆谆教导。进入能源所以来，我的点滴进步和成绩都是与苏老师的帮助分不开的。苏老师渊博的知识、开阔的思维、敏锐的洞察力、平易近人的人格魅力给我留下了深刻印象，并将时刻影响着我，使我受益不尽。临近毕业之际，向尊敬的苏老师表示我诚挚的感谢和衷心的祝福！

另外，我要感谢能源所的其他老师，在学习期间，他们总是无私而耐心地给我帮助。他们对我论文的完成给予了热心的帮助和支持。他们是张国荣老师、汪海宁老师、杜燕老师、刘翔老师、张键老师和杜雪芳老师。

最后，我要感谢辛勤养育我的父母和关心我的亲人以及我的女友，我的些许成绩离不开他们的关爱与支持，他们是我人生路上前进的动力！

作者：李冉

2007年05月20日

第 1 章 绪论

1.1 序言

在现代化的工业生产过程中，几乎无处不使用电力传动装置。随着生产工艺、产品质量的要求不断提高以及产量的增长，越来越多的生产机械实现了自动调速。对可调速的电气传动系统，可分为直流调速和交流调速。直流电动机具有优良的调速特性，调速平滑、方便，易于在大范围内平滑调速，过载能力大，能承受频繁的冲击负载，可实现频繁的无级快速起制动和反转，能满足生产过程自动化系统中各种不同的特殊运行要求，至今在金属切削机床、造纸机等需要高性能可控电力拖动的领域仍有广泛的应用，所以直流调速系统至今仍然被广泛地应用于自动控制要求较高的各种生产部门，是当前调速系统的主要形式^[1]。

1.2 直流调速控制装置的国内外发展现状

数字直流调速装置，从技术上，它能成功地做到从给定信号、调节器参数设定、直到触发脉冲的数字化，使用通用硬件平台附加软件程序控制一定范围功率和电流大小的直流电机，尤其是方便灵活的调试方法、完善的保护功能、长期工作的高可靠性和整个控制器体积小等，弥补了模拟直流调速控制系统的保护功能不完善、调试不方便、体积大等不足之处，且数字控制系统表现出另外一些优点^[2]，如查找故障迅速、调速精度高、维护简单，所以数字式直流调速系统具备了广阔的应用前景。

国外主要电气公司如瑞典的 ABB 公司、德国的西门子公司、AEG 公司、日本的三菱公司、东芝公司、美国的 GE 公司、西屋公司等，均已开发出了数字直流调速装置，有成熟的系列化、标准化、模板化的应用产品。

我国自 20 世纪 60 年代初试制成功第一只硅晶闸管以来，晶闸管直流调速系统也得到迅速的发展和广泛的应用。目前，晶闸管供电的直流调速系统在我国国民经济各部门得到广泛的应用。

随着新型电力半导体器件的发展，IGBT 具有开关速度快、驱动简单和可自关断等优点，克服了晶闸管的主要缺点。我国直流调速正向着脉宽调制方式发展^[3]。

我国现在大部分数字化控制直流调速装置依靠进口。但由于进口设备价格昂贵，也给出了国产全数字控制直流调速装置的发展空间。目前，国内许多大专院校、科研单位和厂家也都在开发全数字直流调速装置^[4]。

1.3 直流电动机的调速方法

直流电机转速 n 的表达式为:

$$n = \frac{U_a - I_a \sum R_a}{C_e \Phi} \quad (1-1)$$

式中: U_a —电枢端电压;
 I_a —电枢电流;
 $\sum R_a$ —电枢电路总电阻;
 Φ —每极磁通量;
 C_e —与电机结构有关的常数;

由(1-1)式可知,直流电机转速 n 的控制方法有三种:

- (1)调节电枢电压 U_a 。改变电枢电压从而改变转速,属恒转矩调速方法,动态响应快,适用于要求大范围无级平滑调速的系统;
- (2)改变电机主磁通 Φ 只能减弱磁通,使电动机从额定转速向上变速,属恒功率调速方法,动态响应较慢,虽能无级平滑调速,但调速范围小;
- (3)改变电枢电路电阻 $\sum R_a$ 在电动机电枢外串电阻进行调速,只能有级调速,平滑性差、机械特性软、效率低。

改变电枢电路电阻的方法缺点很多,目前很少采用;弱磁调速范围不大,往往与调压调速配合使用。因此,自动调速系统以调压调速为主,这也是论文中设计系统所采用的方法。

改变电枢电压主要有二种方式:V-M 系统、PWM(脉宽调制变换器)

(1)采用晶闸管变流装置供电的直流调速系统简称 V-M 系统,通过控制电压的改变来改变晶闸管触发控制角,进而改变整流电压 U_d 的大小,达到调节直流电动机转速的目的。V-M 在调速性能、可靠性、经济性上都具有优越性,成为直流调速系统的主要形式。

(2) PWM(脉宽调制)变换器又称直流斩波器,是利用功率开关器件通断实现控制,调节通断时间比例,将固定的直流电源电压变成平均值可调的直流电压。

1.4 课题研究的意义、目的

由于变频技术的出现,交流调速一直冲击直流调速,但纵观全局,尤其是我国在此领域的现状,再加上全数字直流调速系统^{[5][6]}的出现,更提高了直流调速系统的精度及可靠性,直流调速仍将处于重要地位^[7]。

以往直流调速系统控制器采用分立元件,其故障率高,稳定性差,技术落后,很难满足生产的需要。随着计算机技术及通信技术的发展,数字化直流调速系统成为主流。目前,国内的数字式直流调速装置主要是采用单片机构成数字调节器、

数字触发器,其缺点是:系统硬件结构复杂;单片机浮点运算能力差,因而只能完成简单的控制算法,难以满足各种复杂的控制要求;系统运行的监控性能差。在这种背景下,本文用 DSP 作为主控芯片,其具有执行速度快(可达 30MIPS),浮点运算能力强,能够完成较复杂的控制算法的特点。在系统硬件方面, DSP 芯片内集成了 A/D 转换、事件管理器、串口通讯等功能器件使得系统硬件电路设计相对简单,系统可靠性大大提高,系统运行的监控性能也得到了改善。

随着电机控制技术的发展,以及虚拟加载技术的出现,近年来电封闭加载技术在汽车行业得到广泛的应用,比如说在变速箱的实验平台中。因为变速箱试验台的性能主要决定于加载方法和结构形式,以前采用机械闭式试验台或内燃机驱动电涡流测功机加载的方法。前者机械结构复杂,易产生有害弯力矩,后者功耗大,能量无法回收,控制精度差,响应速度慢。国内已经改为机械式的电封闭实验平台。所以电封闭虚拟加载技术在节能降损方面有着明显的优势。

实际上在许多拖动工程中,被控对象或过程的数学模型事先是难以确定的,其动态参数乃至模型的结构仍经常发生变化。例如:在造纸生产过程中,纸不断地卷使得卷纸筒的惯性不断地变化,为了保持传送中的纸张力不变,马达的转矩需要相应地改变。常规调节器不可能得到很好的控制品质。为此,需要设计一种特殊的控制系统,它能够自动地补偿在模型阶次、参数和输入信号方面非预知的变化,即自适应控制。本文以直流调速系统为实验平台,探讨了自适应方案的实现。采用模型参考自适应控制方案,使系统自动适应于被控对象参数的变化,从而达到所要求的性能指标。

1.5 本课题所做的主要内容

本文采用 PWM(脉宽调制)控制方式,使用 DSP 作为主控芯片,监控系统控制芯片使用 P89C669 单片机,通过上下位机的数据通讯,实现系统参数设定和调节的数字化,同时从模型参考自适应原理出发,探讨其在双闭环直流调速系统中的应用,具体工作是:

- 1) 电封闭直流调速系统的硬件、软件设计。
- 2) PWM 控制单元的硬件、软件设计。
- 3) 样机开发、调试,对同轴电机机组完成电封闭加载实验。
- 4) 探讨模型参考自适应方案在双闭环直流调速系统中的应用,提出了具体的实现方案,给出了仿真结果,验证了方案的可行性。

第 2 章 PWM 控制的数字化电封闭直流调速系统原理

2.1 电封闭原理

对于两台同轴对拖的直流电机拖动系统来说，一台工作在电动状态，一台工作在发电状态，为了实现能量回馈，可以将发电机的电枢和电动机的电枢并联在一起，如图 2-1 所示。这样，发电机发出的电就回馈到电动机，电动机又将电能转化为机械能，带动发电机运转。这样就形成了能量上的封闭循环，电网只需补充整个系统的电能损耗（如机械摩擦损耗、铜损、铁损等）。这就是电封闭原理。

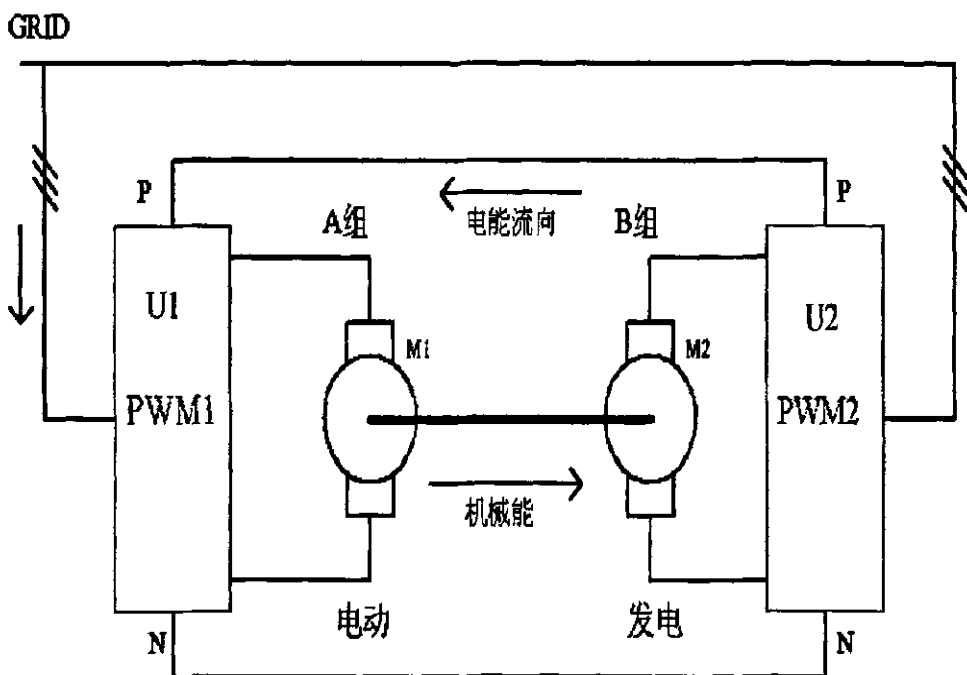
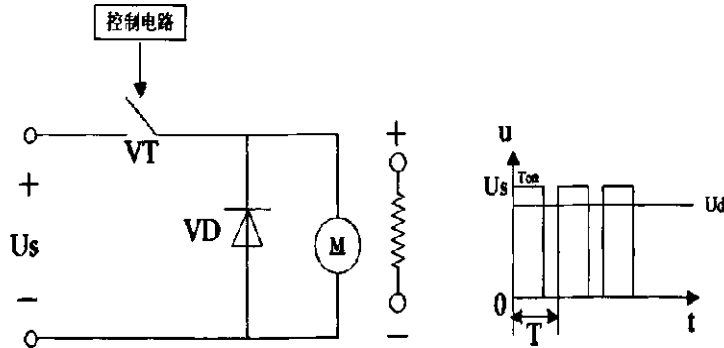


图 2-1 PWM 控制的直流调速直流母线电封闭原理示意图

2.2. 直流调速系统 PWM 控制方式

直流调速系统采用是 PWM 控制方式，下面简要介绍一下基本原理：



a 原理图

b 电压波形图

图 2-2 直流斩波器-电动机系统的原理图和电压波形

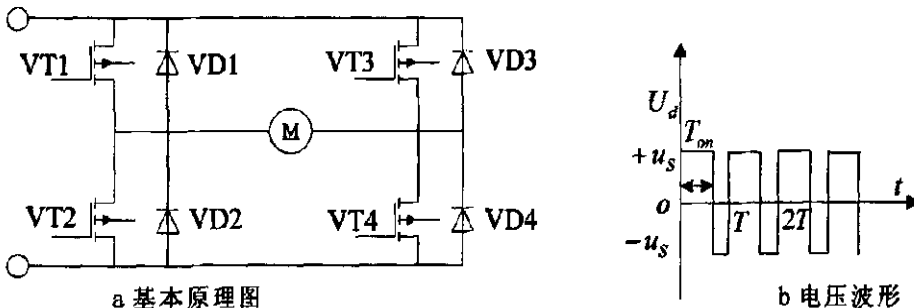
在原理图 2-2a 中，VT 表示电力电子开关器件，VD 表示续流二极管。当 VT 导通时，直流电源电压 U_s 加到电动机上；当 VT 关断时，直流电源与电机脱开，电动机电枢经 VD 续流，两端电压接近于零。如此反复，电枢端电压波形如图 2-2b 所示。

这样，电动机得到的平均电压为：

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

上式中 T —可控电力电子器件 VT 的开关周期； t_{on} —开通时间； ρ — 占空比； $\rho = t_{on} / T = t_{on} f$ ；其中 f 为开关频率^[8]。

图 2-3a 为一种可逆脉宽调速系统的基本原理图，由 VT₁~VT₄ 共 4 个电力电子开关器件构成桥式可逆脉冲宽度调制变化器。VT₁ 和 VT₄ 同时导通或关断，VT₂ 和 VT₃ 同时通断，使电动机 M 的电枢两端承受 $+U_s$ 或 $-U_s$ 。改变两组开关器件导通的时间，也就改变了电压脉冲的宽度，得到电动机两端电压波形如图 2-3b 所示。



a 基本原理图

b 电压波形

图 2-3 桥式可逆脉宽调速系统基本原理图和电压波形

如果用 t_{on} 表示 VT1 和 VT4 导通的时间，开关周期 T 和占空比 ρ 的定义和上面相同，则电动机电枢端电压平均值为：

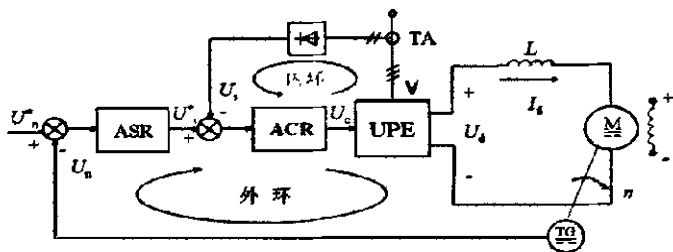
$$U_d = (2\rho - 1)U_s \quad (2-2)$$

双极式控制的桥式可逆 PWM 变换器优点是：（1）可使电机在四象限运行；（2）电机停止时有微振电流，能消除静摩擦死区；（3）低速平稳性好，系统的调速范围可达 1:20000 左右；（4）低速时，每个开关器件的驱动脉冲仍较宽，有利于保证器件的可靠导通。

2.3 转速、电流双闭环直流调速系统

2.3.1 双闭环调速系统组成

双闭环直流调速系统组成结构图如图 2-4 所示，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电力电子变换器 UPE。从闭环结构上看，电流环在里面，称作内环；转速环在外边，称作外环。这就形成了转速、电流双闭环调速系统。



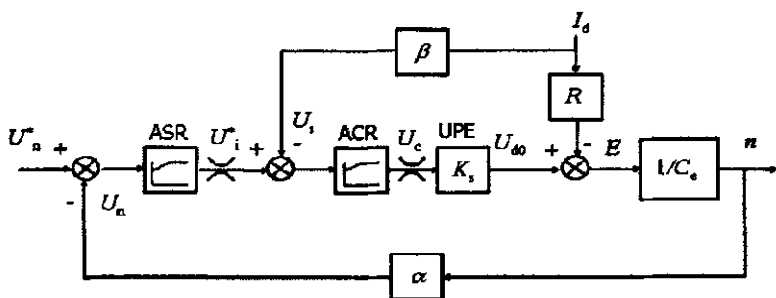
ASR—转速调速器，ACR—电流调节器，TG—测速发电机

TA—电流互感器，UPE—电力电子变化器

图 2-4 转速、电流双闭环直流调速系统组成结构图

2.3.2 稳态结构图

为了获得良好的静、动态性能，转速和电流两个调节器一般都采用 PI 调节器，同时，两个调节器的输出都是带限幅作用的。转速调节器 ASR 的输出限幅电压 U_{im}^* 决定了电流给定电压的最大值；电流调节器 ACR 的输出限幅电压 U_{cm} 限制了电力电子变换器的最大输出电压 U_{dm} 。系统的静态结构图如图 2-5 所示。



α — 转速反馈系数, β — 电流反馈系数

图 2-5 双闭环直流调速系统的稳态结构图

在稳态运行时, 两个调节器都不饱和。ASR 的 PI 调节作用使转速跟随转速给定, ACR 的 PI 调节作用使电流跟随电流给定。只要调节器输入端的反馈信号不等于给定信号, 调节器的输出就会发生变化。当调节器饱和时, 输出达到限幅值, 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。

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:

当转速调节器不饱和:

$$\begin{aligned} U_n^* &= U_n = \alpha n = \alpha n_0 \\ U_i^* &= U_i = \beta I_d \end{aligned} \quad (2-3)$$

可得关系式为:

$$n = \frac{U_n^*}{\alpha} = n_0 \quad (2-4)$$

从而得到图 2-6 静特性的 CA 段。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, CA 段静特性从理想空载状态的 $I_d = 0$ 一直延续到 $I_d = I_{dm}$, 而 I_{dm} 一般都是大于额定电流 I_{dN} 的。这就是静特性的运行段, 它是水平的特性。

当速度调节器饱和时:

这时, 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电流闭环调节系统。稳态时(2-5)式中, 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和拖动系统允许的最大加速度。

$$I_d = \frac{U_{im}^*}{\beta} = I_{dm} \quad (2-5)$$

上式描述的静特性是图 2-6 中的 AB 段，它是垂直的特性。这样的下垂特性只适合于 $n < n_0$ 的情况，因为如果 $n > n_0$ ，则 $U_n > U_n^*$ ，ASR 将退出饱和和状态。

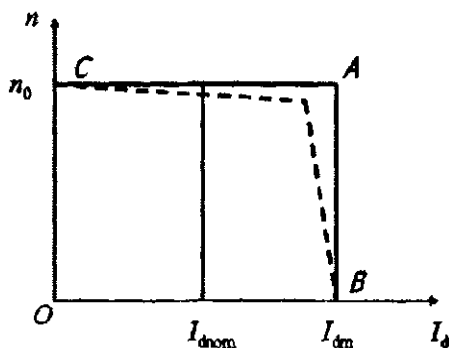


图 2-6 双闭环直流调速系统的静特性

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，得到过电流的自动保护^{[9][10]}。

2.4 双闭环调速系统的动态分析

2.4.1 直流电机动态模型

额定励磁下他励直流电动机的等效电路图见图 2-7。

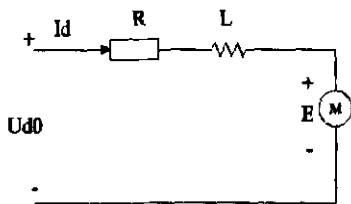


图 2-7 直流电动机等效电路图

由图 2-7 可以列出微分方程整理后得：

$$U_{d0} - E = R(I_d + T_l \frac{dI_d}{dt}) \quad (2-6)$$

$$I_d - I_{dm} = \frac{T_m}{R} \frac{dE}{dt} \quad (2-7)$$

式 (2-6) (2-7) 中：

$$T_l = \frac{L}{R} \quad \text{—电枢回路电磁时间常数；}$$

$$GD^2 \text{—电力拖动运动系统部分折算到电机轴上的飞轮转矩，单位为 } Nm^2；$$

$$C_e = \frac{30}{\pi} \quad \text{—电机额定励磁下的转矩电流比，单位为 } Nm/A；$$

$$T_m = \frac{GD^2 R}{375 C_e C_m} \quad \text{—电力拖动系统机电时间常数，单位为 } S；$$

$$T_L \text{—包括电机空载转矩在内的负载转矩；}$$

$$I_{dl} = \frac{T_L}{C_m} \quad \text{—负载电流。}$$

将上述(2-6)、(2-7)式在零初始条件下进行拉氏变换，整理后可以得到额定励磁电流下直流电动机的动态结构图，见图 2-8。

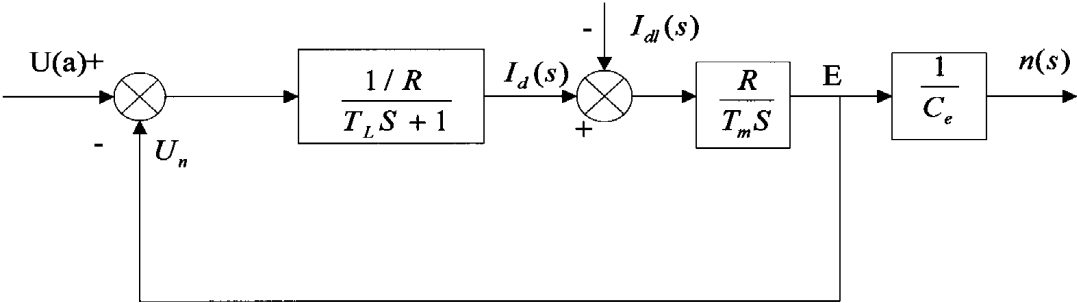


图 2-8 直流电机动态结构图

2.4.2 双闭环直流调速系统的动态结构图

双闭环直流调速系统的动态结构图，如图 2-9 所示。其中电力电力变化器可以看作是一个滞后环节^[11]，其传递函数为 $K_s/(T_s s + 1)$ ；电流和转速反馈系数分别为 β ， α 。

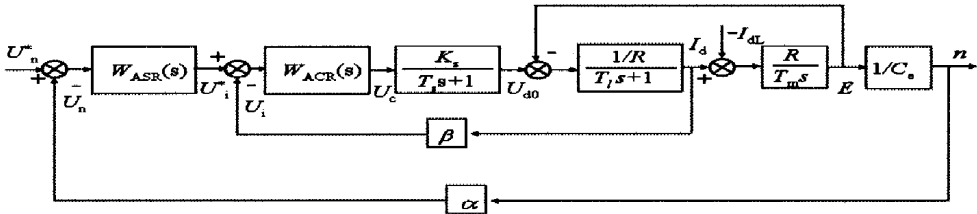


图 2-9 双闭环直流调速系统的动态结构图

图中 $W_{ASR}(s)$ 和 $W_{ACR}(s)$ 分别表示转速调节器和电流调节器的传递函数。如果采用 PI 调节器，则有：

$$W_{ASR}(s) = K_n \frac{\tau_n s + 1}{\tau_n s} \quad (2-8)$$

$$W_{ACR}(s) = K_i \frac{\tau_i s + 1}{\tau_i s} \quad (2-9)$$

PI 调节器的输出由两个分量组成，一是比例分量 $K_P U_{IN}$ ，它使输出立即响应输入 U_{IN} 的变化。二是积分分量： $K_P / \tau_i \int U_m dt$ ，它能随时间对输入信号不断的积累(这里 K_P 、 τ_i 分别为 PI 调节器的比例放大器倍数与积分时间常数)。当突加信号 U_{IN} 时，相当于放大倍数为 K_P 的比例调节器^{[12][13]}。

当 U_{IN} 不为零时，积分作用将不断地继续下去，输出积累上升，直到限幅最大值；一旦 $U_{IN}=0$ ，输出保持在此时的数值上。稳态时 PI 调节器的放大倍数是他本身的开环放大倍数，极大的开环放大倍数使系统基本无静差^[14]。

PI 调节器在动态时比例分量能迅速反应输入量的变化，对系统立即起调节作用。在静态时积分分量的记忆作用使系统实现无静差，得到较高的调速精度。

2.5 调节器参数设计和选择

2.5.1 电流环及电流调节器结构的选择

因为电流环的主要作用是使电枢电流在动态过程中不超过允许值，即在突加给定时，希望超调量越小越好，所以工程上一般把电流环校正成典型 I 型系统，典型 I 型系统一般能满足电流环对抗扰性能的要求。

由上述双闭环调速系统动态结构图可知电流环动态结构图 2-10 如下：

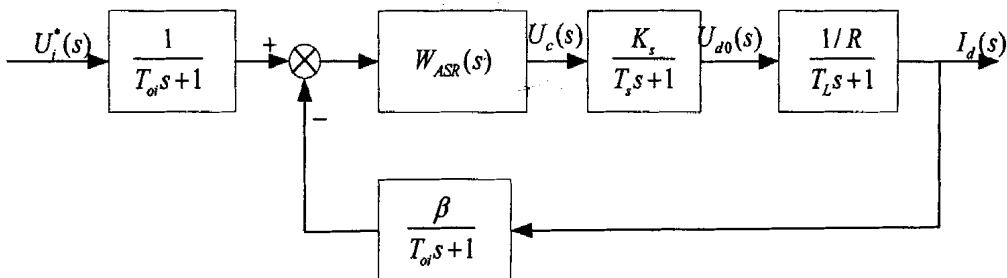


图 2-10 双闭环调速系统电流环动态结构图

用工程设计法进行近似化简，得到如图 2-11 所示动态结构简图：

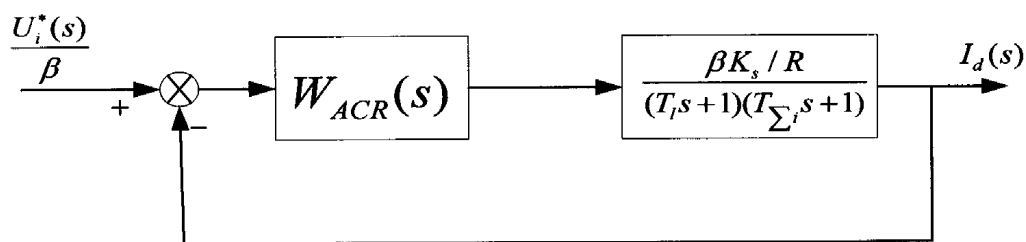


图 2-11 双闭环调速系统电流动态结构简化图

由图 2-11 可知电流调节器应选用 PI 调节器。(电流环的控制对象是双惯性的)，其传递函数为：

$$W_{ACR}(s) = \frac{K_i(\tau_i s + 1)}{\tau_i s} \quad (2-10)$$

上式中： K_i —电流调节器的比例系数；

τ_i —电流调节器的超前时间常数。

为了使电流调节器的零点对消掉控制对象的大时间常数的极点，选择

$$\tau_i = T_l$$

则化简后的典型 I 型系统电流环的动态结构图如图 2-12 所示：

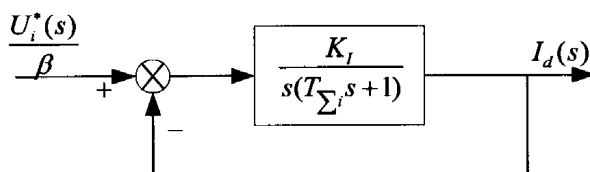


图 2-12 典型 I 型系统电流环动态结构图

其中 $K_i = \frac{K_i K_s \beta}{\tau_i R}$

2.5.2 电流调节器设计

(1) 电流调节器的参数包括 K_i 和 τ_i

时间常数 $\tau_i = T_l$ ，比例系数 K_i 取决于所需的 ω_{ci} 和动态性能指标。在一般情况下，希望电流超调量 $\sigma\% \leq 5\%$ ，可取阻尼比 $\xi = 0.707$ ， $K_i T_{\Sigma i} = 0.5$ ，则

$$K_i = \omega_{ci} = \frac{1}{2T_{\Sigma i}} \quad (2-11)$$

得：

$$K_i = \frac{T_l R}{2K_s \beta T_{\Sigma i}} = 0.5 \frac{R}{K_s \beta} \left(\frac{T_l}{T_{\Sigma i}} \right) \quad (2-12)$$

2.5.3 转速调节器设计

由于调速系统要求稳态无静差，且从动态性能上看调速系统首先应有较好的抗扰性能，所以工程上一般将转速环设计成典型 II 系统^[15]。

在设计转速调节器时，可将上面已经设计好的电流环作为转速调节系统中的一个环节，为此须求出它的等效传递函数。由图 2—18 中电流环结构图可得其等效闭环传递函数为：

$$W_{cli}(s)=\frac{1}{2T_{\sum i}^2s^2+2T_{\sum i}s+1} \tag{2-13}$$

又因为转速环的开环截止频率 W_{cn} 一般很低，所以 $W_{cli}(s)$ 可降阶近似为：

$$W_{cli}(s)=\frac{1}{2T_{\sum i}s+1} \tag{2-14}$$

用电流环的等效环节代替电流环后，即可得整个转速调节系统的动态结构图 图 2—13 如下：

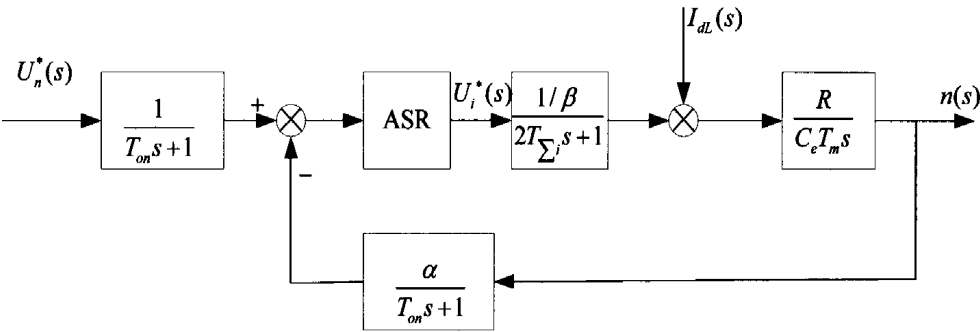


图 2—13 转速调节系统的动态结构图

按工程方法进行近似化简得：

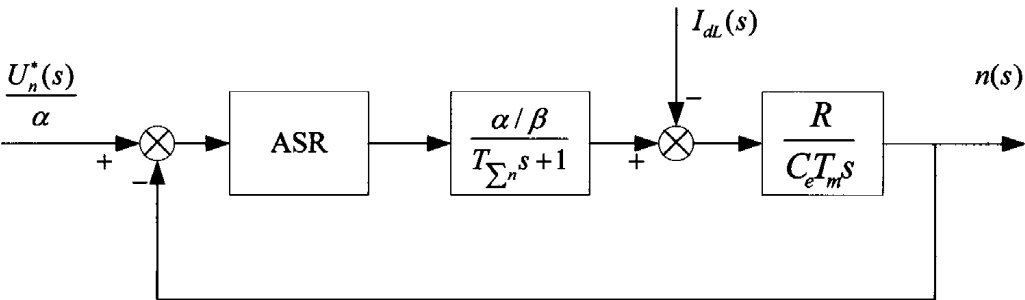


图 2—14 转速调节系统的动态结构简化图

由图 2—14 可知，若要将转速环校正为典型 II 型系统，ASR 也应采用 PI 调节器，其传递函数为：

$$W_{ASR}(s) = \frac{K_n(\tau_n s + 1)}{\tau_n s} \quad (2-15)$$

其中上式中： K_n —转速调节器的比例系数； τ_n —转速调节器的超前时间常数，而调速系统的开环传递函数为：

$$W_n(s) = \frac{K_n \alpha R (\tau_n s + 1)}{\tau_n \beta C_e T_m s^2 (T_{\Sigma n} s + 1)} = \frac{K_N (\tau_n s + 1)}{s^2 (T_{\Sigma n} s + 1)} \quad (2-16)$$

其中由上式可知转速环开环增益： $K_N = \frac{K_n \alpha R}{\tau_n \beta C_e T_m}$ 。

将(2-16)式代入 2-14 图中可得已化简后的典型 II 型系统转速环动态结构如图 2-15 所示。

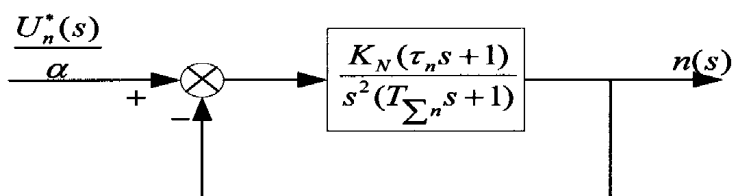


图 2-15 典型 II 型系统转速环动态结构

至于中频宽 h 应选择多少，要看动态性能的要求决定。无特殊要求时，一般可选择 $h=5$ ，则 ASR 的超前时间常数为：

$$\tau_n = h T_{\Sigma n} \quad (2-17)$$

转速开环增益：

$$K_N = \frac{h+1}{2 h^2 T_{\Sigma n}^2} \quad (2-18)$$

ASR 的比例系数为：

$$K_n = \frac{(h+1) \beta C_e T_m}{2 h \alpha R T_{\Sigma n}} \quad (2-19)$$

由于典型 I 型系统的跟随性能优于典型 II 型系统，而典型 II 型系统的抗扰性能优于典型 I 型系统，因此电流闭环的典型化应视具体要求而定，一般说来，从快速起动系统的要求出发，可按典型 I 型系统设计电流环。由于要求转速无静差，因此转速环均按典型 II 型系统设计^[16]。

2.6 直流调速系统的数字化

以上介绍的是调节器的模拟电路设计方法。虽然模拟系统具有物理概念清晰、控制信号流向直观等优点，但模拟器件存在离散性，控制器参数及结构不好调整等缺点。在实验的驱动、加载和控制等方面还存在不便之处。随着数字

信号处理技术的飞速发展，愈来愈多的电力电子装置从模拟化过渡到数字化。本系统是基于 DSP 控制的全数字化直调系统，主要涉及数字采样、数字滤波、数字测速以及数字 PI 调节几个方面。

1 数字采样

微机数字控制系统是离散系统，数字控制器必须定时的对给定信号和反馈信号进行采样。要使离散的数字信号在处理完毕后能够不失真地复现连续的模拟信号，对系统的采样频率须有一定的要求。

采样频率越高，离散系统越接近与连续系统。但在采样周期内必须完成信号的采集与转换，完成控制运算，并输出控制信号，所以采样周期不能太短，也就是说，采样频率总是有限的。另一方面，过高的采样频率可能造成不必要的累计误差。因此，在微机数字控制系统中合理选取采样频率相当重要。

根据香农采样定理，采样频率 $f_{\max}$ 应不小于信号最高频率 $f_{\max}$ 。

2 数字测速

转速检测有模拟和数字两种检测方法。模拟测速一般采用测速发电机，模拟测速方法的精度不够高，在低速时更为严重。对于要求精度高。调速范围大的系统，往往需要采用旋转编码器测速，即数字测速。采用旋转编码器的数字测速方法有三种：M 法、T 法、和 M/T 法。

3 数字滤波

在检测得到的转速信号中，不可避免地要混入一些干扰信号。采用模拟测速时，常用由硬件组成的滤波器来滤除干扰信号；在数字测速中，硬件电路只能对编码器输出脉冲起到整型、倍频的作用，滤波往往用软件来实现。常用的滤波方法有：（1）算术平均值滤波。其优点是算法简单，缺点是需要较多的采样次数才能有明显的平滑效果。（2）中值滤波。其优点是能有效地滤出偶然型干扰脉冲，缺点是对干扰信号作用时间相对较长的情况无能为力。（3）中值平均滤波。优点是既能滤除偶然型干扰脉冲，又能平滑滤波。缺点是程序较为复杂，运算量较大。

4 数字 PI 调节器

目前调速系统中调节器主要采用 PI 调节器，当采样频率足够高时，可以先按模拟系统的设计方法设计调节器，然后再离散化。

当输入是误差函数 $e(t)$ 、输出函数是 $u(t)$ 时，PI 调节器的传递函数为：

$$W_{PI}(S) = \frac{U(S)}{E(S)} = \frac{K_{PI} \tau S + 1}{\tau S} \quad (2-20)$$

那么 $u(t)$ 和 $e(t)$ 关系的时域表达式为：

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{1}{\tau} \int e(t) dt = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (2-21)$$

将上式离散化为差分方程，其第 k 拍输出为：

$$\begin{aligned} u(k) &= K_p e(k) + K_i T_{sam} \sum_{i=1}^k e(i) \\ &= K_p e(k) + K_i T_{sam} e(k) + u_i(k-1) \end{aligned} \quad (2-22)$$

其中， T_{sam} 为采样周期。

数字 PI 调节器有位置式和增量式两种算法^[17]。式（2-21）表达的差分方程为位置式算法，由等式右边可知，比例部分只与当前的偏差有关，而积分部分则是系统过去所有偏差的累积。

由式（2-22）可知，PI 调节器的第 $k-1$ 拍输出：

$$u(k-1) = K_p e(k-1) + K_i T_{sam} \sum_{i=1}^{k-1} e(i) \quad (2-23)$$

可得当前拍的输出与上一拍输出之差：

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) = K_p [e(k) - e(k-1)] + K_i T_{sam} e(k) \quad (2-24)$$

因此可得：

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k) = u(k-1) + K_p [e(k) - e(k-1)] + K_i T_{sam} e(k) \quad (2-25)$$

式（2-25）就是增量式 PI 调节器算法。可见增量式算法不需要作累加，控制量增量的确定仅与最近几次误差采样值有关，计算误差或计算精度问题，对控制量的计算影响较小。因此，本文选用增量式 PI 调节器，具体框图见第四章。

第3章 电封闭系统硬件实现及软件设计

3.1 电封闭直流调速系统的硬件设计

电封闭直流调速系统主电路硬件设计如图 3-1 所示,它主要由两个 PWM 控制单元组成,每个 PWM 控制单元的主电路、驱动电路、控制电路以及监控系统电路完全一致的。主电路功率输出模块主要采用智能功率模块 IPM,驱动电路使用光耦,控制电路的核心芯片是 DSP TMS320LF2406,监控系统主要由单片机 P89C669 控制。两套 PWM 控制单元分别给同轴的两台电机供电,同时将两个单元的直流母线连在一起。由于 IPM 的能量流向是双向控制的,当发电机发出的电通过可逆控制的 IPM 模块输送到整流直流侧,即传送到电动机直流侧 P2、N2 两端,能量就从电动—发电—电动的循环,电网电压也只是补充系统的电能损耗。

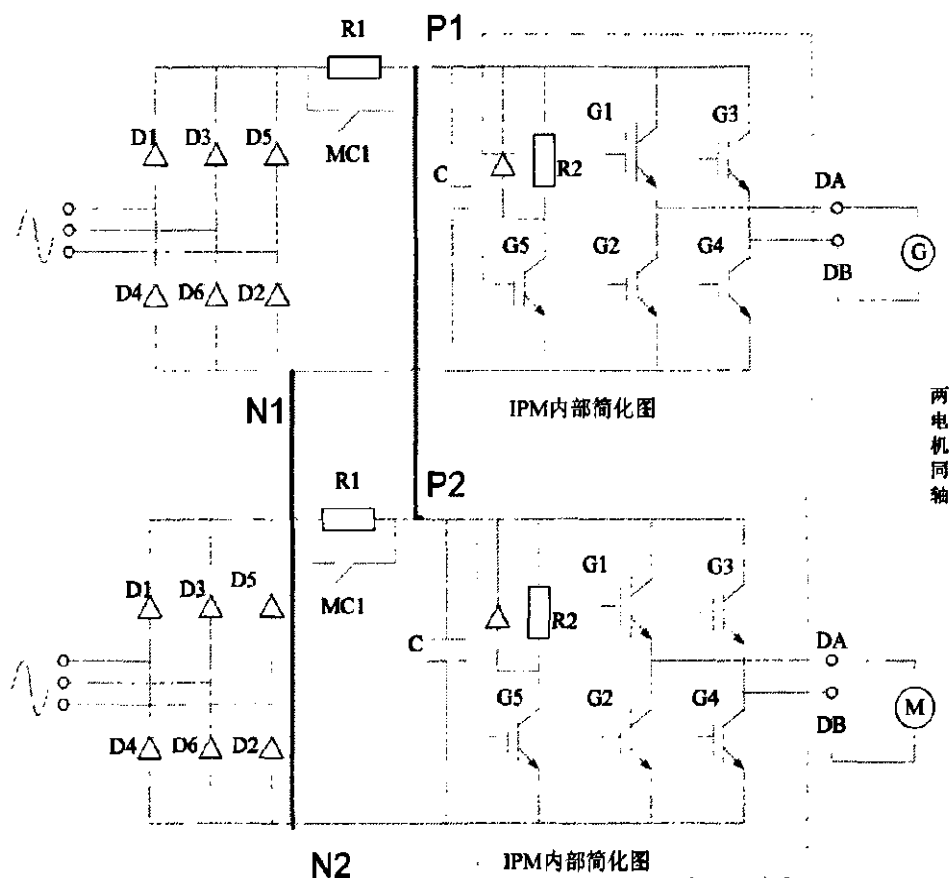


图 3-1 电封闭主电路硬件设计

3.2 PWM 控制单元硬件设计

PWM 单元的硬件结构如图 3-2 所示，其主要分为主电路、控制电路以及监控电路。下面逐一分析：

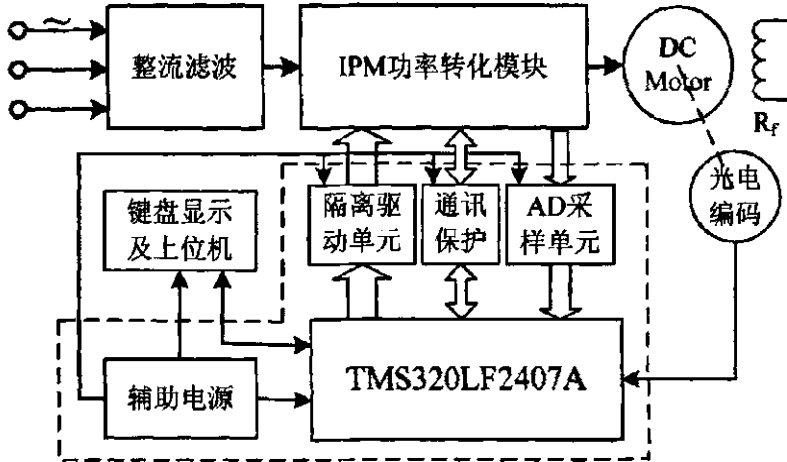


图 3-2 直流调速系统新控系统硬件结构图

3.2.1 主电路设计

3.2.1.1 主电路形式及其工作原理

图 3-3 所示是桥式可逆直流脉宽调速系统主电路。PWM 变换器^[18]的直流电源通常由交流电网经不可控的二极管整流器产生，并采用大电容 C 滤波，以获得恒定的直流电压 U_s 。由于电容容量较大，突加电源时相当于短路，势必产生很大的充电电流，容易损坏整流二极管。为了能限制充电电流，在整流器和滤波电容之间串入限流电阻 R_1 ，合上电源以后，延时用开关将 R_1 短路，以免在运行中造成附加损耗。

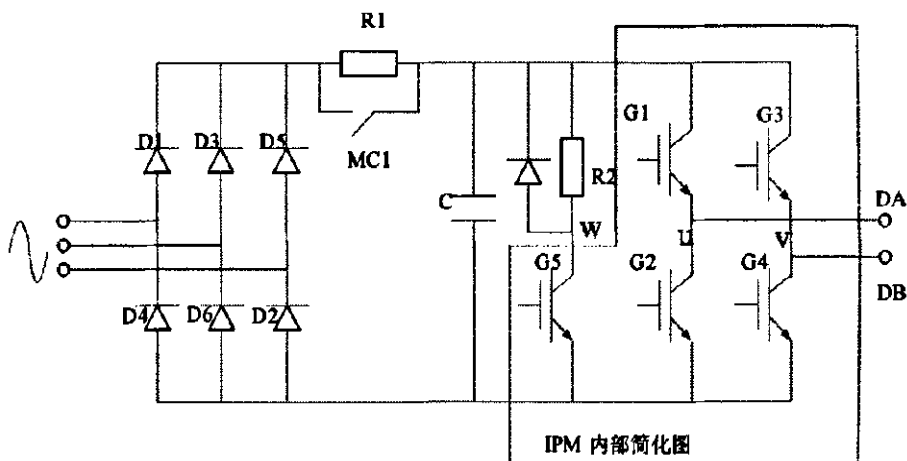


图 3-3 桥式可逆直流脉宽调速系统主电路

对于 PWM 变换器中的滤波电容，其作用除了滤波外，还有当电机制动时吸收运行系统电能的作用。由于直流电源靠二极管整流器供电，不可能回馈电能，电机制动时只好对滤波电容充电，这将使电容两端电压升高，即泵升电压^[19]。在大容量或负载有较大惯量的系统中，不可能只靠电容器来限制泵升电压，这时，可以采用上图中的镇流电阻 R2 来消耗掉部分电能。分流电路靠开关器 G5 在泵升电压达到允许数值时接通。这就是我们通常所说的“卸载”。^[20]

3.2.1.2 电路元器件及其参数选择

a) IPM 模块的选择及其特性

在中、小功率直流调速系统中，功率输出模块都采用 IPM (Intelligent Power Module) 模块，它体积小、功能多、使用方便。采用 IPM 模块，一方面可以简化驱动电路和保护电路的设计，提高系统的可靠性；另一方面可以缩短设计周期，减少系统体积，降低设计成本。

基于上述 IPM 模块的诸多优点，本系统电源模块单元选用此类模块。采用三菱公司 PS21867 智能功率模块，该模块采用第 5 代 IGBT 工艺把功率开关器件和驱动电路集成在一起，而且还内置有过电压、过电流、过热等故障检测电路。它由低功耗的管芯和优化的栅极驱动电路以及快速保护电路构成，即使发生负载故障或使用不当也不会损坏 IPM^[21]。模块内共六个 IGBT，允许承受的峰值电压是 600V，峰值电流是 100A。

b) 输入侧电容器估算

输入侧电容 C 的取值与负载参数、电解电容 C 上允许的电压变化量 ΔU_C 有关，准确求解 ΔU_C 的表达式比较复杂，设计到超越函数方程式，工程上不要求那么准确。电解电容的容量计算通常按式 (3-1) 计算：

$$C = (3 \sim 5)T / R_L \quad (3-1)$$

式中：T 为输入侧直流电压的脉动周期， R_L 为直流侧等效负载电阻。工频电源供电时 T 较大，输入侧电容容量计算用上述公式，取 $3580 \mu F$ ，本系统采用四个 $1000 \mu F / 400V$ 电容串联。

3.2.2 控制电路硬件设计

控制电路以 DSP TMS320LF2406 为控制核心，以隔离驱动单元、AD 采样单元、通讯保护单元和电源模块为辅助电路，再配以显示、键盘等外围电路，通过通信接口与上位机或其它外设交换数据。

3.2.2.1 核心控制芯片 DSP TMS320LF2406 简介

DSP TMS320LF2406 是 TI 公司生产的专门用于电机控制的高性能 32 位 DSP。其主要特点包括^[22]：

- 采用高性能静态 CMOS 工艺，使得芯片供电电压降为 3.3V，减小了控制器的功耗。
- 40MHz 的执行速度使得指令周期缩短到 25ns,从而提高了控制器的实时控制能力。
- 基于 TMS320C2XXDSP 的 CPU 核,保证了 TMS320LF2407DSP 代码核,保证了 TMS320 系列 DSP 代码兼容。
- 有高达 32K 字的 FLASH 程序存储器,高达 1.5K 字的数据/程序 RAM,544 字节的双口 RAM(DARAM)和 2K 字的单口 RAM(SARAM)。
- 两个管理器模块 EVA 和 EVB,每个模块包括:两个 16 位的通用定时器;8 个 16 位脉宽调制(PWM)通道。它们能够实现:三相反相器控制;PWM 的对称和非对称波形;当外部引脚 PDPINTX 出现低电平时快速关断 PWM 通道;可编程的 PWM 死区控制以防止上下桥臂同时输出触发脉冲;3 个捕获单元;片内光电编码器接口电路。
- 8 位 A/D 转换器,最小转换时间为 500ns,可选择由两个事件管理器来触发,可设置成两个 8 通道输入 A/D 转换器或一个 16 通道输入的 A/D 转换器。
- 控制器局域网络(CAN)2.0 模块。
- 串行通信接口(SCI)模块。
- 16 为的串行外设接口(SPI)模块。
- 基于锁相环的时钟发生器。
- 高达 40 个可单独编程或复用的通用输入、输出引脚(GPIO)。
- 5 个外部中断(两个电机保护、复位和两个可屏蔽中断)。

- 电源管理模块包括 3 种低功耗模式，能独立地将外设器件转入低功耗工作模式。

TMS320LF2406A 的绝大多数指令均为单周期指令(指令周期为 25ns)。可以保证系统实现复杂地控制算法。DSP 2406 支持 C 语言和汇编语言混合编程，用汇编语言编写实时性要求高，对底层硬件直接操作的模块，用 C 语言编写算法复杂的模块。另外由 TI 公司提供的 CCS 编译环境是基于 Windows 的，它界面友好，功能强大而且支持硬件在线仿真，大大方便系统的开发。正是基于以上特性，我们选用了 DSP TMS320LF2406 作为本系统的核心控制芯片。

3.2.2.2 DSP 电源设计

DSP 所需电源是 3.3V，而且对电源的可靠性要求高，辅助电源模块提供的是最低电压等级是 5V，需要进行电压转换。TPS73XX 是一款电压调节器，它的输出电压可以是固定的，也可以是可调的。本系统采用 5V 转 3.3V 专用芯片 TPS7333，其具有功耗小，跌落电压低的特点，它在输出最大电流 500mA 时的电压跌落只有 0.22V，完全满足 DSP 对电源(最小 3V，最大 3.6V)的要求，另外 TPS7333 的 /reset 引脚会在系统欠压恢复后或系统刚上电后提供一个宽度为 20ms 的低电平，帮助微处理器可靠复位。DSP 电源设计如图 3-4 所示。图中 /RS 引脚接 DSP 的复位引脚，3.3V 为 DSP 提供的是数字电压，3.3VA 是模拟电压，3.3V0 是锁相倍频电压。

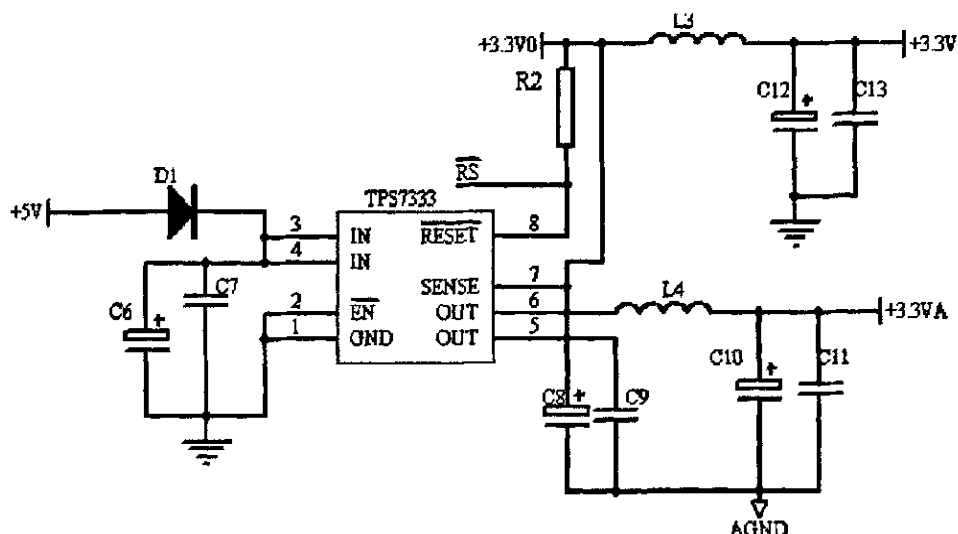


图 3-4 DSP 电源 5V-3.3V 电路设计

3.2.2.3 驱动电路设计

如图 3-5 所示,隔离驱动单元的隔离驱动采用安捷伦高速光耦 HCPL4504。PM1—PM5 由 DSP 的 PWM 口发出,其中 PM1、PM4 信号一致,PM2、PM3 信号一致,且 PM1、PM4 和 PM2、PM3 信号上是互补的。为了防止整流侧泵升电压过高,PWBR 导通 W 组下桥臂 IGBT 管起到了卸载的作用。

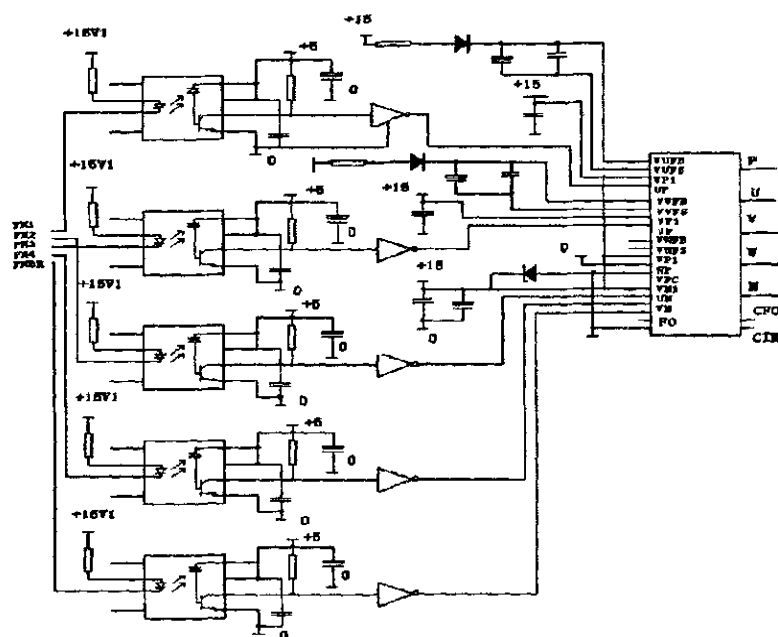


图 3-5 驱动电路硬件设计简图

3.2.2.4 故障保护设计

由于系统实际的运行中经常出现过流、短路的现象,故 IPM 具有一定的保护功能。当故障发生时,IPM 模块 FO 口会自动发出一个低电平信号,PNP 三极管随即导通,于是光耦的发光侧出现了回路,光耦开始工作,FOC 信号被钳位为低电平,送入如图 3-6 所示的过流保护自锁电路。只要发生过流,自锁输出端始终为低电平,即 DSP 的 $\overline{PDPINTA}$ 引脚为低,使得事件管理器中的比较单元寄存器 COMCONA 的第 8 位处于低有效。从而使得该寄存器的第 9 位清零,即 PWM 输入引脚为高阻态,PWM 波终止,因此起到了保护的作用^[23]。

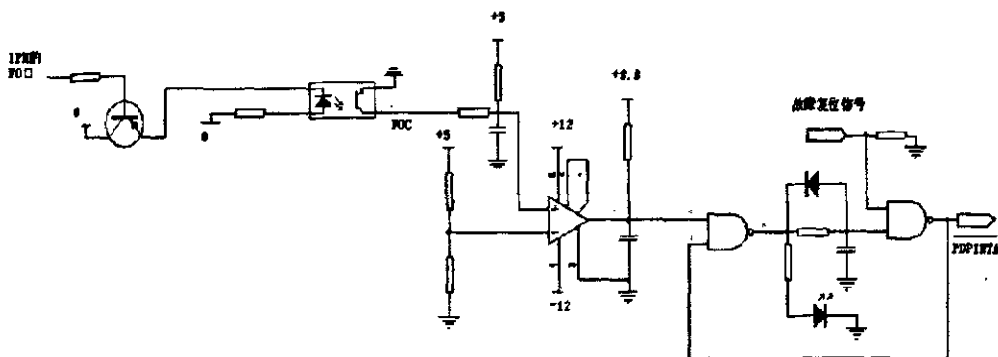


图 3-6 故障保护硬件电路

3.2.2.5 采样电路硬件设计

由于系统采用的电流、转速双闭环控制，故需要对电枢回路的电流、电机转速、励磁电流进行采样，同时由于考虑到直流侧的电压泵升现象的出现，有必要对整流侧的直流电压进行采样。DSP 提供的 AD 转换通道共 16 个，且内置采样和保持(S/H)器，分辨率为 10 位，完全满足系统的精度要求。

如图 3-7 所示，为直流母线电压采样电路。由于系统对直流侧电压采样精度要求很高，故系统采用双线性光耦采样电路。

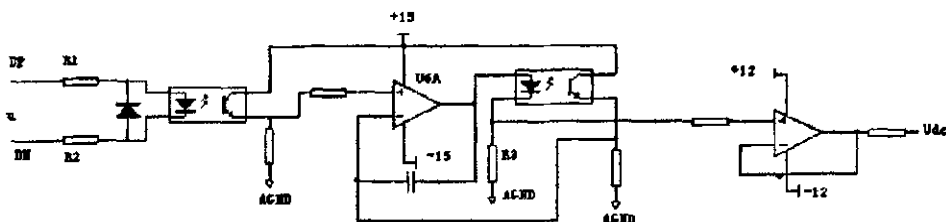


图 3-7 整流直流侧电压采样

由上图可知：

$$\frac{U_{dc}}{U} = \frac{R_3}{R_1 + R_2} \quad (3-2)$$

由公式(3-2)可知，适当的选择 R_1, R_2, R_3 就可以相应地降低采样电压 U_{dc} ，使 U_{dc} 在 0~3.3V 之间。

对电枢电流的采样通过电流霍尔传感器 HDC161 实现。霍尔电流传感器是利用霍尔原理制成的检测电流装置。它突出的特点是在整个工作区域内输出特性是线性的，功耗小，重量轻，温度稳定性好，测量频带宽，能测量各种波形的电流，而且有电隔离，输出为电压信号。

如图 3-8 所示，电枢电流经过霍尔传感器采样过来的电压信号经过滤波、

放大后送到 DSP 的 A/D 口。同样，励磁电流采样信号以及测速发电机反馈电压信号经过类似处理送到 DSP 的 A/D 口。

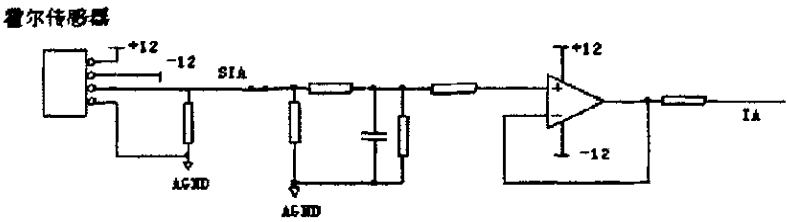


图 3-8 电枢电流采样电路

3.2.3 监控电路设计

3.2.3.1 监控系统主芯片简介

监控系统使用单片机 P89C669 为主控芯片，它包含 96K 字节的 Flash 程序存储器、2K 字节的数据 SRAM、1 个可编程计数器阵列(PCA)可配置成不同时间范围的看门狗定时器、2 个增强型 UART 以及字节型高速 I²C 串行总线接口。PHILIPS 半导体 51MX 内核是一种加速的 80C51 结构，指令执行速度 2 倍于标准的 80C51 器件，因此能提供更强大的功能，大大提高了系统的性能，并降低了系统的开销。扩展的程序存储器便于设计者利用高级语言(如 C 语言)编写复杂的程序代码。基于上述诸多优点，我们选择了 P89C669 作为监控系统的控制芯片。

3.2.3.2 监控系统的结构

上位机的监控系统主要包括电源电路、复位电路、液晶接口电路、LED 指示电路、按键电路、时钟电路和通信电路。其具体结构原理如图 3-9 所示。

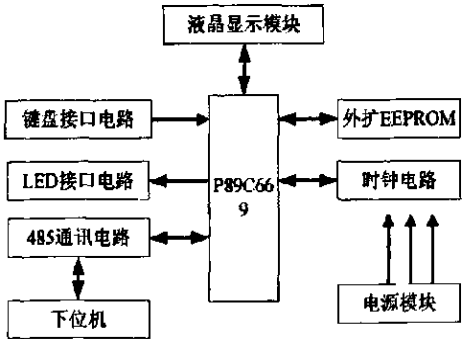


图 3-9 监控系统结构原理图

下面简要介绍各部分的功能及工作过程。

- **键盘接口电路** 操作命令输入单元，根据按键情况把相应命令经数据线送单片机处理。按键键盘采用非编码方式，根据需要设置了七个键，正转键、反转键、UP 键、DOWN 键、确认键、退出键和停机键，UP 键和 DOWN 键用来修改行、页的光标或变量数值。
- **LED 接口电路** 用 LED 来指示当前的运行状态，更直观，指示灯设置了运行、停止、故障四个，分别指示当前的不同运行情况。
- **485 通信电路** 结构和 DSP 通信电路类似，和下位机配合实现对系统的监控，这里不再赘述。
- **外扩 EEPROM** 用来保存下位机运行时的一些设定参数，当监控系统失电再得电以后，不需重设参数，只需把数据从相应的 EEPROM 单元读出即可，通用变频器的变量一般都是几百个，所以 EEPROM 的应用是十分必要的。
- **时钟电路** 有 DS1302 组成，可以记录年、月、日、时、分、秒，主要用来记录故障发生的时间，DS1302 采用双电源的供电结构，控制电路上电以后采用控制电路电源，失电以后有超级电容供电。
- **电源模块** 采用反激式开关电源，给监控单元提供所需的各路电源。
- **液晶显示模块** 系统的运行情况显示用液晶，本系统采用的是 OCM12864 系列点阵型液晶显示模块，它是 128*64 点阵模块，可以显示各种字符及图形，整屏可显示 8*4 个国标汉字或 16*4 个 ASCII 码。硬件接口具有 8 位标准数据总线采用 8 位并行数据格式，具有 6 条控制线和自己的电源线，编程灵活，握手协议简单可靠。液晶显示采用菜单结构，界面友好。

3.2.3.3 通讯电路设计

下位机主控系统与上位机监控系统之间的通信用 MAX3082 收发器芯片完成。通信电路如图 3-10 所示。MAX3082 的 1 脚 RO 是接收器输出；2 脚 RE 是接受器输出使能端；3 脚 DE 驱动器输出使能端，4 脚 DI 为驱动器输入；5 脚是地，6 脚是 A 接收器非反相输入和驱动器非反相输出端；7 脚是 B 接收器反相输入和驱动器反相输出端；8 是电源端。5、6、7、8 分别接到键盘监控系统中用于通信的另一片 MAX3082 的 5、6、7、8 脚，然后再通过光耦隔离将另一片 3082 的 RO 和 DI 接到用于键盘监控控制的单片机上，从而实现上下微机的数据通讯。由图 3-10 可知，芯片的选择信号、收发信号都是经过光耦隔离，这就增加了通信的可靠性。

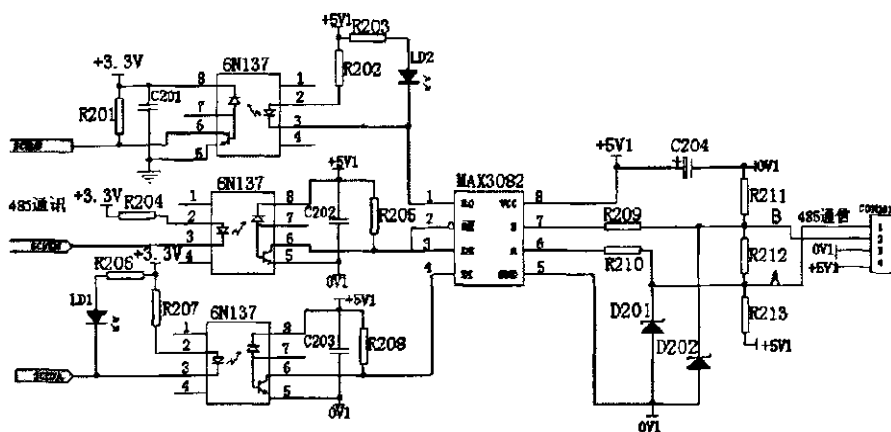


图 3-10 通信接口电路

3.3 PWM 控制单元软件设计

PWM 控制单元软件主要完成显示通讯、斩波变换器的脉宽调制等。软件包含两部分：显示通讯程序和 DSP 端应用程序。

显示通讯程序完成运行参数显示主菜单，运行参数子菜单，调试参数子菜单，用户参数子菜单，修正系数子菜单，故障查询子菜单，历史曲线子菜单和曲线画面操作等的相应操作以及通过 RS485 与下位机 DSP 之间的数据通讯。

DSP 端应用程序有主程序、中断服务子程序、PI 调节子程序等^[24]。

3.3.1 通讯显示程序

确定了通信电路之后，还要确定合理的通信协议。对于 DSP 来说，主要完成的通行功能有：按照键盘监控系统的指令发送相应的运行状态；发生故障时直接发送故障类型；接受来自键盘监控系统的指令；选择运行模式或进行参数修改。可见，DSP 在通信上基本属于从机地位，它的收发都是受键盘监控系统中的单片机 P89C669 控制的，要完成以上功能，DSP 必须具有不同命令的识别功能。具体协议如下：

设定参数： 监控系统发送：

包头(FEH FEH FEH FEH) 包长(05H) 序号(XXH) 命令码(XXH) 低字节 LB(XXH) 高字节 HB(XXH) 校验码(XXH)

调速系统应答：

包头(FEH FEH FEH FEH) 包长(04H) 序号(XXH) 命令码(XXH) 确认码(XXH) 校验码(XXH)

运行参数： 监控系统发送：

包头(FEH FEH FEH FEH) 包长(03H) 序号(XXH) 命令码(XXH) 校验码(XXH)

调速系统应答：

包头(FEH FEH FEH FEH) 包长(06H) 序号 (XXH) 命令码(XXH) 确认码(XXH) 低字节 LB(XXH) 高字节 HB(XXH) 校验码(XXH)

实现按键操作、液晶显示和通信等一系列功能，这是软件所要完成的任务。基于对该监控通讯系统通用性的考虑，我们采用了模块化设计方法。软件系统可以简单分为初始化模块、键盘模块、液晶显示模块、故障记录处理模块、故障时间显示处理模块和通信模块，监控系统主程序流程图如图 3-11 所示。

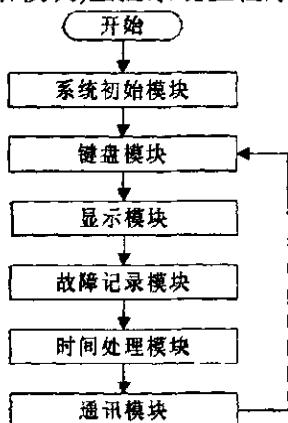


图 3-11 监控系统主程序流程图

3.3.2 主程序框图

主程序控制框图如图 3-12 所示。控制对象是他励直流电动机，为了防止失磁引起的“飞车”现象，故程序运行时首先要加上励磁部分，然后才能运行斩控模块。外环给定值上有转速设定，电位器设定；外环反馈选择有测速发电机转速反馈、光电编码反馈及反电动势反馈三种。励磁部分为反电动势和励磁电流双闭环控制，励磁模块的参数设定可以实现直流电机励磁绕组的励磁电流控制。如图 3-13 所示。

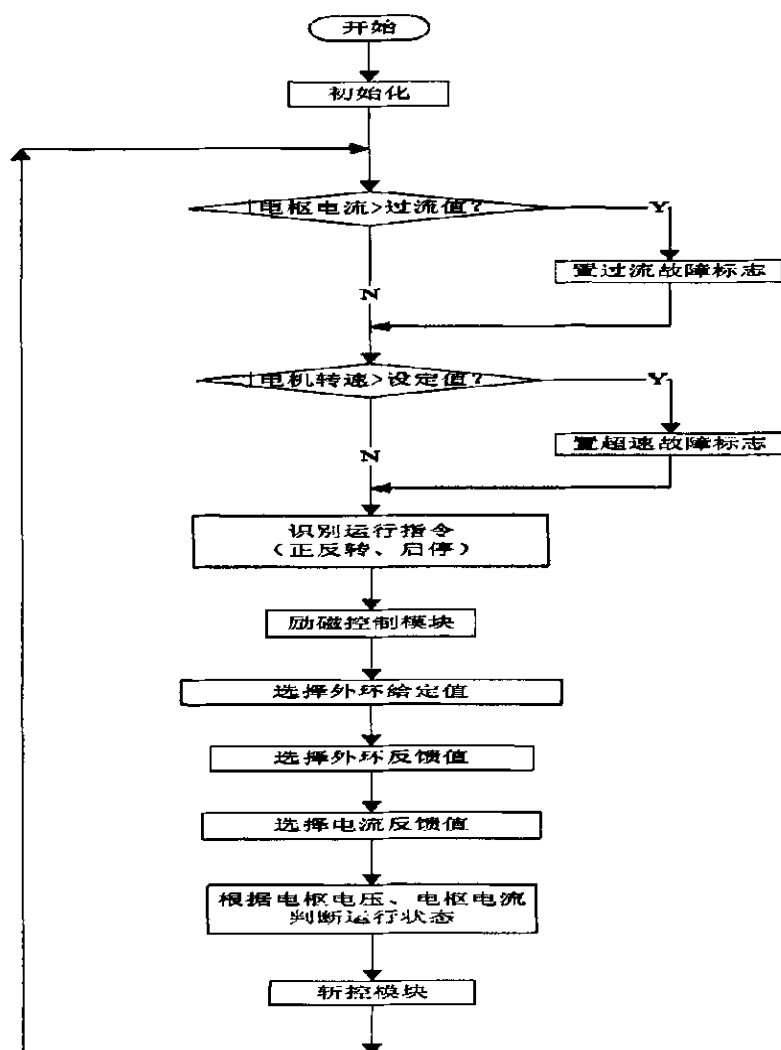


图 3-12 主程序框图

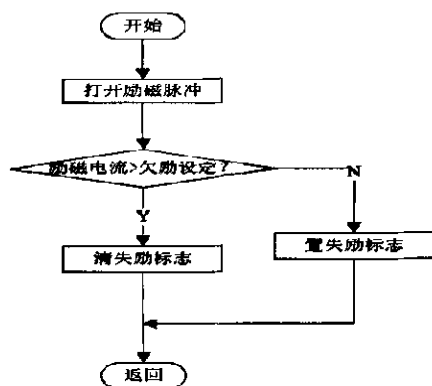


图 3-13 励磁控制模块

在图 3-14 所示的斩控模块中，由于在电机启动的瞬间，有很大的启动电流，会对 IPM 产生很大的冲击。所以在实际的硬件电路中采用继电器和启动电阻来缓冲启动电流。通过程序对继电器的吸合进行控制。由于在控制过程中电流电压的采样信号不稳定，容易出现波动，从而造成继电器的频繁开关。所以编写程序实现了“滞环”环节。程序框图中设定值 1、设定值 2 的判断就是起这一作用。

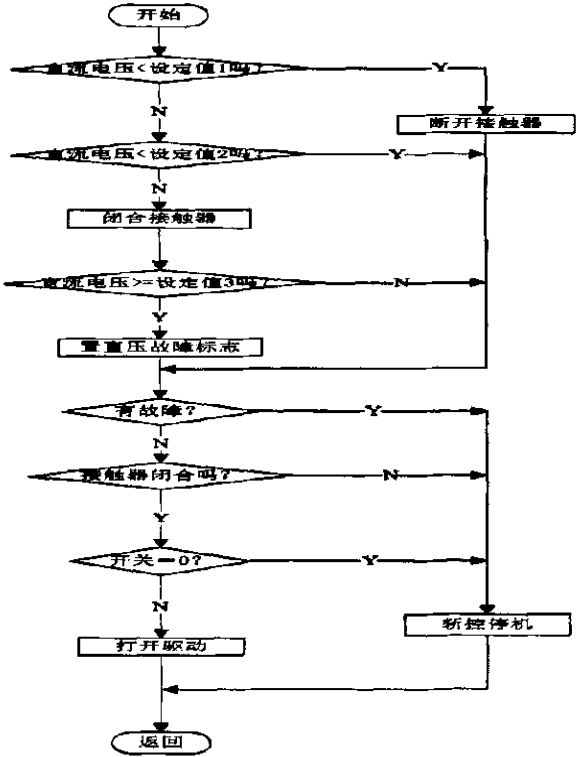


图 3-14 斩控控制模块

3.3.3 中断服务子程序框图

在双闭环调速系统中，当负载发生变化，转速出现波动时，内环电流环的反应速度明显快于外环转速环的反应速度。由于转速环控制占用的机时较长，因此转速环的采样频率不能很高。如图 3-15 所示，电流环的采样间隔为 0.1ms，转速环的采样周期是 3.3ms，所以当电流环每运行 33 次，转速环才要进行一次采样和运算。

0.1ms定时器1中断

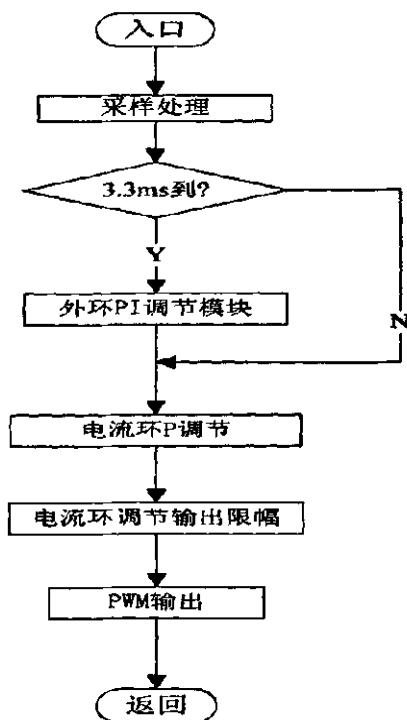


图 3-15 定时器 1 中断服务子程序

在实际转速控制时电枢电流有上限值，所以存在着一个大输入信号下的恒流(电流上限值)加速问题，这样要求转速控制运算具有非线性特性。为了实现快速、无超调、无静差的速度控制性能，目前在速度控制方面提出了许多算法或控制策略，常用的控制思想是采用积分分离算法。外环 PI 调节模块实现框图如图 3-16 所示，当偏差大时，只让比例部分起作用，以快速减少偏差；当偏差降低到一定的程度后，再将积分作用投入，既可最终消除稳态偏差，又能避免较大的退饱和超调^[25]。

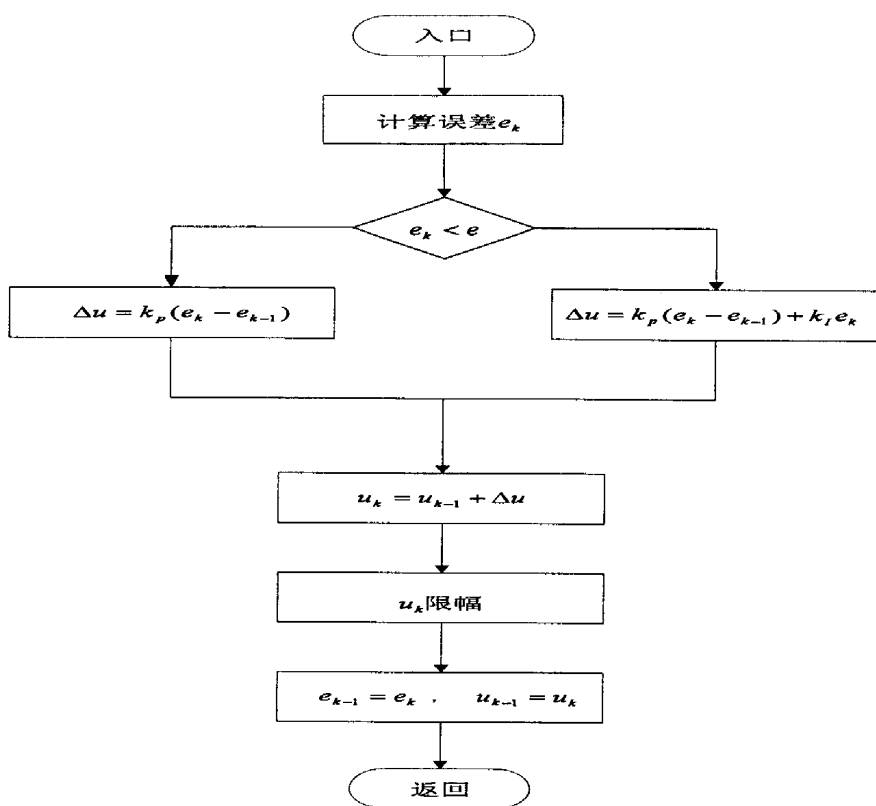


图 3-16 PI 积分分离程序框图

3.4 电封闭直流调速系统的软件设计

电封闭实验时，直流电动机作为驱动装置，直流发电机作为负载装置。当希望电动机能够带载时速度稳定，可以采用电流为内环，转速为外环的控制方式。驱动侧电机控制示意图如图 3-17 所示。发电机作为负载，是处于随动的状态，所以它的给定值不能是速度，只能是负载转矩，又因为负载转矩跟电枢回路电流成正比，所以加载侧电机的给定值是电枢回路的电流值。加载侧电机控制示意图如图 3-18 所示。

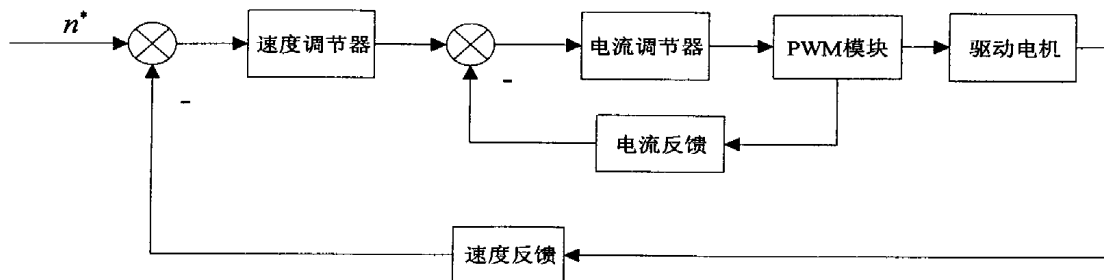


图 3-17 电封闭驱动电机控制示意图

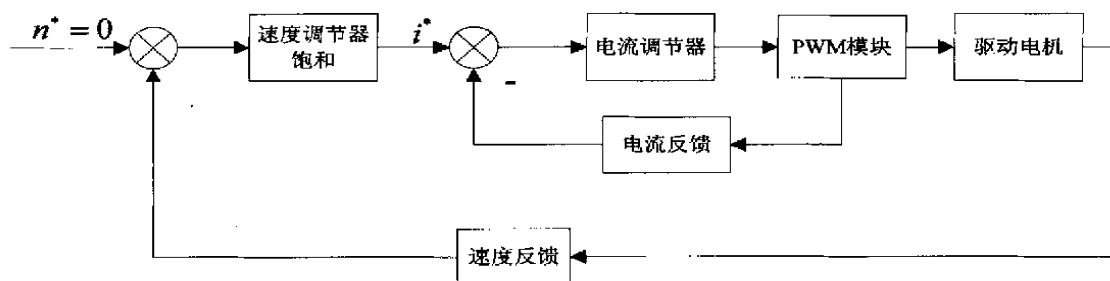


图 3-18 电封闭发电机程序框图

3.4.1 驱动侧电机控制

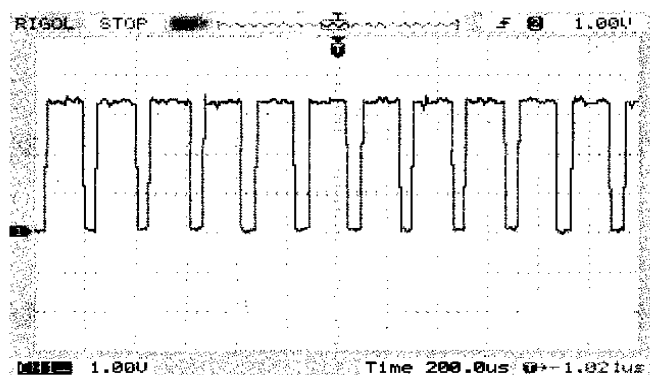
驱动侧电机的控制主要是指带载的时候速度能够稳定，电机的给定值是转速，所以软件设计与前面的 3.3 节介绍的一致。

3.4.2 加载侧电机控制

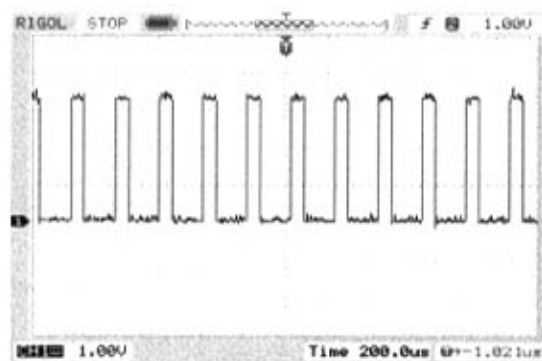
加载侧电机软件设计与驱动侧电机的软件设计除了给定值不同外，其他部分基本一致。加载侧电机的键盘给定值是电枢回路电流值，所以要求外环转速环不起作用。这时电机转速的给定值需设为零，保证了双闭环调速系统的速度调节器的输出饱和，这个饱和值（也称限幅值）就是电流环的给定值，通过饱和值的设定，达到加载侧电机负载转矩给定，实现电封闭直流调速系统的虚拟加载。

3.5 PWM 单元实验结果

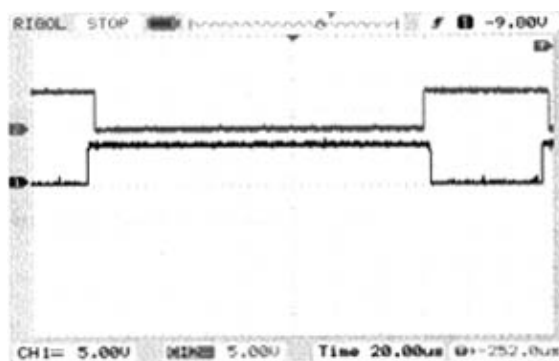
如图 3-19 所示，对于 IPM 来说，U 组上桥臂 Q1 管和 V 组下桥臂 Q4 管动作是一致的，Q2 管和 Q3 管动作是一致的，波形如图 3-19(a)、(b) 所示。同时 Q1、Q2 之间驱动波形极性相反，波形如图 3-19(c)。图 3-20 为正向启动速度响应。图 2-21 正向自由停车加反转速度响应。



(a) Q1 管的驱动波形



(b) Q2 管的驱动波形



(c) Q1、Q2 驱动波形比较

图 3-19 开关管驱动波形

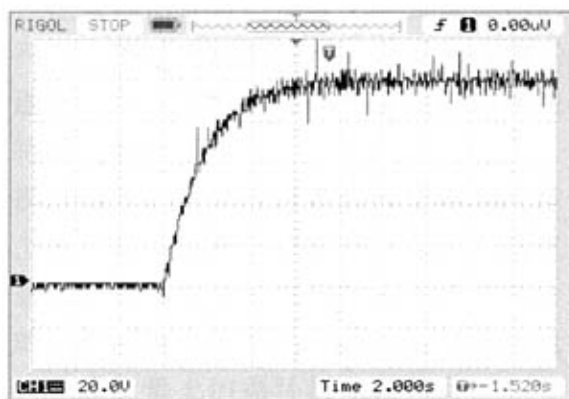


图 3-20 正向启动转速响应

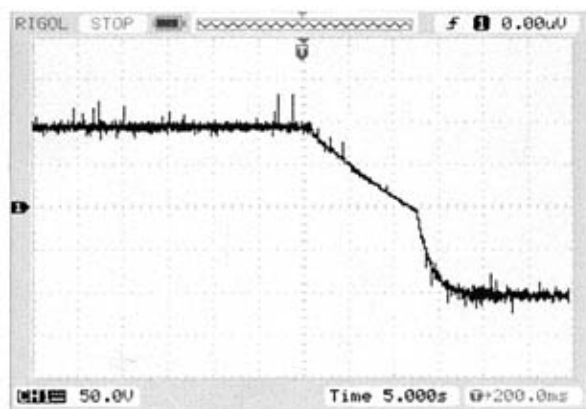


图 3-21 正向自由停车加反转转速响应

3.6 电封闭实验样机及加载实验

根据前面所阐述的电封闭原理以及硬件、软件设计方案设计出如图 3-22 所示的电封闭加载实验平台。平台的左右两边是完全相同的可控电源，分别给同轴的两台电机供电。在电封闭加载的实验中，首先让两边系统的电源输出端分别接到电机的电枢两端，保证电机的转动方向是相反的，然后将两端电源进线整流侧的直流母线连在一起，同时在整个实验过程中两边电枢回路要串入电阻箱保证电机的调速特性呈软特性。

电封闭实验具体操作如下：首先通过键盘设定电动机运行时的转速 n ，使系统闭环控制，然后合上电动机的电源进线空开，起动电动机，另一端的电机作为电动机的负载运转起来，自然就处于发电状态；此时再合上发电机的电源进线空开，设定发电机的电枢回路电流值 I_a ，通过控制发电机的反电动势和电枢两端电压的大小关系，完成能量上的循环封闭。

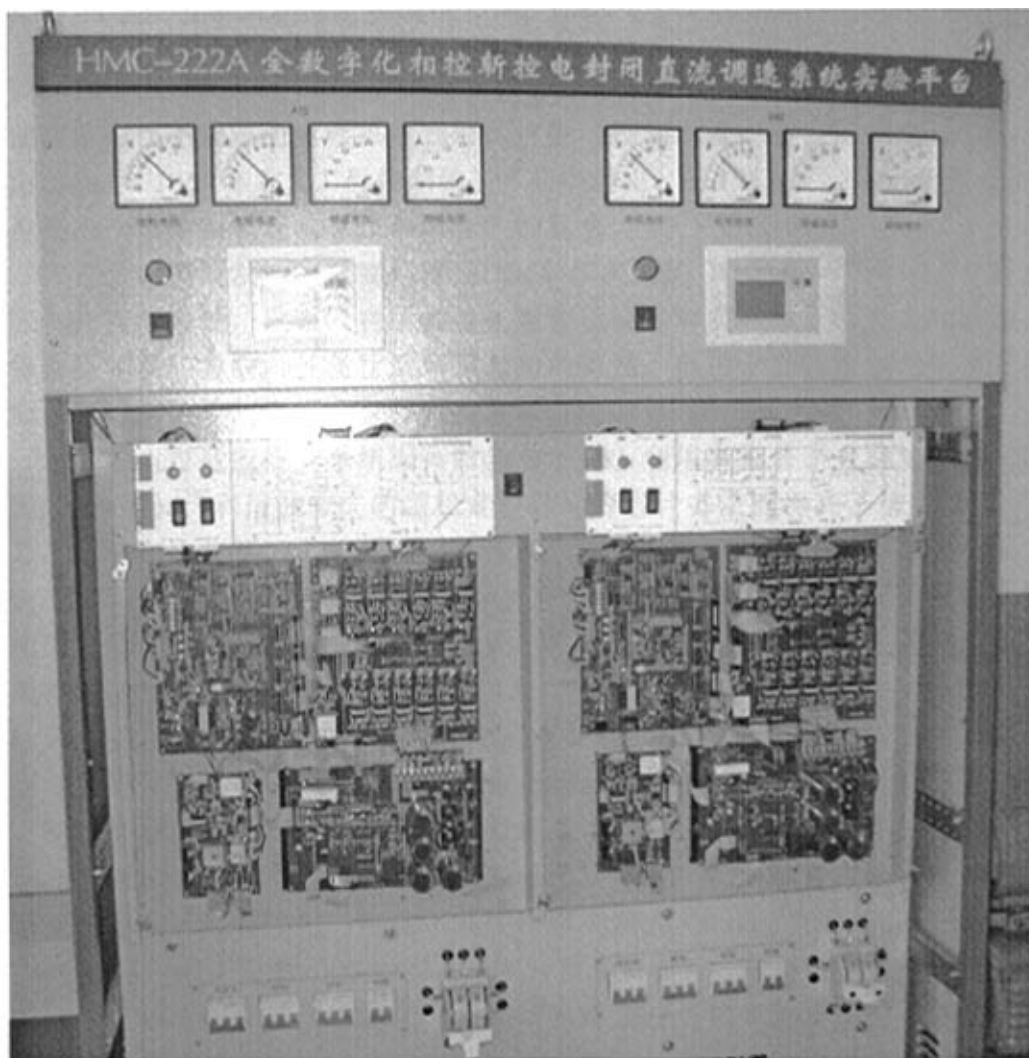


图 3-22 电封闭加载实验平台

第4章 双闭环直流调速系统自适应方案的探讨

在电力传动领域,近年来成功地应用了参考模型自适应控制技术,由脉宽调制器供电的直流调速,在采用了自适应的电流调节器和速度调节器后,可以保证当系统参数,例如:惯量、时间常数、放大倍数等等在大范围内变化,甚至当系统结构也发生变化时;整流器—电动机系统的开环传递函数由二阶变为一阶,而且增益和时间常数的变化幅度可能达到数十倍时;即使对象的结构和参数发生如此巨大的变化,但通过自适应控制,调速系统的动态响应仍旧可以保持与希望的响应(参考模型的输出)相接近,从而为设计高性能的调速系统提供了一条重要的途径。

4.1 自适应控制原理

4.1.1 自适应控制原理的发展概况

自适应控制系统首先由 Draper 和 Li^[26]在 1951 年提出。他们介绍了一种能使性能特性不确定的内燃机达到最优性能的控制系統。而自适应这一专业名词由 Tsien^[27]1954 年在《工程控制论》一书中提出,在 1955 年,Benner 和 Drenick 也提出一个控制系统具有“自适应”的概念。

自适应控制发展的重要标志是:1958 年美国的 Whitaker^[28]设计了一种自适应飞行控制系统,该系统利用参考模型期望特性和实际飞行特性之间的偏差去修改控制器的参数,使飞行达到最理想的特性。但由于当时控制理论水平的限制,这些新的控制思想没有得到普及和推广。

后来,自适应控制系统因英国学者 Parks 利用李雅普诺夫稳定性理论和法国的 Landau^[29]利用波波夫的超稳定性理论等设计方法而得到了很大的发展,但是,起初在这些算法中,要用到输出和误差的各阶导数。为了避免微分信号的出现,1974 年美国学者 Monopli 提出了一种增广误差信号法,从而使得由输入输出信号设计出的自适应控制系统能可靠地应用于实际工程。上面介绍的自适应控制,后来称为模型参考自适应控制。另外,瑞典人 Astrom 和 Wittenmark^[30]对另一类重要的自适应控制,即自校正调节器(STR)作出了重要的贡献。由于其很容易用计算机来实现,这就使得自适应的速度和控制精度大大提高。这一富有创建性的工作得到了各国学者的普遍重视,并把发展各种新型的自校正调节器和探索新的应用工作推向了前所未有的高潮,使得以 STR 方法设计的自适应系统在数量上遥遥领先。在这些发展中以英国的 Clarker^[31]和 Gawthrop^[32]在 1976 年提出的广义最小方差自校正控制器最受重视,它克服了自校正调节器不能用于非最小相位系统等缺点。为了即保持自校正调节器实现简单的优点,又有较好的直观性和鲁棒性,1976 年英国的 Edmunds 首先提出极点配置自校正控

制技术, Astrom, Westerberg 和 Wittenmark 在这个方面也做了一些研究。^[33-35]

现在, 自适应控制的发展出现了一些新的方向, 主要是把自适应控制和其它控制技术结合起来, 比如: 把它和模糊控制相结合便产生了模糊自适应控制, 把它与鲁棒控制相结合产生了鲁棒自适应控制, 与神经网络相结合产生了神经网络自适应控制。另外, 对非线性系统自适应控制的研究也引起了人们的重视, 而且发表了许多文章。

总之, 自适应控制系统将向“自学习”、“自组织”系统、“专家”系统和“智能控制”系统方面发展, 这些新的发展方向, 无疑会给自适应控制的研究和应用注入新的活力。自适应控制虽然得到了较大发展, 但也存在着许多亟待解决的理论问题。

4.1.2 直流传动领域的自适应问题

对于直流传动系统来说, 可能存在的影响其性能的主要不确定和非理想因素有:

(1) 传动系统转动惯量的变化。这种变化往往在很大范围内发生, 但对于具有很高减速比的传动系统来说, 等效到电动机轴上的传动系统转动惯量的绝对变化量并不大; 对于低减速比或直接传动的传动系统来说, 转动惯量的变化对控制系统性能的影响却很大。一般来说, 转动惯量的变化如果是缓慢的, 或者相对于参考信号的变化不是频繁的, 则采用自适应控制来解决转动惯量变化的适应问题是令人满意的。

(2) 驱动装置放大倍数发生的变化。这里主要指当驱动装置工作在电流断续条件下所引起的控制性能的恶化, 尤其在低速运行条件下, 这种影响可能变得很严重。在晶闸管整流装置供电的直流传动系统中, 以往解决这个问题的方法是, 在低速运行时改变速度和电流调节器的参数, 但电流的断续情况实际还和负载的轻重有关。

故为进一步提高随动系统的低速跟踪性能和定位精度, 一方面主要靠改善驱动装置的性能, 例如, 采用直流脉宽调制技术来增加响应速度、减少失控时间和消除电流断续, 以及提高加工精度和测量精度, 例如减少齿隙和使用光电码盘等; 另一方面是实现控制器参数的优化设计, 而当系统中实际上存在某些不确定或随机干扰因素时, 就有必要采用自适应方案^[36]。

4.2 模型参考自适应控制的 Narendra 方案

模型参考自适应控制技术是最早被应用的自适应控制方法, 自它出现之后得到了广泛地应用, 用来解决工程中存在的系统参数变化对系统性能的影响问题。^[37]

4.2.1 模型参考自适应控制理论的概述

模型参考自适应控制系统是一种重要的自适应控制方法，它主要由参考模型、可调系统和自适应机构组成，如图 4-1 所示，其中可调系统包括被控对象和可调整控制器，可调系统的性能指标要求均可由参考模型给出。[38]

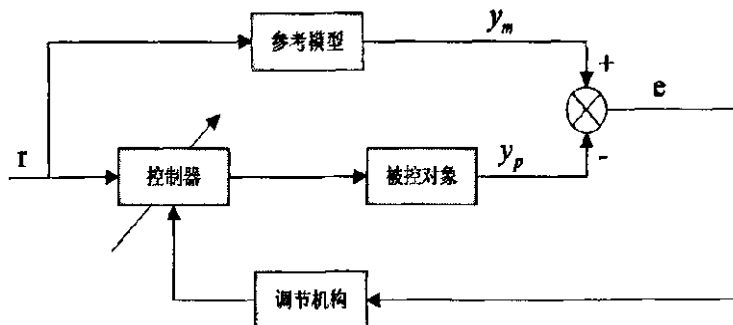


图 4-1 模型参考自适应控制系统结构框图

可以说，参考模型是一个理想的控制系统，这就使得模型参考自适应控制系统不同于其他形式的控制，它不需要对性能指标进行变换。可调系统和参考模型之间性能的一致性由自适应机构保证，性能一致性程度可以由可调系统和参考模型之间的状态误差向量或输出误差向量来度量，自适应机构就是按减小偏差的方向修正或更新控制律，以使系统的性能指标达到或接近期望性能指标。因此在模型参考自适应控制系统中自适应律的设计非常关键。自适应律的设计方法主要包括以下三种：

1. 局部参数最优化设计方法，一般称为 MIT 法，是一种最早的设计方法。这种方法是通过梯度法或其他参数最优化方法，使确定的目标函数达到最小。这种方法的局限性在于不能保证参数调整过程中系统总是稳定的，然而控制系统的稳定性是一个最基本的要求，因此这种方案很少被采用。

2. 基于李雅普诺夫稳定性理论的设计方法。自适应控制系统就其本质来说是时变和非线性的，稳定性问题是它的固有问题。MIT 方案不能确保系统的稳定性，Parks 于 1966 年提出了基于李雅普诺夫稳定性理论的设计方法。这种方法的基本原理是构造一个准李雅普诺夫函数 $V(e, \theta)$ ，选择参数调节规律，使得 $\dot{V}(e, \theta) < 0$ ，从而保证系统的李雅普诺夫稳定性。然而这种设计方法需要系统的全状态向量，或者对 n 阶系统而言，需要输出信号的 1 到 $n-1$ 阶的微分信号，所以它会引入很强的噪声。Monopoli 的工作对解决这一困难取得了决定性的一步。基于 Lyapunov 稳定性理论和 Meyer-Kalman-Yacubovich 引理(正实引理)，可以得到只需被控对象的输入和输出测量值，用滤波后信号代替微分信号的自适应控制系统设计方法。在此基础上，经 Narendra 和 Morse 等人的工作，得到了称之为 Narendra 方案的模型参考自适应控制系统设计方法。

3. 基于超稳定性理论的设计方法。从稳定性出发进行自适应控制系统设计

的另外一个有代表性的方案是 Landau 的以超稳定性理论为基础的设计方法,这种方法与基于 Lyapunov 稳定性理论的设计方法,在具体应用问题中往往导致是相同的实现方案,因为两者的全局稳定性都取决于误差模型的传递函数的正实性,而参数可调的控制器结构又常常是一致的。

在控制系统的稳定性理论中,特别是在自适应控制系统的稳定性分析和系统辨识算法的收敛性分析中,源于电网络理论的正实性概念起了关键性作用。为便于后面问题的分析,下面给出严格正实函数的定义:

定义 1: 以复变数 $s = \sigma + j\omega$ 为自变量的有理函数是严格正实的, 如果

- 1、若 s 为实数, 则 $h(s)$ 必为实数;
2. $h(s)$ 在闭半平面 $\operatorname{Re}(s) \geq 0$ 中无极点;
3. $\operatorname{Re}[h(j\omega)] > 0$, 对于任意 $\omega \in R$ 。

定义 2: 考虑一个 n 阶微分算子 “ s ” 的渐近稳定多项式 $L(s)$, 以及一个有界可微的时间函数 $\theta(t)$, 定义微分算子多项式: $P_L(\theta) = L(s)\theta(t)L^{-1}(s)$, 可以证明 $L(s) = S + a, a > 0$ 时, $p_L(\theta) = \theta + \dot{\theta}L^{-1}(s)$ 。

定理 1: 若有理分式函数 $f(s) = q(s)/p(s)$ 是正实的。则

1: $q(s)$ 和 $p(s)$ 是实系数多项式; 2: $f^{-1}(s)$ 是正实的; 3: $q(s)$ 和 $p(s)$ 为 s 的稳定多项式; 4: $q(s)$ 和 $p(s)$ 阶数之差不超过 1。

定理 1 是必要但不充分条件, 可由定义 1 证明。有关正实引理的内容可以查阅相关文献。定理 2 是选择参数调节规律的重要依据。

定理 2: 给定稳定的 $(n \times n)$ 阶矩阵 A , $(m \times m)$ 阶对称正定阵 Γ , 向量 $c, b \in R^n$, $\omega(t)$ 是一分段连续的 m 维向量函数。考虑如下 $(n+m)$ 维动态系:

$$\left. \begin{aligned} \dot{e} &= Ae + b \varphi^T \omega \\ \dot{\varphi} &= -\Gamma \varphi, \omega \\ e_1 &= ce \end{aligned} \right\} \quad (4-1)$$

若传递函数 $c(sI - A)^{-1}b$ 是严格正定的, 则该系统的平衡状态是全局一致稳定的。若 $\omega(t)$ 是有界的, 则有: $\lim_{t \rightarrow \infty} |e_1(t)| = 0$, 进而当 $\omega(t)$ 是有界并充分激励的, 则有:

定理 3: 设 $Q(s)$ 和 $T(s)$ 分别为 n 阶和 $m(m \leq n-1)$ 阶互质的首一多项式, 则存在 $(n-1)$ 阶的首一多项式 $P(s)$ 和多项式 $R(s)$, 使 $P(s)Q(s) + R(s)T(s)$ 和任意给定的 $(2n-1)$ 阶首一多项式相等。从上面的介绍可知, Narendra 方案是建立在 Lyapunov 稳定性理论和 Meyer-Kalman-Yacubovich 引理(正实引理)基础上的一类模型参考自适应控制方案。自适应控制器只需要被控对象的输入和输出信息,

很适合在计算机上实现。

4.2.2 Narendra 模型参考自适应控制理论分析

4.2.2.1 理论基础

设单输入单输出被控对象描述为：

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_p &= A_p x_p + b_p u \\ y_p &= h_p^T x_p, h_p^T = [10 \cdots 0] \end{aligned} \right\} \quad (4-2)$$

$$W_p(s) = \frac{y_p(s)}{u(s)} = \frac{K_p N_p(s)}{D_p(s)} = h_p^T (Is - A_p)^{-1} b_p \quad (4-3)$$

上式中， $u(s)$ 和 $y_p(s)$ 分别为控制输入和被控对象输出的拉氏变换； $D_p(s)$ 为 n 阶首一多项式； $N_p(s)$ 为 $m(m \leq n-1)$ 阶首一多项式； K_p 是常值增益。

参考模型描述为：

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_m &= A_m x_m + b_m u \\ y_m &= h_m^T x_m, h_m^T = [10 \cdots 0] \end{aligned} \right\} \quad (4-4)$$

其传递函数可表达为：

$$W_m(s) = \frac{y_m(s)}{r(s)} = \frac{K_m N_m(s)}{D_m(s)} = h_m^T (Is - A_m)^{-1} b_m \quad (4-5)$$

参考模型是根据系统的性能指标要求所选定的理想稳定环节，它代表了希望的被控对象的性能。式中， $r(s)$ 和 $y_m(s)$ 分别为参考模型的输入和输出的拉氏变换； $D_m(s)$ 为 n 阶首一多项式； $N_m(s)$ 为 m 阶首一多项式； K_m 是常值增益^[39]。

定义被控对象的输出和参考模型的输出之差为 $e_1(t) = y_p(t) - y_m(t)$ ， $e_1(s)$ 为 $e_1(t)$ 的拉氏变换。现需要设计自适应控制器，以决定控制作用 $u(t)$ ，使得 $\lim_{t \rightarrow \infty} e_1(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} [y_p(t) - y_m(t)] = 0$ 。控制器的设计主要受下述条件约束：1.被控对象的内部状态参数是不可测的，只有输入 $u(t)$ 和输出 $y_p(t)$ 可以利用；2.为避免给系统带来噪声，不能使用纯微分器；3.只有稳定的零极点才可以对消。

4.2.2.2 基本结构

为完成上述控制目的，应首先确定一个控制器的结构。控制器应满足上述约束条件，而且有足够的可调参数，当对象的参数为某一值时，控制器就有一组可调参数的取值，使由被控对象和可调控制器组成的可调系统与参考模型匹配。

图 4-2 为满足上述要求的 Narendra 模型参考自适应系统的基本结构。

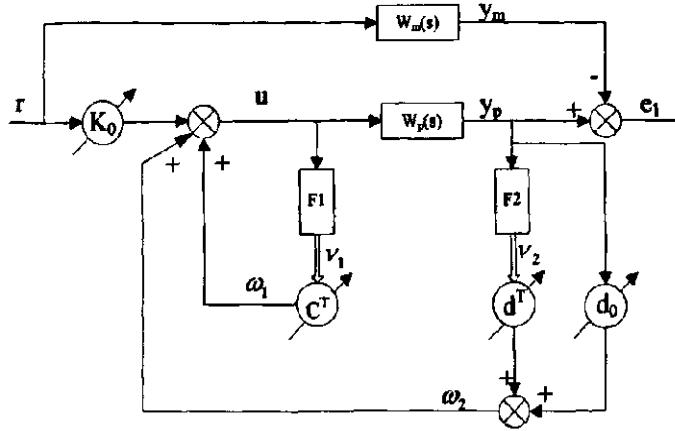


图 4-2 Narendra 方案的基本结构

图 4-2 中, 采用了两个分别由 $u(t)$ 和 $y_p(t)$ 激励的稳定的 $n-1$ 阶辅助信号发生器(滤波器) $F1$ 和 $F2$ 。 $F1$ 和 $F2$ 的状态方程描述分别为:

$$\begin{aligned}\dot{v}_1 &= A_f v_1 + b_f u \\ \dot{v}_2 &= A_f v_2 + b_f y_p\end{aligned}\quad (4-6)$$

图 4-2 中, c^T 、 d^T 分别为两个 $n-1$ 维可调参数向量, 加上 K_0 和 d_0 的共 $2n$ 个可调参数组成自适应控制器可调参数向量 $\theta^T = [k_0, c^T, d_0, d^T]$ 。

当 c^T 为某一常数向量时, 可以得到从 u 到 ω_1 的传递函数为:

$$G_1(s) = \frac{\omega_1(s)}{u(s)} = c^T (Is - A_f)^{-1} b_f = \frac{N_c(s)}{D_f(s)} \quad (4-7)$$

同理当 d_0 为某一常量, d^T 为某一常值向量时, 可以得到 y_p 到 ω_2 传递函数为:

$$G_2(s) = \frac{\omega_2(s)}{y_p(s)} = d^T (Is - A_f)^{-1} b_f + d_0 = \frac{N_d(s)}{D_f(s)} + d_0 \quad (4-8)$$

于是, 可以得到从 r 到 y_p 的可调系统传递函数为:

$$\begin{aligned}W(s) &= \frac{y_p(s)}{r(s)} = \frac{k_0 W_p(s)}{1 - G_1(s) - W_p(s) G_2(s)} \\ &= \frac{k_0 k_p N_p(s) D_f(s)}{[D_f(s) - N_c(s)] D_p(s) - K_p N_p(s) [N_d(s) + d_0 D_f(s)]}\end{aligned}\quad (4-9)$$

因此, 要使参考模型与可调系统完全匹配, 即 $W(s) = W_m(s)$, 只要可调参数向量存在某一取值 $\theta^T = [k_0, c^T, d_0, d^T]$, 使以下三式同时满足:

$$\left. \begin{aligned} \dot{k}_0 k_p &= k_u \\ D_f(s) &= N_m(s)L(s) \\ \left[D_f(s) - N_c(s) \right] D_p(s) - K_p N_p(s) \left[N_d(s) + d_0 D_f(s) \right] &= D_m(s) N_p(s) L(s) \end{aligned} \right\} \quad (4-10)$$

对于第一式, 只需取 $\dot{k} = k_p / k_m$ 即可。对于第二式, 要求 $D_f(s)$ 取稳定的首一多项式, $N_m(s)$ 作为它的一个因子, 因为 $\deg[N_m(s)] = m \leq n-1$, $\deg[D_f(s)] = n-1$, 所以 $\deg[L(s)] = n-1-m$ 。由于 $N_m(s)$ 和 $D_f(s)$ 都是事先选定的首一多项式, 所以 $L(s)$ 也是首一多项式。 $D_p(s)$ 是 n 阶首一多项式, $N_p(s)$ 是 m 阶首一多项式, $K_p[N_d(s) + d_0 D_f(s)]$ 为系数可调的 $n-1$ 阶首一多项式, 第三式的等式右端 $D_m(s)N_p(s)L(s)$ 为 $2n-1$ 阶首一多项式。这样, 由定理 3 可知, $[D_f(s) - N_c(s)]D_p(s) - k_p N_p(s)[N_d(s) + d_0 D_f(s)]$ 可以通过调整 $D_f(s) - N_c(s)$ 和 $N_d(s) + d_0 D_f(s)$ 这两个 $n-1$ 阶多项式与第三个等式的右边相等, 所以第三式也可以满足。根据直流调速系统的结构特点, 下面只讨论在被控对象相对阶 $n_p = n - m = 2$ 的情形下, 自适应参数向量 θ 的调整算法。

4.2.2.3 对象相对阶为 2 的 Narendra 模型参考自适应控制器

根据控制器设计约束条件, 控制器中不能带有纯微分环节, 因此可调系统的相对阶不可能小于被控对象的相对阶, 按照上面有关参考模型的选择方式, 选择参考模型的相对阶与被控对象的相对阶相等, 即 $\dot{n}_n = \dot{n}_p = 2$ 。 $W_m(s)$ 不可能严格正实, 而参考模型的严格正实性对于自适应控制器的设计很重要, 它是参数调节规律设计和稳定性证明的非常重要的条件^[40]。于是将控制器变为如下形式, 如图 4-3 所示, 得到对象相对阶为 2 的 Narendra 方案结构图。

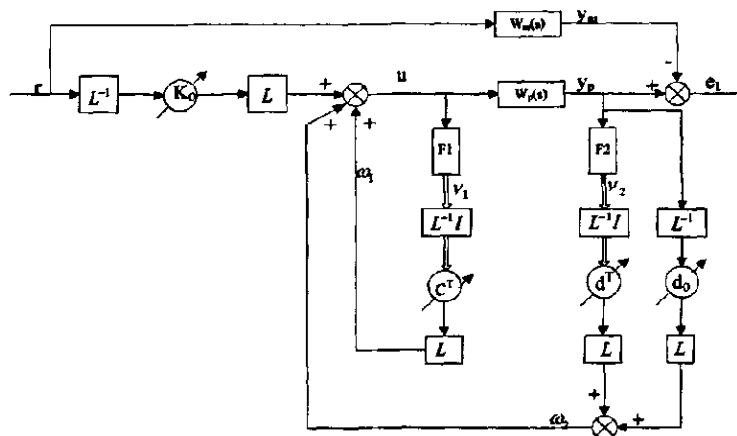


图 4-3 对象相对阶为 2 的 Narendra 方案结构图

定义增广状态向量为:

$$\omega^T = [r, v_1^T, y_p, v_2^T] \quad (4-11)$$

$$\xi = L^{-1}(s)\omega$$

根据匹配条件可知, 选取 $D_f(s) = N_m(s)L(s)$, $\deg[L(s)] = n-1-m=1$, 因此可以选择 $L(s)$ 是一个适当的 Hurwitz 多项式, $L(s) = s+a, a > 0$, 且使 $W_m(s)L(s)$ 为严格正实。从图中可以看出, 这种结构方式将引入微分作用, 所以这里对此进行处理。根据定义 2 可以得到:

$$P_L(\theta_i) = (s+a)\theta_i(s+a)^{-1} = \theta_i(t) + \dot{\theta}_i(t) \frac{1}{s+a} \quad (4-12)$$

因此可以选择控制律:

$$u = \omega^T L^{-1}(s) I \theta L(s) = \left[\theta + \dot{\theta} L^{-1}(s) \right]^T \omega = \sum_{i=1}^{2n} \left[\theta_i + \dot{\theta}_i L^{-1}(s) \right] \omega_i \quad (4-13)$$

下面将求解自适应律(参数调节规律), 并证明自适应控制系统的稳定性。

4.2.2.4 自适应律和稳定性分析

用状态方程来描述上述复合系统

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_p \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_p & 0 & 0 \\ 0 & A_f & 0 \\ b_f & 0 & A_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_p \\ b_f \\ 0 \end{bmatrix} (\theta + \dot{\theta} L^{-1}(s))^T \omega \quad (4-14)$$

定义参数误差向量 $\phi = \theta - \hat{\theta}$, 将 $\dot{\theta}^T = [\dot{k}_0, \dot{c}^T, \dot{d}_0, \dot{d}^T]$ 和 $\theta = \phi + \hat{\theta}$ 带入上式

并整理, 可将上面的等式变为如下形式:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= A_c x + b_c \left[\dot{k}_0 r + (\phi + \hat{\phi} L^{-1}(s))^T \omega \right] \\ y &= h_c^T x \end{aligned} \right\} \quad (4-15)$$

式中:

$$x^T = [x_p^T \quad v_1^T \quad v_2^T]$$

$$A_c = \begin{bmatrix} A_p + \dot{d}_0 b_p h_p^T & b_p \dot{c}^T & b_p \dot{d}^T \\ b_f \dot{d}_0 h_p^T & A_f + b_f \dot{c}^T & b_f \dot{d}^T \\ b_f h_p^T & 0 & A_f \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} b_c^T &= [b_p^T \quad b_f^T \quad 0^T] \\ h_c^T &= [1 \quad 0 \quad \dots \quad 0] \end{aligned}$$

在 $\phi=0$ 时, 也即 $\theta=\hat{\theta}$, 此时式(4-15)代表参考模型, 即有:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_c &= A_c x_c + b_c \dot{k}_0 r \\ y_m &= h_c^T x_c \end{aligned} \right\} \quad (4-16)$$

定义状态误差向量为 $e = x - x_c$, 可得到下面的状态误差方程:

$$\left. \begin{aligned} \dot{e} &= A_c e + b_c \left[\phi + \dot{\phi} L^{-1}(s) \right]^T \omega \\ e_1 &= h_c^T e \end{aligned} \right\} \quad (4-17)$$

将 $\phi + \dot{\phi} L^{-1}(s) = L(s) \phi L^{-1}(s)$, $\xi = L^{-1}(s) \omega$ 带入方程中, 因此误差方程可以表示为:

$$\left. \begin{aligned} \dot{e} &= A_c e + b_c L(s) \phi^T \xi \\ e_1 &= h_c^T e \end{aligned} \right\} \quad (4-18)$$

其传递函数 $h_c^T (sI - A_c)^{-1} b_c L(s) = W_m(s) L(s)$ 是严格正实的传递函数, 因此根据定理 2, 若选择如下的自适应律:

$$\dot{\theta} = \dot{\phi} = -\Gamma \xi e_1, \Gamma = \Gamma^T > 0 \quad (4-19)$$

由式(4-18)和式(4-19)代表的 Narendra 模型参考自适应控制系统具有如下的稳定性^[41]:

1. 系统全局一致稳定, $e(t)$ 和 $\phi(t)$ 一致有界;
2. 由系统结构, 根据 ξ 的定义, ξ 必然有界, 则 $\lim_{t \rightarrow \infty} |e_1(t)| = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} \|\dot{\phi}\| = 0$;
3. 当 ξ 充分激励时, 有 $\lim_{t \rightarrow \infty} \|\phi\| = 0$ 。

综上所述, 可以得到图 4-4 所示的对象相对阶等于 2 时的自适应控制系统结构框图。

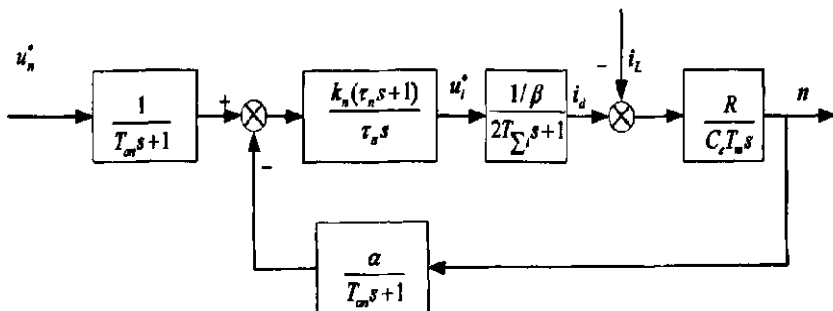


图 4-6 等效的电流环

对于转速环来说，主要的不确定因素是拖动系统的机电时间常数 T_m 等的变化引起的转速环开环放大倍数的变化，以及负载扰动的影响。基于前面的考虑，对转速环开环放大倍数的变化用自适应的方法来解决，而对负载扰动则由转速调节器的调节作用来克服。于是有图 4-7 所示的双闭环直流调速系统的自适应方案。

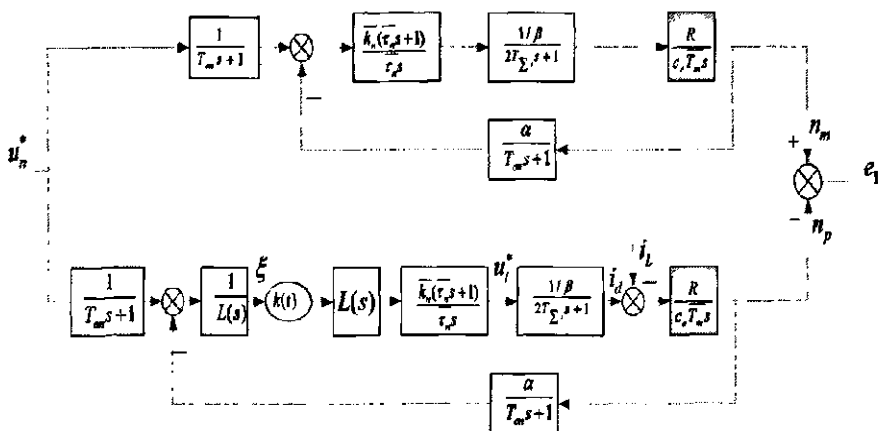


图 4-7 双闭环直流调速系统的自适应方案

图中， $\overline{T_m} = T_{m\min} + (T_{m\max} - T_{m\min})/2$ 为机电时间常数平均值或其估计值。依照参考文献， $\overline{k_n}$ 和 $\overline{\tau_n}$ 用 T_m 的平均值 $\overline{T_m}$ 按典型 Π 型系统设计，即

$$\left. \begin{aligned} \overline{\tau_n} &= hT_{\Sigma n} \\ \overline{k_n} &= \frac{(h+1)\beta c_e \overline{T_m}}{2h\alpha RT_{\Sigma n}} \end{aligned} \right\} \quad (4-20)$$

上式中， $T_{\Sigma n}$ 为转速环小时间常数之和， $T_{\Sigma n} = 2T_{\Sigma} + T_m$ ； h 为典型 Π 型系统的中频宽，一般取 $h=5$ 。

显然 $k(t) = T_m / \overline{T_m}$ 时，参考模型通路和对象通路相匹配，负载引起的偏移被

转速调节器积分项的输出所抵消。设 $\phi(t) = k(t) - k^*$ ，容易得到误差模型如图 4-8 所示。图中， ξ 和 e_1 的含意已在图 4-7 中表明。

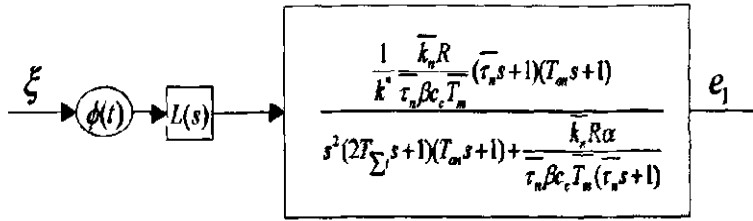


图 4-8 误差模型的推导

将 $T_m / \bar{T}_m = k^*$ 代入，使用关系式 (4-20) 得图 4-7 的误差模型如图 4-9 所示。

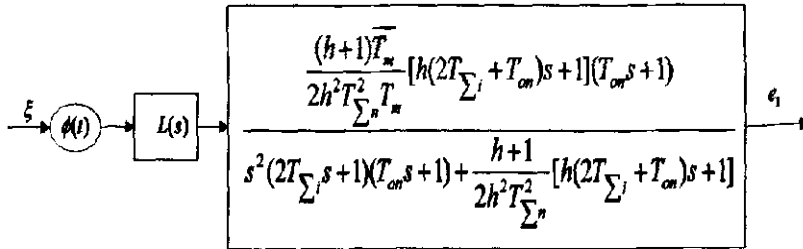


图 4-9 误差模型的推导

取 $L(s) = s + a$ ，可以通过适当选择 a (对于给定的 T_{Σ} 、 T_m 和 h ，验算幅相频率特性曲线是否位于第 1 和第 4 象限，若否，则适当减少 a)，使

$$\frac{(s+a)[h(2T_{\Sigma} + T_m)s + 1](T_m s + 1)}{s^2 (2T_{\Sigma} s + 1)(T_m s + 1) + \frac{h+1}{2h^2 T_{\Sigma}^2} [h(2T_{\Sigma} + T_m)s + 1]}$$

是严格正实函数，于是自适应

律：
$$\dot{k}(t) = -\gamma e_1(t) \xi(t) \quad (\gamma > 0)$$

可以保证系统稳定和 $e_1(t) \rightarrow 0$ ，即 $n_p(t) \rightarrow n_m(t)$ 。具体实现框图如图 4-10 所示。

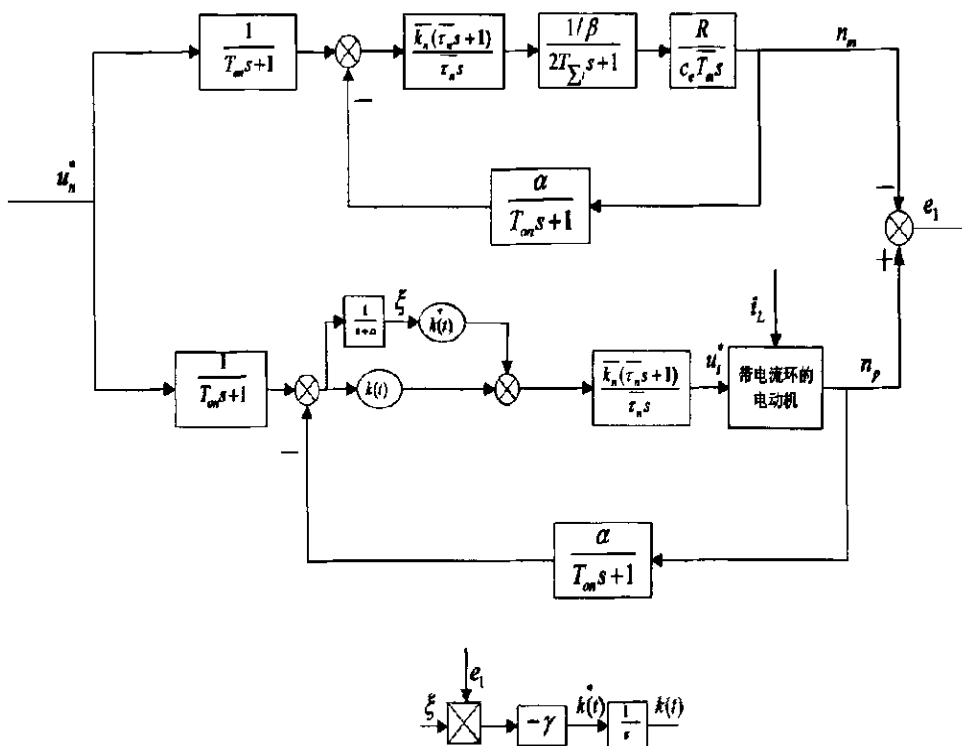


图 4-10 双闭环直流调速系统自适应方案的实现

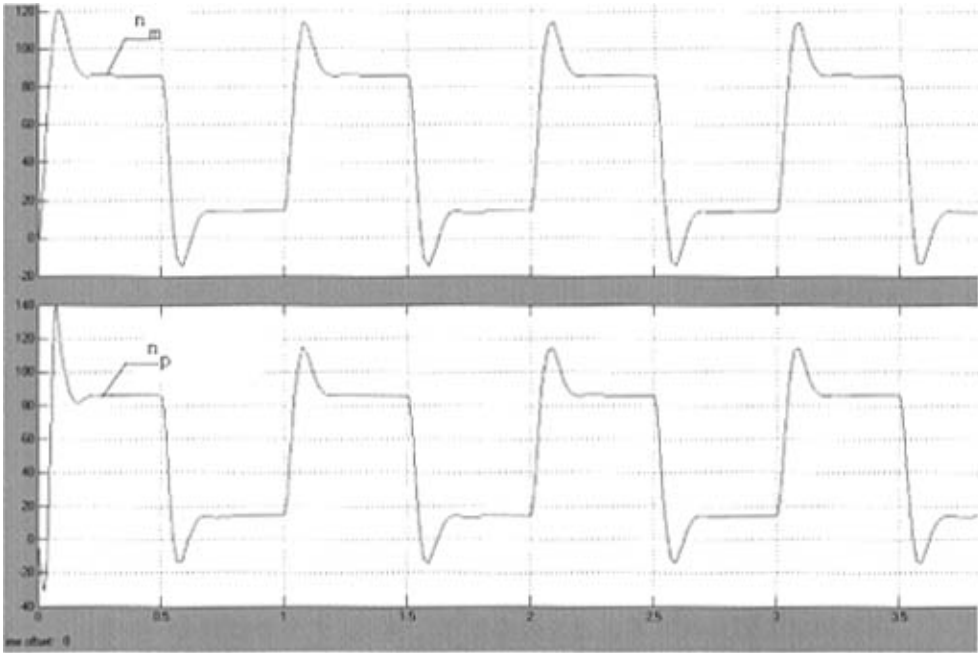
4.2.3.2 仿真实验结果

根据上述方案，进行了对于实际的控制对象一直流电动机进行自适应控制的仿真实验。下面是调速系统的一些实际参数：直流电动机的额定电压是 220V，额定电流为 136A，额定转速为 1460r/min, $C_e=0.129$, $T_m=0.19$ ，允许过载倍数 $\lambda=1.5$ ；直流脉宽调制器的 $K_s=30$, $T_s=0.0019s$ ；电枢回路的电阻 $R=0.8\Omega$ ，时间常数 $T_L=0.03s$ ；电流环和转速环的滤波时间常数和反馈系数分别设置为 $T_{oi}=0.003s$, $T_{on}=0.02s$, $\beta=0.03$, $\alpha=0.006$ 。电流环按典型 I 型系统设计，转速环按中频宽 $h=5$ 的典型 II 型系统设计，这样电流调节器参数为 $\tau_i=0.02$, $k_i=0.998$ ；转速调节器参数为 $\tau_n=0.069$, $k_n=10.6$ 。

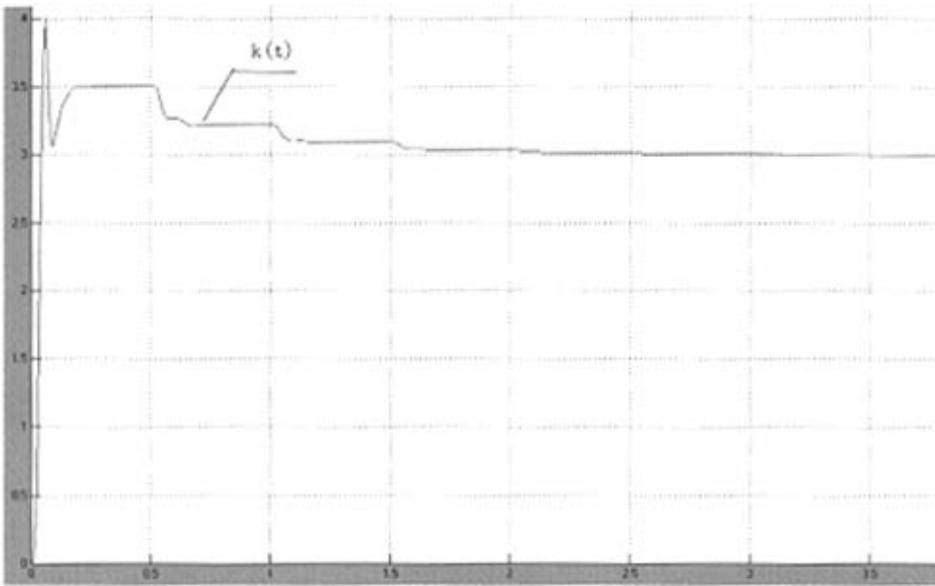
图 4-11 为拖动系统的转动惯量减少为 $1/3$ 时，调节系统对小范围速度阶跃变化的响应以及自适应增益的调整过程。图 4-11a) 上半部分是参考模型的转速输出，下半部分是实际调速系统的转速输出。同时由图 4-11b) 可见 $k(t)$ 的变化律趋势是小于等于零，故系统可以保证系统稳定和 $e_i(t) \rightarrow 0$ ，即 $n_p(t) \rightarrow n_m(t)$ 。

图 4-12 是转动惯量变为原来的 $1/3$ ，不采用自适应方案时实际系统的速度阶跃响应，比较图 4-12 和图 4-11a) 知：当转动惯量发生变化，采用自适应方案的双闭环直流调速系统能很好地调节转动惯量变化引起的小范围速度阶跃的变化，电机的实际速度阶跃响应和参考模型的给定基本保持一致，而未采用

自适应控制策略的系统，实际速度响应出现波动比较大，出现很大的偏差。



(a) 转动惯量为 $1/3$ 时，自适应系统速度阶跃响应



(b) 自适应增益调整过程，即 $k(t)$ 的导数趋于零

图 4-11 调速系统的速度阶跃变化的响应以及自适应增益调整过程



图 4-12 转动惯量为 $1/3$ 时，不采用自适应方案的系统速度阶跃响应

图 4-13 是 2.25 s 突加 20% 额定负载时，所引起的转速动态降落和它的调整过程。由于自适应增益的调节作用，转速的动态降落比没有增益自适应（如图 4-14）的情况要小一些。

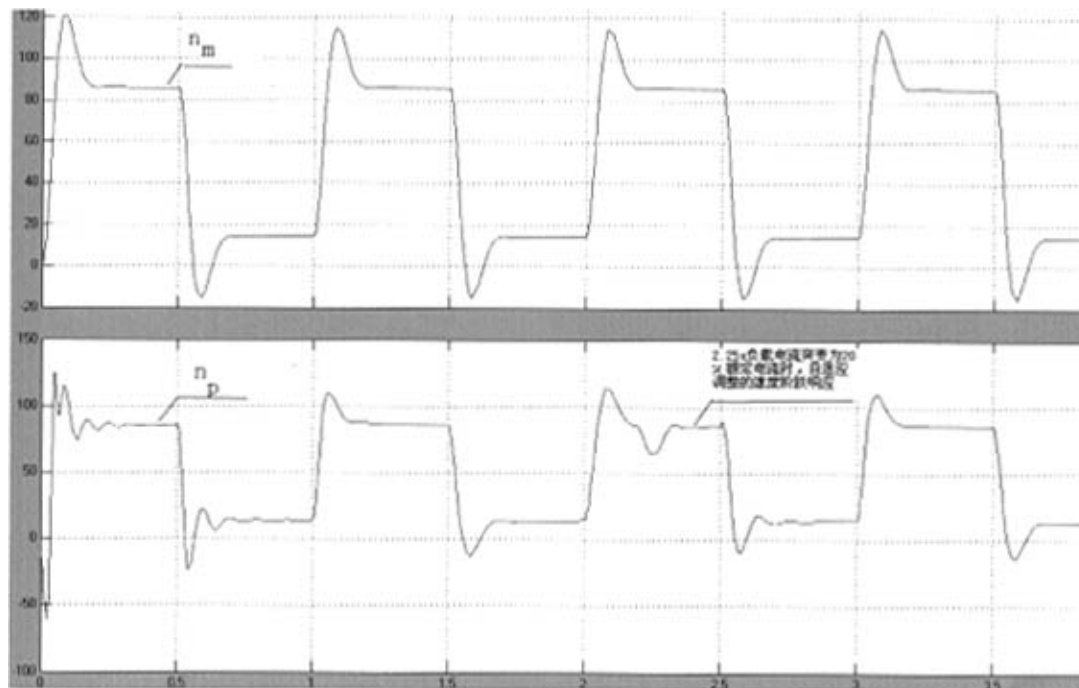


图 4-13 是突加 20% 额定负载时，所引起的转速动态降落和自适应系统的调整过程



图 4-14 突加 20% 额定负载时，不采用自适应系统的速度阶跃响应

第 5 章 总结和展望

本文对电流、转速双闭环直流调速系统进行了较深入的研究，逐步建立了双闭环直流调速系统的数学模型。在电封闭原理基础上，设计出电封闭直流调速系统的硬件和软件，在同轴的两台电机上完成了电封闭虚拟加载实验，现已开发出 2.2KW 样机，经测试运行基本正常。

在样机实际运行的过程中，会出现直流电机的机电时间常数 T_m 变化以及负载扰动等影响，使得电机的转速出现较大的偏差，以及转速、电流调节器出现振荡等问题，为了解决这一问题，作者试图从自适应的角度出发，运用 Narendra 方案从理论上探求解决办法，仿真结果达到了预期的目的，初步验证方案的可行性。

本文以后的工作重点是提出自适应具体的控制算法，通过这种算法，渐近地得到某种意义上最优的控制序列。从而面对不同的对象，能够自动完成参数选择和优化。

参考文献

- [1] 倪忠远. 直流调速系统[M].机械工业出版社, 1996.
- [2] 罗金成. 智能全数字直流调速系统理论与设计[D].武汉理工大学硕士论文, 2006,4:1-2.
- [3] 谢新民等. 直适应控制系统[M].北京: 清华大学出版社,2002.
- [4] B.Courtial : “Applying model reference adaptive technique for the control of electromechanical systems” proc. of the 5th IFAC Congress[J].Boston,1975.
- [5] 李玮等. 一种实用的单片机控制的数字式调速系统[J].吉林化工学院学报,2002, 6 (2):12-14.
- [6] 乔忠良. 全数字直流调速装置及工程应用[J].太原理工大学学报,2000. 3, (2):12-15.
- [7] 谢卓辉. 直流调速系统的全数字控制[D].湖南大学优秀硕士论文,2001.3.
- [8] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统(第 2 版)[M].北京:机械工业出版社,2000: 67—70.
- [9] 姚洪江. 基于全数字化直流调速系统的研究[D].西安理工大学优秀硕士论文,2003. 3.
- [10] 于大元. 万永波.嵌入式直流电机智能调速器[J].电气传动自动化,2002. 8 (24):25-27.
- [11] 赵国材. 朴忠学.直流电动机调速系统专家控制器设计[J].辽宁工程技术大学学报, 2003 .6:16-19.
- [12] 任天良等. 90KW IGBT 直流调速装置[J].电力电子技术,1997 (1):35-38.
- [13] Kara, I. Eker. Nonlinear closed-loop direct identification of a DC motor with load for low speed two-directional operation[J].Electrical Engineering , 2004:87- 96.
- [14] 陶永华等. 新型 PID 控制及其应用.电气自动化新技术丛书[M].北京: 机械工业出版社, 1998.
- [15] 吴守祯. 电气传动的脉宽调制控制技术(第二版) [M].北京:机械工业出版社, 2003:12-45.
- [16] 陈伯时等. 双闭环调速系统的工程设计(讲座) [J].冶金自动化, 1983 (1)、(2) .
- [17] 张世铭等. 直流调速系统[M].华中理工大学出版社.1998: 18—56.
- [18] 林渭勋. 现代电力电子技术[M].北京: 机械工业出版社, 2006 第 1 版: 153~165.
- [19] 周渊深.电力电子技术与 MATLAB 仿真[M].北京: 中国电力出版社, 2005.1,180~186.
- [20] 陈振翼. 电气传动控制系统[M].北京:中国纺织出版社, 1998.
- [21] DIP-IPM ver5. 应用技术资料[M].三菱电机株式会社, 功率半导体统括部编.
- [22] 刘和平等. TMS320LF240xDSPC 语言开发应用[M].北京航空航天大学出版社, 2003: 126—158.
- [23] 王晓明 王玲. 电动机的 DSP 控制—TI 公司 DSP 应用[M].北京: 北京航空航天大学出版社, 2004 第 1 版: 68~74.
- [24] 刘天武等. 基于 DSP 的数字化电机控制系统开发与实验平台设计[J].1998.
- [25] 于海生等. 微机计算机控制技术[M].清华大学出版社,1999 第 1 版.

- [26] Draper C S, Li Y T. Principles of optimizing control systems and an application to the internal combustion engine[J]. Report No. ARG-TI, Aerophysics Research Group, Aeronautical Engineering Dept. MIT, 1955.
- [27] Tsien H S. Engineering Cybernetics[M]. McGraw-Hill, 1954.
- [28] Whitaker H P, Yaman J and Kezer A. Design of model reference adaptive control systems for aircraft[J]. Report No. R-164, Instrumentation Lab, MIT, 1958.
- [29] Landau I D. A hyperstability criterion for model reference adaptive control systems[J]. IEEE Trans. Automatic Control, 1969, AC-15(5):552-555.
- [30] Astrom K J, Wittenmark B. On self-tuning regulators. Automatica[J]. 1973, 9(2):185-199.
- [31] Clarke D W. An introduction to self-tuning regulators and controllers. IEEE Colloquium on Self-tuning and Adaptive Systems[J], Digest, 1976, (35).
- [32] Clarke D W, Gawthrop P J. Self-tuning controller[J]. Proc. IEE, 1975, 122(9):929-934.
- [33] Astrom K J. Self-tuning regulators-design principles and application. Report LUTFD2/(TFRT-7177), 0-068, Department of Automatic Control[M]. Lund Institute of Technology, Lund, Sweden, 1979.
- [34] Astrom K J, Westerberg B and Wittenmark B. Self-tuning controllers based on pole-placement design[M]. CODEN; Repart LUTED2/(TERT-3148). 1-052, Department of Automatic Control. Lund Institute of Technology, Lund, Sweden, 1978.
- [35] Astrom K J, Wittermark B. Self-tuning Controllers based on polo-zero placement[J]. IEEE Prec. Pt. D 1980, 127(3):120-130.
- [36] 夏超英. 交直流传动系统的自适应控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 1998: 10-12
- [37] 姜玮. 基于 ARM 的同步传动模型参考自适应控制系统研究[D]. 天津科技大学硕士学位论文, 2006, 12.
- [38] Elchko B. A, Lipo T. A, Model reference current control of a unipolar induction motor drive. Conference Record[M].- IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society), 2001, v3: 1807-1813.
- [39] 吴振顺. 自适应控制与应用[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2005.
- [40] Narendra K S, Lin Y H. Stable Discrete Adaptive Control[J]. IEEE Trans. Automat. Contr. 1980, C-25(3):456-461.
- [41] 吴百凡译. 自适应控制—模型参考方法[M]. 北京: 国防工业出版社, 1985.