

第3章 转速、电流双闭环直流调速系统

针对转速单闭环直流调速系统应用于轧机、车床等经常处于起动、制动工作状态的设备时,存在不能充分按照工艺要求控制电流的动态过程等问题,提出转速、电流双闭环直流调速系统的控制思想。并以一种轧机的转速、电流双闭环直流调速系统为案例,着重阐明其控制规律、性能特点和设计方法。

3.1 转速、电流双闭环直流调速系统案例——轧机直流调速系统

3.1.1 案例描述

在许多实际应用场合生产设备都有调速的要求。第2章讨论的转速单闭环直流调速系统,用PI调节器虽然能保证动态稳定性,实现转速稳态无静差,消除负载转矩扰动对稳态转速的影响,并用电流截止负反馈限制电枢电流的冲击,避免出现过电流现象,但在工业现场却较少得到应用,这是为什么呢?生产设备常用的直流调速方法是什么?本章将围绕某厂轧机直流调速系统设计过程对上述问题进行分析。

1. 场景描述

某厂轧机用于将厚度为2.6~6.0 mm的紫铜或合金胚材轧制成厚度为1.0~2.5 mm的成品薄板,轧制生产线如图3-1所示。其传动子系统由直流电动机、减速机、齿轮座和连接轴等组成。

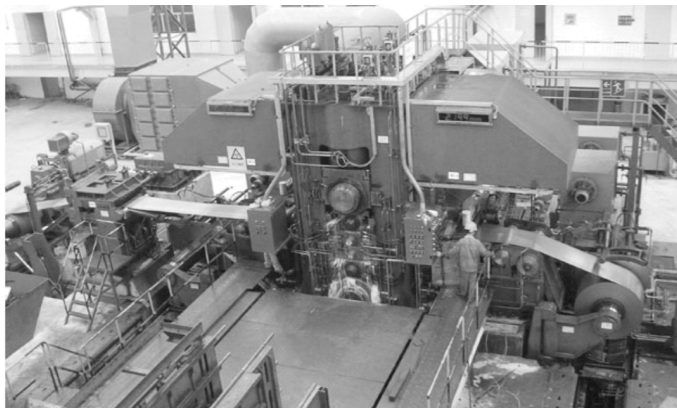


图3-1 板材轧制生产线

2. 任务需求

轧机工作辊的直传动系统应能满足如下的基本工艺要求:

- (1) 起动到给料速度→加速到规定速度→恒速轧制→制动到给料速度→停止;
- (2) 在轧制时,轧机轧辊速度自动保持不变;
- (3) 可根据不同的轧制要求对轧机轧辊速度进行调节;
- (4) 能够以系统允许的最大加速度快速起动及制动。

3. 控制系统构成

轧机传动控制系统为基于 PROFIBUS-DP 现场总线构成的全数字控制系统,如图 3-2 所示。系统为主从式结构,采用 SIEMENS S7-300 型 PLC 作为主站,采用 SIEMENS 6RA70 型全数字可逆直流调速器作为从站。所有的操作、控制信号均送入 S7-300 PLC,通过现场总线传送给直流调速器,直流调速器通过 CBP2 通信板连接到 PROFIBUS-DP 现场总线,通过 PROFIBUS-DP 现场总线实现主从站间的通信。增量式旋转编码器与电动机同轴安装,用于检测电动机的实际转速,检测结果送入直流调速器的相应端口。由 6RA70 型全数字可逆直流调速器内置的电流互感器进行电动机电枢电流检测。

直流调速器能独立完成对轧机轧辊驱动电动机转速、电流的双闭环控制,使电动机按控制要求运行。

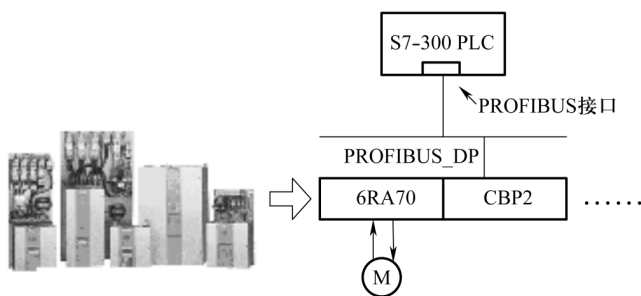


图 3-2 轧机传动控制系统结构

3.1.2 转速单闭环直流调速系统在工程应用中所存在问题分析与解决思路

轧机经常处于起动、制动以及突加负载等过渡过程中,为充分发挥生产机械的效能,提高生产效率不仅要求其调速系统具有较宽的调速范围、稳态无静差等优良的静特性,还要求其具有较好的动态性能,例如具有快速跟随特性(起制动)、较好的抗干扰特性和高可靠性(可瞬态过载但不过电流)。

但第 2 章讨论的转速单闭环直流调速系统的性能存在以下不足:

- (1) 不能充分按照工艺要求控制电流(或电磁转矩)的动态过程,其动态性能尚待提高。
- (2) 对任何扰动的自动调节作用都要通过转速的变化才能实现,然而电压、电流、负载的干

扰转化为转速的变化都有延时,使得系统对扰动的抑制能力较差,增加了系统的不稳定性。

(3) 转速、电流两个反馈信号加到了同一个调节器的输入端,故这两个反馈信号支路之间存在相互关联,增加了参数调整的困难。

因而此类系统在对动、静态性能要求较高的生产设备中应用较少。

那么,如何获得满足实际生产设备工艺要求的直流调速系统呢?

依据运动方程可推知:

$$I_d - I_{dL} = \frac{T_m C_e}{R} \frac{dn}{dt} \quad (3-1)$$

式中: T_m ——机电时间常数;

C_e ——直流电机在额定磁通下的电动势系数。

要有良好的动态性能,关键是能很好地控制 $\frac{dn}{dt}$,即很好地控制加速度,最为有效的办法是调节电枢电流,也就是电磁转矩。所以要获得转速的高性能动态响应,首先要做好电磁转矩(电枢电流)的控制,即需要构造转矩控制环,也就是电流环。

前述转速单闭环系统,用电流截止负反馈限制电枢电流的冲击,避免出现过流现象。但没有专门的调节器对电流进行单独控制,系统结构就决定了转速单闭环系统不能充分按照理想要求控制电流(或转矩)的动态过程。

由此可见,在转速单闭环直流调速系统基础上增加电流控制环,构造转速、电流双闭环调速系统是一种合理的方案,能够显著提高其动态性能,并使静态性能也得到改善。本章着重阐明其系统组成、控制规律、性能特点和设计方法。

3.2 转速、电流双闭环直流调速系统的组成及动态过程分析

3.2.1 转速、电流双闭环直流调速系统的组成

在生产实际中,为解决某一设备的调速问题,通常选用标准调速装置,这能缩短设计和投产的周期,且具有更合理的性能价格比。如3.1节所述选用西门子6RA70型直流调速器构成的轧机轧辊调速系统,其原理图如图3-3所示,转速、电流控制和功率驱动都由直流调速器实现。由直流调速器内置的电枢电流调节器ACR和作为电流检测装置的电流互感器TA等构成电流环,由直流调速器内置的速度调节器ASR和安装在直流电动机轴上作为转速检测装置的光电式旋转编码器SE构成速度环,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。

速度调节器和电流调节器实现串联连接,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的触发电路,使其输出受控的直流电压 U_d ,用受控的直流电压给电动机电枢供电,从而通过调压调速的方式实现对轧辊电机的转速调节。

图3-3中直流调速器的电力电子变换器为晶闸管可控整流器。调速系统中可作为可控直

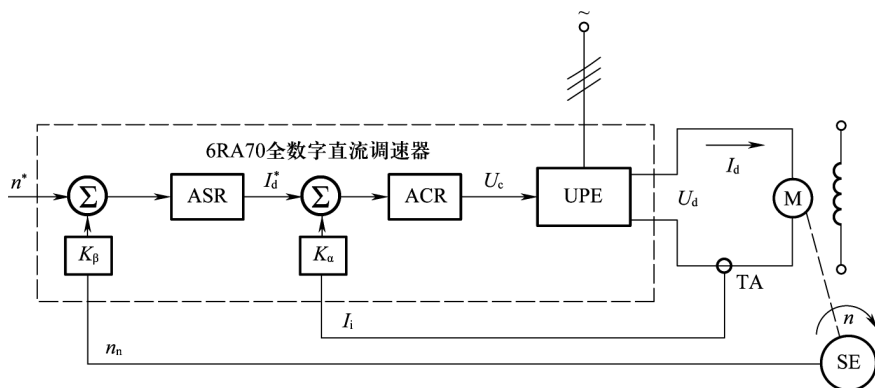


图 3-3 轧机转速、电流反馈控制直流调速系统原理图

ASR——转速调节器 ACR——电流调节器 SE——旋转编码器 TA——电流互感器
 UPE——电力电子变换器 n^* ——转速给定信号 n_n ——转速反馈信号 I_d^* ——电流给定信号
 I_i ——电流反馈信号 K_α ——转速存储系数 K_β ——电枢电流存储系数

流电源的电力电子变换器除晶闸管可控整流器外,还有 PWM 变换器等。为获得良好的静、动态性能,转速和电流两个调节器一般都采用 PI 调节器。调速系统对电流检测装置的基本要求是要能输出一个与电动机电枢回路(主电路)的电流成正比的信号,除采用电流互感器进行电流检测外,还可采用霍尔效应电流传感器等进行电流检测。系统常用的转速检测装置除旋转编码器外,还有测速发电机、桥式速度传感器等。

转速调节器 ASR 的输出限幅值决定了电流调节器给定电压的最大值,即电动机的最大电流,故其限幅值整定的大小完全取决于电动机的过载能力和系统对最大加速度的要求;电流调节器 ACR 的输出限幅值,限制了晶闸管整流器输出电压的最大值,故其需满足触发器移相范围的要求。

对于需要经常正、反转运行的可逆调速系统(如轧机调速系统),缩短起、制动过程的时间是提高生产率的重要因素。为此,在起动(或制动)过渡过程中,希望始终保持电流(电磁转矩)为允许的最大值,使调速系统以最大的加(减)速度运行。当到达稳态转速时,最好使电流立即降下来,使电磁转矩与负载转矩相平衡,从而迅速转入稳态运行。实际上,由于主电路电感的作用,电流不可能突变,为了实现在允许条件下的最快起动,关键是要获得一段使电枢电流保持为最大值 I_{am} 的恒流过程。具有如图 3-3 所示的转速、电流双闭环结构的直流调速系统能满足上述控制要求吗?下面就其动态工作过程进行分析。

3.2.2 起动过程分析

由于设置双闭环控制的一个重要目的就是要获得接近理想的起动过程,因此在分析双闭环调速系统的动态性能时,首先就其起动过程进行分析,了解其跟随性能。目前,在轧机直流调速

等实际工程应用中多采用数字控制的双闭环直流调速系统。

然而就控制规律而言,数字控制的双闭环直流调速系统与用模拟器件组成的双闭环直流调速系统完全等同。模拟系统具有物理概念清晰、控制信号流向直观等优点,便于入门学习。我们首先从模拟控制系统入手,分析双闭环直流调速系统的起动过程。模拟控制的双闭环直流调速系统的电路原理图如图3-4所示,由图可见其转速调节器及电流调节器均采用运算放大器及相应的电气元件实现,给定与反馈信号均为模拟电压信号,其动态结构图如图3-5所示。

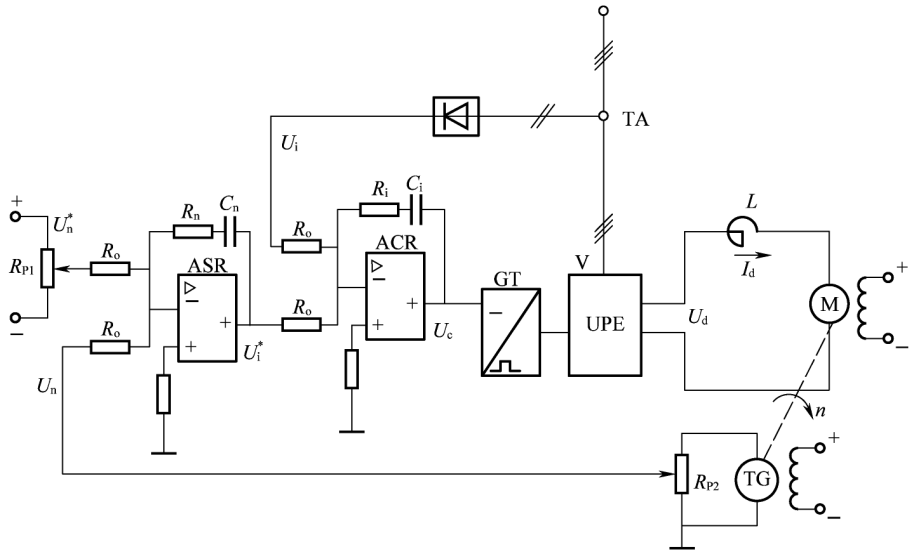


图3-4 模拟控制的双闭环直流调速系统电路原理图

U_n^* —— 转速给定电压 U_n —— 转速反馈电压 U_i^* —— 电流给定电压
 U_i —— 电流反馈电压 TG —— 测速发电机 TA —— 电流互感器

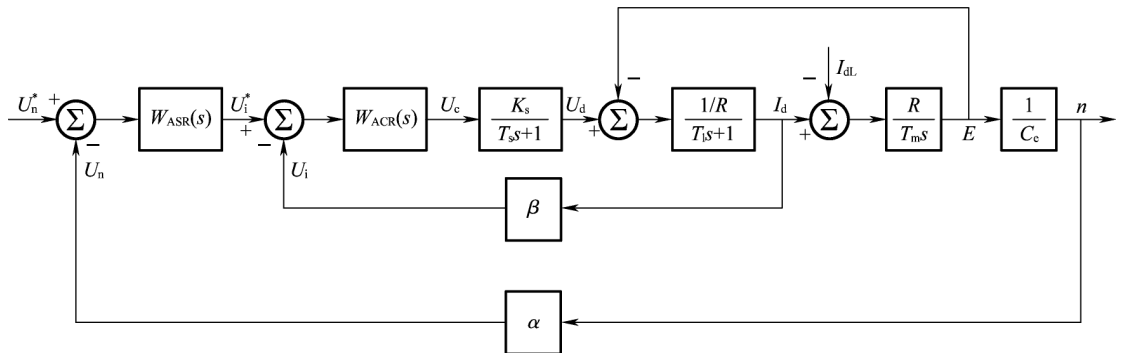


图3-5 模拟控制的双闭环直流调速系统的动态结构图

α —— 转速反馈系数 β —— 电流反馈系数

$W_{ASR}(s)$ —— 转速调节器的传递函数 $W_{ACR}(s)$ —— 电流调节器的传递函数

双闭环系统起动前处于停车状态,此时 $U_n^* = 0, U_n = 0, U_c = 0$, 整流电压 $U_d = 0$, 电动机转速 $n = 0$ 。当突加阶跃给定信号 U_n^* 后,系统便进入起动过程,起动过程的转速和电流波形如图 3-6 所示。将起动过程分为三个阶段,在图中分别标以 I、II、III。

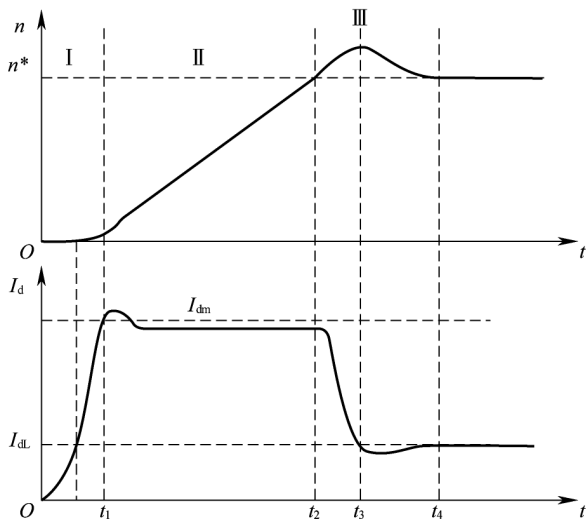


图 3-6 双闭环直流调速系统起动过程的转速和电流波形

第 I 阶段($0 \sim t_1$)为电流上升阶段。系统突加给定电压 U_n^* 后,经过两个调节器的跟随作用, U_c, U_d, I_d 都上升,但是在 I_d 没有达到负载电流 I_{dL} 以前,电动机的电磁转矩 T_e 小于负载转矩 T_L ,电动机还不能转动。当 $I_d \geq I_{dL}$ 后,电动机开始起动,由于机电惯性的作用,转速不会很快增长,因而转速调节器 ASR 的输入偏差电压 ($\Delta U_n = U_n^* - U_n$) 的数值仍较大,ASR 很快进入并保持饱和状态,其输出电压保持限幅值 U_{im}^* ,强迫电枢电流 I_d 迅速上升,直到 $I_d \approx I_{dm}, U_i \approx U_{im}^*$,由于 ACR 一般不饱和,电流调节器很快就压制了 I_d 的增长。在这一阶段中,ASR 很快进入饱和状态,而 ACR 一般不饱和。

第 II 阶段($t_1 \sim t_2$)为恒流升速阶段。在此阶段 ASR 始终饱和,转速环相当于开环,系统成为在恒值电流给定 U_{im}^* 下的电流调节系统,基本上保持电流 I_d 恒定,因而系统的加速度恒定,转速呈线性增长,这一阶段是起动过程中的主要阶段。

第 III 阶段(t_2 以后)为转速调节阶段。当转速上升到给定值 n^* 时,转速调节器 ASR 的输入偏差为零,但其输出却由于积分作用还维持在限幅值 U_{im}^* ,所以电动机仍在加速,使转速超调。转速超调后,ASR 输入偏差电压变负,使它开始退出饱和状态, U_i^* 和 I_d 很快下降。但是,只要 I_d 仍大于负载电流 I_{dL} ,转速就继续上升。直到 $I_d = I_{dL}$ 时,转矩 $T_e = T_L$,则 $\frac{dn}{dt} = 0$,转速 n 到达峰值。此后电动机开始在负载的阻力下减速,直到稳态。

3.2.3 抗扰性能分析

一般来说,双闭环直流调速系统具有比较满意的动态性能,其优良的跟随性能已通过起动过程得以体现。现围绕调速系统的另一个重要的动态性能,即抗扰性能进行分析。除给定信号外,作用在控制系统各环节上的一切会引起输出量变化的因素都叫做“扰动作用”。例如,负载变化就是一种扰动作用。除此以外,还有交流电源电压的波动、电动机励磁的变化、运算放大器输出电压的漂移、由温升引起主电路电阻的增大等。系统应具有良好的抗扰性能,主要是抗负载扰动和抗电网电压扰动的性能,从而有效地抑制外部对系统的扰动作用。

(1) 抗负载扰动

由图3-7可以看出,负载扰动作用在电流环之后,因此只能靠转速调节器ASR来产生抗负载扰动的作用。在设计ASR时,应要求有较好的抗扰性能指标。

(2) 抗电网电压扰动

电网电压变化对调速系统也产生扰动作用。如图3-7所示,双闭环系统中,由于增设了电流内环,电压波动可以通过电流反馈得到比较及时的调节,不必等它影响到转速以后才反馈回来,因而使抗扰性能得到改善。因此,在双闭环系统中,由电网电压波动引起的转速变化会比单闭环系统小得多。

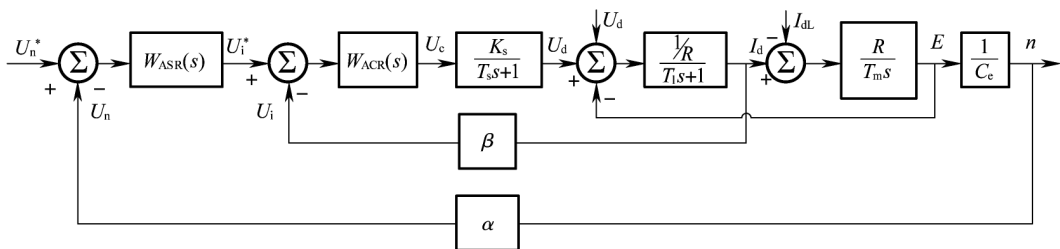


图3-7 转速、电流双闭环系统的动态抗扰作用

3.3 转速、电流双闭环直流调速系统的稳态分析

3.3.1 稳态结构图与静特性

由3.2节可知,转速、电流双闭环直流调速系统具有较为理想的动态性能,那么它的静态性能如何?为了分析双闭环直流调速系统的静特性,必须先绘出它的稳态结构图,如图3-8所示。

分析静特性的关键是掌握转速、电流PI调节器的稳态特征,其稳态特征一般存在两种状况:饱和即输出达到限幅值;不饱和即输出未达到限幅值。当调节器饱和时,输出为恒值,输入量的变化不再影响输出,除非有反向的输入信号使调节器退出饱和;换句话说,饱和的调节器暂时隔

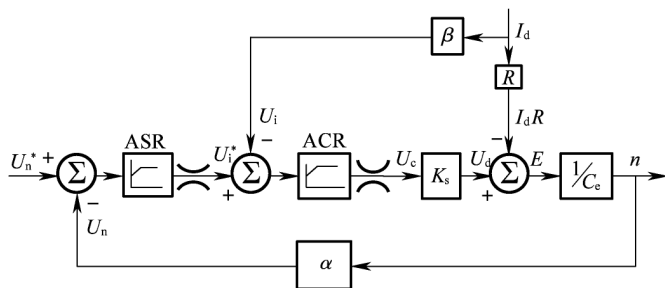


图 3-8 双闭环直流调速系统的稳态结构图

断了输入和输出间的联系,相当于使该调节环开环。当调节器不饱和时,PI 调节器工作在线性调节状态,其作用是使输入偏差电压 ($\Delta U_n = U_n^* - U_n$) 在稳态时为零。为了实现电流的实时控制和快速跟随,希望电流调节器不要进入饱和状态,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。

(1) 转速调节器不饱和

在正常负载情况下,转速调节器不饱和,电流调节器也不饱和,稳态时,依靠调节器的调节作用,它们的输入偏差电压都是零。因此

$$U_n^* = U_n = \alpha n = \alpha n_0 \quad (3-2)$$

$$U_i^* = U_i = \beta I_d \quad (3-3)$$

式中: α 、 β 分别为转速和电流反馈系数。

由式(3-2)可得:

$$n = \frac{U_n^*}{\alpha} = n_0 \quad (3-4)$$

从而得到图 3-9 所示静特性的 n_0 -A 段。由于 ASR 不饱和, $U_i^* < U_{im}^*$, 所以 $I_d < I_{dm}$ 。这就是说, n_0 -A 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} 一般都大于额定电流 I_{dN} 。

(2) 转速调节器饱和

当电动机的负载电流上升时,转速调节器的输出 U_i^* 也将上升,当 I_d 上升到某一数值时,ASR 输出达到限幅值 U_{im}^* , 转速环失去调节作用,转速环呈开环状态,转速的变化对转速环不再产生影响,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

$$I_d = \frac{U_{im}^*}{\beta} = I_{dm} \quad (3-5)$$

式(3-5)所描述的静特性是图 3-9 中的 AB 段,它是垂直的特性。这样的下垂特性只适合于 $n <$

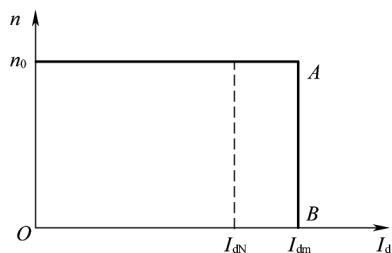


图 3-9 双闭环直流调速系统的静特性

n_0 的情况,因为如果 $n > n_0$,则 $U_n > U_n^*$,ASR 将退出饱和状态。

由以上分析可知,双闭环直流调速系统的静特性在负载电流 $I_d < I_{d\text{lm}}$ 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 $I_{d\text{lm}}$ 以后,ASR 饱和,转速调节器输出为饱和电压 U_{im}^* ,这时电流调节器 ACR 起主要调节作用,系统表现为电流无静差,起到过电流的自动保护作用。这就是采用两个 PI 调节器分别形成内、外两个闭环的控制效果,这样的静特性显然优于带电流截止负反馈的单闭环调速系统的静特性。然而实际上开环放大系数并不是无穷大,静特性的两段实际上都略有很小的静差。

3.3.2 稳态参数计算

综合以上分析结果可以看出,双闭环调速系统在稳态工作中,当两个调节器都不饱和时,各变量之间有下列关系:

$$U_n^* = U_n = \alpha n = \alpha n_0 \quad (3-6)$$

$$U_i^* = U_i = \beta I_d = \beta I_{d\text{L}} \quad (3-7)$$

$$U_c = \frac{U_{d0}}{K_s} = \frac{C_e n + I_d R}{K_s} = \frac{C_e U_n^* / \alpha + I_{d\text{L}} R}{K_s} \quad (3-8)$$

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

双闭环调速系统中转速反馈系数与电流反馈系数可根据各调节器的给定与反馈值计算:

$$\text{转速反馈系数:} \quad \alpha = \frac{U_{\text{nm}}^*}{n_{\text{max}}} \quad (3-9)$$

$$\text{电流反馈系数:} \quad \beta = \frac{U_{\text{im}}^*}{I_{d\text{lm}}} \quad (3-10)$$

两个给定电压的最大值 U_{nm}^* 和 U_{im}^* 由设计者选定,并受运算放大器的允许输入电压限制。

3.3.3 转速调节器和电流调节器在双闭环直流调速系统中的作用

综上所述,在双闭环直流调速系统中转速调节器和电流调节器的作用可分别归纳如下。

1. 转速调节器的作用

(1) 转速调节器是调速系统的主导调节器,它使转速 n 很快地跟随给定电压 U_n^* 变化,稳态时可减小转速误差,如果采用 PI 调节器,则可实现无静差。

(2) 转速调节器对负载变化起抗扰作用。

(3) 转速调节器输出限幅值决定电动机允许的最大电流。

2. 电流调节器的作用

(1) 作为内环的调节器,在转速外环的调节过程中,电流调节器的作用是使电流紧紧跟随给定电压 U_i^* 的变化。

(2) 电流调节器对电网电压的波动起及时抗扰的作用。

(3) 在转速动态过程中,电流调节器可保证电动机获得允许的最大电流,从而加快动态过程。

(4) 当电动机过载甚至堵转时,电流调节器限制电枢电流的最大值,起快速的自动保护作用。一旦故障消失,系统立即自动恢复正常。这个作用对系统的可靠运行十分重要。

3.4 转速、电流双闭环直流调速系统的设计方法

3.4.1 系统设计的基本原理和方法

双闭环直流调速系统是目前直流调速系统中最常用、最典型的一种,也是构成各种可逆调速系统或高性能调速装置的核心。因此,双闭环系统的设计具有很重要的实际意义。

在系统设计时,会遇到稳态、动态性能指标之间发生矛盾的情况,这时需要选择合适的调节器类型和整定控制参数,通过动态校正来改造被控系统,使之满足各项指标的要求。系统设计的关键就是调节器的设计。

由前述知识可知,具有转速反馈和电流反馈的双闭环系统,属于多环控制系统。目前都采用由内向外,一环包围一环的系统结构。每一环都设有本环的调节器,构成一个完整的闭环系统。这种结构为工程设计及调试工作带来了极大的方便。对双闭环调速系统而言,先从内环(电流环)开始,根据电流控制要求,选择电流调节器及其参数。设计完电流环之后,就把电流环等效成一个小惯性环节,作为转速环的一个组成部分,然后再完成转速调节器的设计。

本节就陈伯时教授等学者在 20 世纪 80 年代提出的“基于典型系统的工程设计方法”做介绍。

作为工程设计方法,首先要使问题简化,突出主要矛盾。简化的基本思路是把调节器的设计过程分作两步:首先选择调节器的结构,以确保系统稳定,同时满足所需的稳态精度;再选择调节器的参数,以满足动态性能指标的要求。

以上两步就把稳、准、快、抗干扰之间互相交叉的矛盾问题分成两步来解决,第一步先解决主要矛盾,即动态稳定性和稳态精度,然后在第二步中再进一步满足其他动态性能指标。

3.4.1.1 典型系统的概念

一般来说,许多控制系统的开环传递函数都可采用如下通用形式表示:

$$W(s) = \frac{K \prod_{j=1}^m (\tau_j s + 1)}{s^r \prod_{i=1}^n (T_i s + 1)} \quad (3-11)$$

在式(3-11)的分子和分母中还可能分别含有复数零点和复数极点,分母中 s^r 项表示该系统在原点处有 r 重极点,或者说,系统含有 r 个积分环节。通常按 $r=0、1、2、3、\dots$ 来区分系统,分别称作0型、I型、II型、III型……系统。0型系统稳态精度低,而III型及其以上的系统很难稳定。因此,为了确保稳定性并具有较好的稳态精度,多用I型和II型系统。基于典型系统的工程设计方法是在I型和II型系统中各选择一种系统作为典型系统,保证其稳定性,并保证其具有足够的稳定裕量。设计时,首先选择调节器的结构,将闭环系统的开环传递函数校正成典型系统,然后再确定调节器的参数,以满足系统的各项动态性能指标。

1. 典型I型系统

在I型系统中,选择一个结构简单,只包含一个积分环节和一个惯性环节的二阶系统作为典型I型系统,其开环传递函数为:

$$W(s) = \frac{K}{s(Ts+1)} \quad (3-12)$$

式中: T ——系统的惯性时间常数;

K ——系统的开环增益。

典型I型系统的闭环系统结构图如图3-10(a)所示,其开环对数频率特性如图3-10(b)所示。

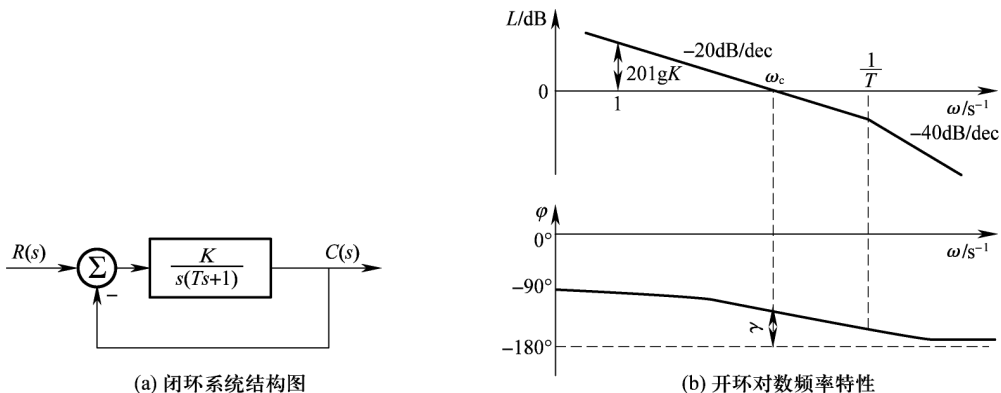


图3-10 典型I型系统

选择这样的系统作为典型I型系统是因为其结构简单,而且对数幅频特性的中频段以 -20dB/dec 的斜率穿越零分贝线,只要参数的选择能够保证足够的中频带宽,系统就一定稳定。该系统只包含开环增益 K 和时间常数 T 两个参数,时间常数 T 往往是控制对象本身固有的,唯一可变的只有开环增益 K 。设计时,需要按照性能指标选择参数 K 的大小。

当 $\omega_c < \frac{1}{T}$ 时,由图3-10(b)所示的开环对数频率特性可知,对数幅频特性中频段以 -20dB/dec 的斜率穿越零分贝线,而且宽度极大,系统稳定。

而相角稳定裕度 $\gamma = 180^\circ - 90^\circ - \arctan \omega_c T = 90^\circ - \arctan \omega_c T, \gamma > 45^\circ$, 也说明这样选择的典型 I 型系统具有足够的稳定性。且有 $20 \lg K = 20(\lg \omega_c - \lg 1) = 20 \lg \omega_c$, 即 $K = \omega_c$ 。K 值越大, 截止频率 ω_c 也越大, 系统响应越快, 但相角稳定裕度 $\gamma = 90^\circ - \arctan \omega_c T$ 越小, 系统的快速性和稳定性之间存在矛盾。在具体选择参数 K 时, 需在二者之间取折中。

调速系统的电流环和简单的定位伺服系统经简化后都能等效成典型 I 型系统。

2. 典型 II 型系统

选择包含两个积分环节、一个惯性环节和一个比例微分环节的三阶系统作为典型的 II 型系统, 其开环传递函数为:

$$W(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{s^2(Ts + 1)} \quad (3-13)$$

典型 II 型系统的闭环系统结构图如图 3-11(a) 所示, 开环对数频率特性如图 3-11(b) 所示, 由特性可知, 只要 $\frac{1}{\tau} < \omega_c < \frac{1}{T}$, 或 $\tau > T$, 就可保证中频段以 -20dB/dec 斜率穿越零分贝线, 具有相当大的相角稳定裕度。

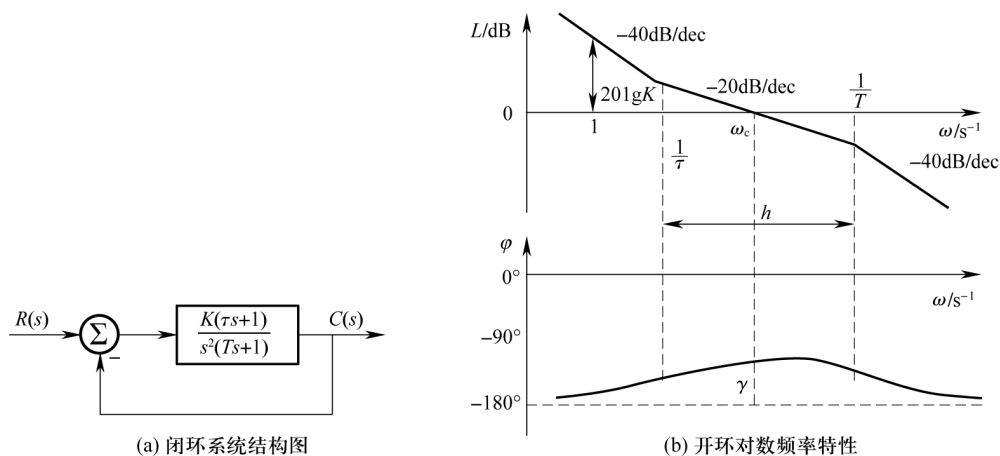


图3-11 典型 II 型系统

典型 II 型系统的结构虽然比典型 I 型系统复杂一些, 但属于二阶无差系统, 稳态精度高, 且抗扰性能好, 只是阶跃响应的超调量略大。调速系统的转速环和许多伺服系统经简化后都能等效成典型 II 型系统。

3.4.1.2 典型系统性能指标与参数的关系

1. 典型 I 型系统性能指标与参数的关系

(1) 稳态跟随性能指标

如表 3-1 所示, 在阶跃输入下的 I 型系统稳态时是无差的, 在斜坡输入下则有与 K 值成反比的恒值稳态误差, 在加速度输入下稳态误差为 ∞ 。因此, I 型系统不能用于具有加速度输入的

伺服系统。

表3-1 典型I型系统在不同典型输入信号作用下的稳态误差

输入信号	阶跃输入 $R(t) = R_0$	斜坡输入 $R(t) = v_0(t)$	加速度输入 $R(t) = \frac{a_0 t^2}{2}$
稳态误差	0	v_0/K	∞

(2) 动态跟随性能指标

由式(3-12)可知,典型I型系统是二阶系统,其闭环传递函数为:

$$G_{cl}(s) = \frac{\frac{K}{T}}{s^2 + \frac{1}{T}s + \frac{K}{T}} \quad (3-14)$$

典型二阶系统标准形式的闭环传递函数为:

$$W_{cl}(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3-15)$$

比较式(3-14)和式(3-15),可得参数 K 、 T 与标准形式中的参数 ω_n 、 ξ 之间的换算关系为:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{T}} \quad (3-16)$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{KT}} \quad (3-17)$$

一般常把系统设计成欠阻尼状态,即 $0 < \xi < 1$ 。在典型I型系统中, $KT < 1$,代入式(3-17),可知 $\xi > 0.5$,因此在典型I型系统中应取 $0.5 < \xi < 1$ 。表3-2给出了 $0.5 < \xi < 1$ 时典型I型系统各项动态跟随性能指标和频域指标与参数 KT 的关系,当系统的时间常数 T 已知时,随着 K 的增大,系统的快速性增强,而稳定性变差。

表3-2 典型I型系统各项动态跟随性能指标和频域指标与参数的关系

参数关系 KT	0.25	0.39	0.50	0.69	1.0
阻尼比 ξ	1.0	0.8	0.707	0.6	0.5
超调量 $\sigma\%$	0	1.5	4.3	9.5	16.3
上升时间 t_r	∞	$6.6T$	$4.7T$	$3.3T$	$2.4T$
峰值时间 t_p	∞	$8.3T$	$6.2T$	$4.7T$	$3.6T$
相角稳定裕度 $\gamma/(\circ)$	76.3	69.9	65.5	59.2	51.8
截止频率 ω_c	$0.243/T$	$0.367/T$	$0.455/T$	$0.596/T$	$0.786/T$

(3) 动态抗扰性能指标

当扰动作用点不同时,系统的抗扰性能也不一样。表 3-3 给出了一种典型 I 型系统动态抗扰性能指标与参数的关系。

表 3-3 典型 I 型系统动态抗扰性能指标与参数的关系

$m = \frac{T_1}{T_2} = \frac{T}{T_2}$	$\frac{1}{5}$	$\frac{1}{10}$	$\frac{1}{20}$	$\frac{1}{30}$
$\frac{\Delta c_{\max}}{c_0} \times 100\%$	55.5%	33.2%	18.5%	12.9%
t_m/T	2.8	3.4	3.8	4.0
t_V/T	14.7	21.7	28.7	30.4

综合典型 I 型系统动、静态性能指标,将系统校正到 $KT=0.5$ 左右,能获得较好的性能。

2. 典型 II 型系统性能指标与参数的关系

如前所述,典型 II 型系统的待定参数有两个: K 和 τ 。为了分析方便起见,引入一个新的变量 h , 即

$$h = \frac{\tau}{T} = \frac{\omega_2}{\omega_1} \quad (3-18)$$

h 是斜率为 -20dB/dec 的中频段的宽度,称作“中频宽”。振荡指标法中的闭环幅频特性峰值 M_r 最小准则表明,对于一定的 h 值,只有一个确定的 ω_c (或 K),可以得到最小的闭环幅频特性峰值 $M_{r(\min)}$ 。根据这一准则,可以找到 h 和 ω_c 这两个参数之间的一种最佳配合。在这一准则下的“最佳频比”是

$$\frac{\omega_2}{\omega_c} = \frac{2h}{h+1} \quad (3-19)$$

$$\frac{\omega_c}{\omega_1} = \frac{h+1}{2} \quad (3-20)$$

对应的最小闭环幅频特性峰值 $M_{r(\min)}$ 是

$$M_{r(\min)} = \frac{h+1}{h-1} \quad (3-21)$$

确定了 h 和 ω_c 之后,可以很方便地确定 τ 和 K 。

由 h 的定义可知

$$\tau = hT \quad (3-22)$$

由图 3-10(b) 可知

$$20\lg K = 40(\lg \omega_1 - \lg 1) + 20(\lg \omega_c - \lg \omega_1) = 20\lg \omega_1 \omega_c$$

因此

$$K = \omega_1 \omega_c \quad (3-23)$$

再由式(3-20)得

$$K = \omega_1 \omega_c = \frac{h+1}{2h^2 T^2} \quad (3-24)$$

式(3-22)和式(3-24)是计算典型 II 型系统参数的公式。

(1) 稳态跟随性能指标

在不同的典型输入信号作用下 II 型系统的稳态误差列于表 3-4 中。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。

表 3-4 典型 II 型系统在不同的典型输入信号作用下的稳态误差

输入信号	阶跃输入 $R(t) = R_0$	斜坡输入 $R(t) = v_0(t)$	加速度输入 $R(t) = \frac{a_0 t^2}{2}$
稳态误差	0	0	v_0/K

(2) 动态跟随性能指标

典型 II 型系统的阶跃输入跟随性能指标列于表 3-5 中。

表 3-5 典型 II 型系统的阶跃输入跟随性能指标(按 $M_{r(\min)}$ 准则确定参数关系)

h	3	4	5	6	7	8	9	10
$s\%$	52.6	43.6	37.6	33.2	29.8	27.2	25.0	23.3
t_r/T	2.40	2.65	2.85	3.0	3.1	3.2	3.3	3.35
t_s/T	12.15	11.65	9.55	10.45	11.30	12.25	13.25	14.20
K	3	2	2	1	1	1	1	1

从表 3-5 中可见,由于过渡过程的衰减振荡性质,调节时间随 h 的变化不是单调的, $h=5$ 时的调节时间最短。此外, h 减小时,上升时间快, h 增大时,超调量小,把各项指标综合起来看,以 $h=5$ 的动态跟随性能比较适中。

(3) 动态抗扰性能指标

不同 h 值时典型 II 型系统的动态抗扰性能指标与参数的关系列于表 3-6 中。

表 3-6 典型 II 型系统动态抗扰性能指标与参数的关系

h	3	4	5	6	7	8	9	10
$\frac{\Delta c_{\max}}{c_b}(\%)$	72.2	77.5	81.2	84.0	86.3	88.1	89.6	90.8
t_m/T	2.45	2.70	2.85	3.00	3.15	3.25	3.30	3.40
t_v/T	13.60	10.45	8.80	12.95	16.85	19.80	22.80	25.85

由表 3-6 可见, h 值越小, $\Delta c_{\max}/c_b$ 也越小, t_m 和 t_v 都短, 因而抗扰性能越好。但是, 当 $h < 5$ 时, 由于振荡次数的增加, h 进一步减小, 恢复时间 t_v 反而拖长了。由此可见, $h = 5$ 是较好的选择, 这与跟随性能中调节时间最短的条件一致。

在具体设计工作中, 实际控制对象的结构多种多样, 有时在配上调节器后, 并不能校正成典型系统的形式, 需要对控制对象的传递函数做近似处理后, 才能选择适当的调节器, 使整体系统构成典型 I 型系统或典型 II 型系统。

3.4.1.3 调节器的设计步骤

按工程设计方法进行转速、电流反馈控制直流调速系统调节器设计的步骤如下:

(1) 根据生产工艺对系统性能的要求, 确定典型系统的类型和期望参数。

(2) 进行被控对象数学模型的近似处理。通过高频段小惯性环节的近似处理、高阶系统的降阶近似处理、低频段大惯性环节的近似处理以及纯滞后环节的近似处理等措施, 将被控对象的传递函数近似为易于被调节器校正成典型系统的形式。

(3) 进行调节器的结构设计。针对不同的被控对象模型结构, 设计调节器的类型。

(4) 进行调节器参数选择。通过选择适合的参数, 用调节器的零、极点对消掉被控对象的零、极点, 将非典型系统校正成典型系统。表 3-7 和表 3-8 给出了几种校正成典型 I 型和典型 II 型系统的控制对象和相应调节器的传递函数, 同时给出了参数配合关系。

(5) 调节器参数计算。根据调节器参数与典型系统参数的关系, 计算出相应的调节器参数值。

(6) 系统性能的校核。检验所设计的调节器是否能控制电力传动控制系统达到生产工艺要求。

表 3-7 校正成典型 I 型系统的调节器传递函数和参数配合

控制对象	$\frac{K_2}{(T_1s+1)(T_2s+1)}$ $T_1 > T_2$	$\frac{K_2}{Ts+1}$	$\frac{K_2}{s(Ts+1)}$	$\frac{K_2}{(T_1s+1)(T_2s+1)(T_3s+1)}$ $T_1, T_2 > T_3$	$\frac{K_2}{(T_1s+1)(T_2s+1)(T_3s+1)}$ $T_1 \gg T_2, T_3$
调节器	$\frac{K_{PI}(\tau s+1)}{\tau s}$	$\frac{K_I}{s}$	K_P	$\frac{(\tau_1s+1)(\tau_2+1)}{\tau s}$	$\frac{K_{PI}(\tau s+1)}{\tau s}$
参数配合	$\tau = T_1$			$\tau_1 = T_1, \tau_2 = T_2$	$\tau = T_1$ $T_\Sigma = T_2 + T_3$

表 3-8 校正成典型 II 型系统的调节器传递函数和参数配合

控制对象	$\frac{K_2}{s(Ts+1)}$	$\frac{K_2}{(T_1s+1)(T_2s+1)}$ $T_1 \gg T_2$	$\frac{K_2}{s(T_1s+1)(T_2s+1)}$ T_1, T_2 相近	$\frac{K_2}{s(T_1s+1)(T_2s+1)}$ T_1, T_2 都很小	$\frac{K_2}{(T_1s+1)(T_2s+1)(T_3s+1)}$ $T_1 \gg T_2, T_3$
------	-----------------------	---	--	---	--

续表

调节器	$\frac{K_{PI}(\tau s+1)}{\tau s}$	$\frac{K_{PI}(\tau s+1)}{\tau s}$	$\frac{(\tau_1 s+1)(\tau_2+1)}{\tau s}$	$\frac{K_{PI}(\tau s+1)}{\tau s}$	$\frac{K_{PI}(\tau s+1)}{\tau s}$
参数配合	$\tau=hT$	$\tau=hT_2$	$\tau_1=hT_1, \tau_2=T_2$	$\tau=h(T_1+T_2)$	$\tau=h(T_2+T_3)$

3.4.2 基于“典型系统工程设计方法”的轧机工作辊传动系统调节器参数设计

3.1节所述的轧机直流调速系统为转速、电流反馈的数字控制系统,当采样频率足够高时,可以把它近似地看成是模拟系统,先按模拟系统理论来设计调节器的参数,然后再离散化,得到数字控制算法。在此即先应用所介绍的“典型系统工程设计方法”,按模拟系统理论完成3.1节所述轧机系统转速、电流调节器的参数设计,然后再将得到的调节器数字化。

轧机工作辊传动系统的基本参数如下。

直流电动机: $P_N = 550 \text{ kW}$, $U_N = 750 \text{ V}$, $I_N = 780 \text{ A}$, $n_n = 1\,000 \text{ r/min}$, $C_e = 0.25 \text{ V} \cdot \text{min/r}$, $GD^2 = 283.5 \text{ N} \cdot \text{m}^2$, 允许过载倍数 $\lambda = 1.5$;

晶闸管装置:采用三相桥式整流电路,晶闸管触发整流装置放大倍数 $K_s = 80$, 平均延迟时间 $T_s = 0.0017 \text{ s}$;

电枢回路总电感: $L = 13 \text{ mH}$; 电枢回路总电阻: $R = 2.0 \Omega$; 速度调节器饱和输出电压: $U_{im}^* = \pm 10 \text{ V}$; 电流调节器饱和输出电压: $U_{cm} = \pm 10 \text{ V}$ 。

设计要求:

- ① 设计电流调节器,要求电流超调量 $\sigma_i \leq 5\%$;
- ② 设计转速调节器,空载起动到额定转速时的转速超调量 $\sigma_n \leq 10\%$;
- ③ 要求调速范围为 $D = 10$,静差率 $s \leq 2\%$ 。

1. 系统固有参数计算

$$\text{① 电枢回路电磁时间常数: } T_l = \frac{L}{R} = \frac{0.013}{2} = 0.0065 \text{ s}$$

$$\text{② 电动机转矩系数: } C_m = \frac{30}{\pi} C_e = 9.55 C_e = 9.55 \times 0.25 \approx 2.39 \text{ N} \cdot \text{m/A}$$

$$\text{③ 机电时间常数: } T_m = \frac{GD^2 R}{375 C_m C_e} = \frac{283.5 \times 2.0}{375 \times 2.3875 \times 0.25} \approx 2.53 \text{ s}$$

2. 预选参数

① 电流反馈系数 β

最大允许电流

$$I_{dm} = \lambda I_N = 1.5 \times 780 = 1\,170 \text{ A}$$

电流反馈系数

$$\beta = \frac{U_{im}^*}{I_{dm}} = \frac{10}{1\,170} \approx 0.0085 \text{ V/A}$$

② 转速反馈系数 α

$$\alpha = \frac{(U_n^*)_N}{n_N} = \frac{10}{1\ 000} = 0.01 \text{ V} \cdot \text{min/r}$$

③ 电流滤波时间常数 T_{oi} 及转速滤波时间常数 T_{on}

由于电流检测信号和转速检测信号中含有谐波分量,而这些谐波分量会使系统产生振荡,所以需要加反馈滤波环节。滤波环节可以抑制反馈信号中的谐波分量,但同时也给反馈信号带来惯性的影响,为了平衡这一惯性环节的影响,在调速器给定输入端也加入一个同样参数的给定滤波环节。电流滤波时间常数 T_{oi} 一般取 $1 \sim 3 \text{ ms}$,转速滤波时间常数 T_{on} 一般取 $5 \sim 20 \text{ ms}$ 。对滤波时间常数,若取得过小,则滤不掉信号中的谐波,影响系统稳定。但若取得过大,将会使过渡过程增加,降低系统的快速性。

本设计中

$$T_{on} = 10 \text{ ms} = 0.01 \text{ s}$$

$$T_{oi} = 2 \text{ ms} = 0.002 \text{ s}$$

增加了滤波环节,包括电流滤波、转速滤波和两个给定信号滤波环节的双闭环调速系统的实际动态结构图如图 3-12 所示。

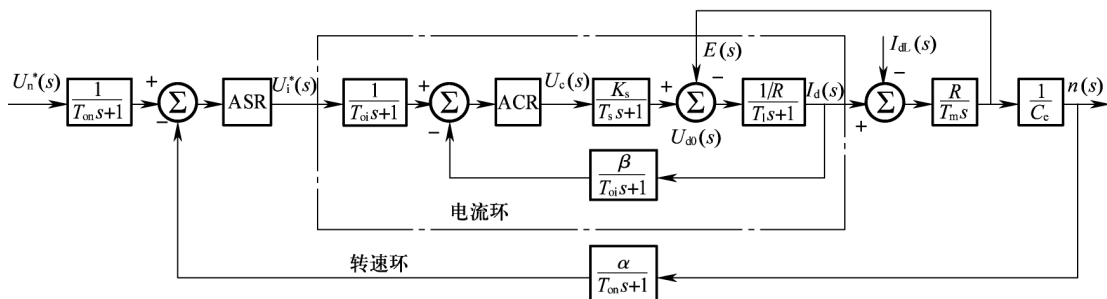


图 3-12 双闭环调速系统的动态结构图

T_{oi} ——电流反馈滤波时间常数; T_{on} ——转速反馈滤波时间常数

3. 电流调节器参数设计

图 3-12 所示点画线框内是电流环的动态结构图,其中,反电动势与电流反馈的作用相互交叉,这将给设计工作带来麻烦。实际上,反电动势与转速成正比,它代表转速对电流环的影响。在一般情况下,系统的电磁时间常数 T_l 远小于机电时间常数 T_m ,因此,转速的变化往往比电流变化慢得多。对电流环来说,反电动势是一个变化比较慢的扰动,在电流的瞬变过程中,可以认为反电动势基本不变,即 $\Delta E \approx 0$ 。这样,在按动态性能设计电流环时,可以暂不考虑反电动势变化的动态影响,得到忽略电动势影响的电流环近似结构图,如图 3-13(a)所示。忽略反电动势对电流环作用的近似条件是:

$$\omega_{ci} \geq 3 \sqrt{\frac{1}{T_m T_l}} \quad (3-25)$$

式中： ω_{ci} ——电流环开环频率特性的截止频率。

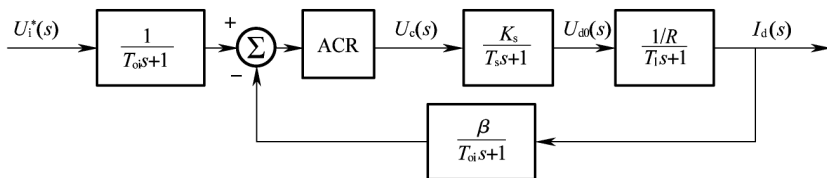
如果把给定滤波和反馈滤波同时等效地移到环内前向通道上，再把给定信号改成 $\frac{U_i^*(s)}{\beta}$ ，则电流环便等效成单位负反馈系统（见图 3-13（b））。

由于 T_s 和 T_{oi} 一般都比 T_i 小得多，可以当作小惯性群而近似地看作是一个惯性环节，其时间常数为：

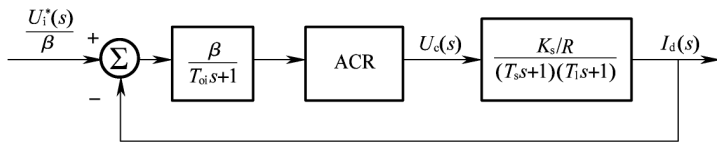
$$T_{\Sigma i} = T_s + T_{oi} \quad (3-26)$$

则电流环结构图最终简化成图 3-13（c）。可以证明简化的近似条件为

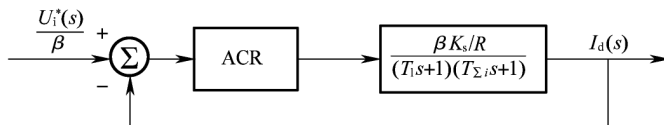
$$\omega_{ci} \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{T_s T_{oi}}} \quad (3-27)$$



(a) 忽略反电动势的动态影响



(b) 等效成单位负反馈系统



(c) 小惯性环节近似处理

图 3-13 电流环的动态结构图及其化简

① 确定时间常数

整流装置滞后时间常数 $T_s = 0.0017 \text{ s}$ 。

② 选择电流调节器结构

从稳态要求上看，希望电流无静差，可以得到理想的堵转特性，由图 3-13（c）可以看出，采用 I 型系统就足够了。再从动态要求上看，设计要求 $\sigma_i \leq 5\%$ ，不允许电枢电流在突加控制作用时有太大的超调，以保证电流在动态过程中不超过允许值，因而对电网电压波动的及时抗扰作用只是次要的因素，为此，电流环应以跟随性能为主，即应选用典型 I 型系统。

如图 3-13(c) 所示, 电流环的控制对象是两个时间常数大小相差较大的双惯性型的控制对象, 参考表 3-7, 采用 PI 型的电流调节器将电流环校正成典型 I 型系统, 调节器的传递函数可以写成

$$W_{ACR}(s) = \frac{K_i(t_i s + 1)}{t_i s} \quad (3-28)$$

式中: K_i ——电流调节器的比例系数;

t_i ——电流调节器的超前时间常数。

③ 计算电流调节器参数

电流调节器超前时间常数: 因为 $T_1 = 0.0065 \text{ s}$, $T_{\Sigma i} = T_s + T_{oi} = 0.0037 \text{ s}$, $T_1 > T_{\Sigma i}$, 所以选择 $t_i = T_1 = 0.0065 \text{ s}$, 用调节器零点消去控制对象中大的时间常数极点, 以便校正成典型 I 型系统, 因此电流环的开环传递函数为:

$$W_{\text{opi}}(s) = \frac{K_i \beta K_s / R}{t_i s (T_{\Sigma i} s + 1)} = \frac{K_1}{s (T_{\Sigma i} s + 1)} \quad (3-29)$$

式中: $K_1 = \frac{K_i K_s \beta}{t_i R} = \frac{K_i K_s \beta}{T_1 R}$ 。

电流环开环增益: 要求 $\sigma_i \leq 5\%$ 时, 按表 3-2, 可取 $K_1 T_1 = 0.5$, 因此

$$K_1 = \omega_{ci} = \frac{0.5}{T_{\Sigma i}} = \frac{0.5}{T_{oi} + T_s} = \frac{0.5}{0.0037} \text{ s}^{-1} \approx 135.13$$

于是, ACR 的比例系数为:

$$K_i = \frac{K_1 t_i R}{K_s \beta} = \frac{135.13 \times 0.0065 \times 2}{80 \times 0.0085} \approx 2.583$$

按照上述参数, 电流环可以达到的动态跟随性能指标为 $\sigma_i = 4.3\% \leq 5\%$, 满足设计要求。

④ 校验近似条件

电流环截止频率: $\omega_{ci} = K_1 = 135.13 \text{ s}^{-1}$

(I) 校验晶闸管整流装置传递函数的近似条件

$$\frac{1}{3T_s} = \frac{1}{3 \times 0.0017} \text{ s}^{-1} \approx 196.1 \text{ s}^{-1} > \omega_{ci} \quad \text{满足近似条件}$$

(II) 校验忽略反电动势变化对电流环动态影响的条件

$$\sqrt{\frac{1}{T_m T_1}} = 3 \times \sqrt{\frac{1}{0.0065 \times 2.53}} \text{ s}^{-1} \approx 23.39 \text{ s}^{-1} < \omega_{ci} \quad \text{满足近似条件}$$

(III) 校验电流环小时间常数近似处理条件

$$\sqrt{\frac{1}{T_s T_{oi}}} = \frac{1}{3} \times \sqrt{\frac{1}{0.0017 \times 0.002}} = 180.88 \text{ s}^{-1} > \omega_{ci} \quad \text{满足近似条件}$$

校正成典型 I 型系统的电流环如图 3-14 所示。

按典型 I 型系统设计的电流环的闭环传递函数为:

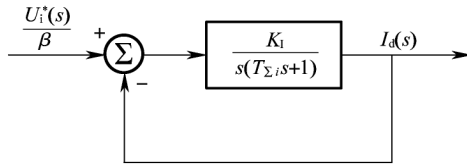


图 3-14 校正成典型 I 型系统的电流环

$$W_{cli}(s) = \frac{I_d(s)}{U_i^*(s)/\beta} = \frac{\frac{K_i}{s(T_{\Sigma i}s+1)}}{1 + \frac{K_i}{s(T_{\Sigma i}s+1)}} = \frac{1}{\frac{T_{\Sigma i}}{K_i}s^2 + \frac{1}{K_i}s + 1} \quad (3-30)$$

采用高阶系统的降阶近似处理方法,忽略高次项, $W_{cli}(s)$ 可降阶近似为:

$$W_{cli}(s) \approx \frac{1}{\frac{1}{K_i}s + 1} \quad (3-31)$$

降阶近似条件为:

$$\omega_{cn} \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{K_i}{T_{\Sigma i}}} \quad (3-32)$$

式中: ω_{cn} ——转速环开环频率特性的截止频率。

可以看出,根据图 3-12,电流环的输入量为 $U_i^*(s)$,因此电流环在转速环中应等效为

$$\frac{I_d(s)}{U_i^*(s)} = \frac{W_{cli}(s)}{\beta} \approx \frac{\frac{1}{\beta}}{\frac{1}{K_i}s + 1} \quad (3-33)$$

电流的闭环控制改造控制对象,把双惯性环节的电流环控制对象近似的等效成只有较小时间常数 $\frac{1}{K_i}$ 的一阶惯性环节,加快了电流的跟随作用,这是局部闭环(内环)控制的一个重要功能。

4. 转速调节器参数设计

用电流环的等效环节代替图 3-12 中的电流环后,整个转速控制系统的动态结构图如图 3-15(a)所示。

和电流环中一样,把转速给定滤波和反馈滤波同时等效地转移到环内前向通道上,并将给定信号改成 $U_n^*(s)/\alpha$,再把时间常数为 $\frac{1}{K_i}$ 和 T_{on} 的两个小惯性环节合并起来,近似成一个时间常数为 $T_{\Sigma n}$ 的惯性环节,其中

$$T_{\Sigma n} = \frac{1}{K_i} + T_{on} \quad (3-34)$$

则转速环结构图简化成图 3-15(b)。

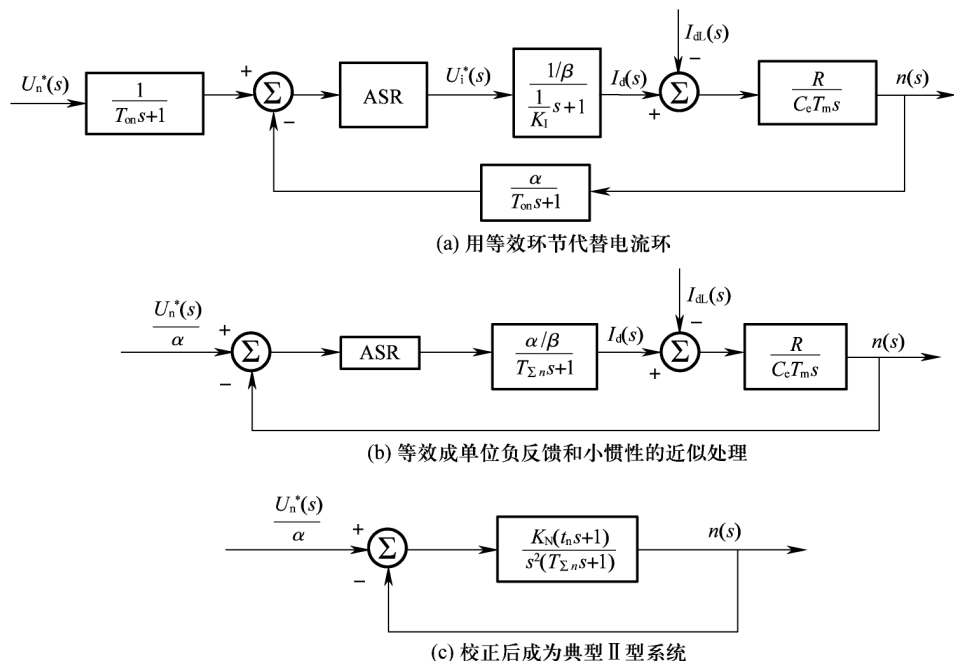


图 3-15 转速环的动态结构图及其简化

为了实现转速无静差,在负载扰动作用点前面必须有一个积分环节,它应该包含在转速调节器 ASR 中,由于在扰动作用点后面已经有了一个积分环节,因此转速环开环传递函数应共有两个积分环节,所以应该设计成典型 II 型系统,这样的系统同时也能满足动态抗扰性能好的要求。至于其阶跃响应超调量较大的问题,那是按照线性系统理论来计算的数据,实际系统中转速调节器的饱和和非线性性质会使超调量大大降低。由此可见,ASR 也应该采用 PI 调节器,其传递函数为

$$W_{ASR}(s) = \frac{K_n(t_n s + 1)}{t_n s} \quad (3-35)$$

式中: K_n ——转速调节器的比例系数;

t_n ——转速调节器的超前时间常数。

这样,调速系统的开环传递函数为:

$$W_n(s) = \frac{K_n(t_n s + 1)}{t_n s} \cdot \frac{\frac{\alpha R}{\beta}}{C_c T_m s (T_{\Sigma n} s + 1)} = \frac{K_n \alpha R (t_n s + 1)}{t_n \beta C_c T_m s^2 (T_{\Sigma n} s + 1)} \quad (3-36)$$

令转速开环增益 K_N 为:

$$K_N = \frac{K_n \alpha R}{t_n \beta C_c T_m} \quad (3-37)$$

$$\text{则} \quad W_n(s) = \frac{K_N(t_n s + 1)}{s^2(T_{\Sigma n} s + 1)} \quad (3-38)$$

不考虑负载扰动时,校正后的调速系统动态结构图如图3-15(c)。

转速调节器的参数包括 K_n 和 t_n 。按照典型 II 型系统的参数关系,应有

$$t_n = hT_{\Sigma n} \quad (3-39)$$

$$K_N = \frac{h+1}{2h^2 T_{\Sigma n}^2} \quad (3-40)$$

因此

$$K_n = \frac{(h+1)\beta C_c T_m}{2h\alpha R T_{\Sigma n}} \quad (3-41)$$

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,一般选择 $h=5$ 为好。

① 确定时间常数

电流环等效时间常数

$$\frac{1}{K_1} = 2T_i = 2 \times 0.0037 \text{ s} = 0.0074 \text{ s}$$

② 选择转速调节器结构

按照设计要求,转速调节器应选用 PI 调节器,其传递函数如式(3-35)。

③ 计算转速调节器参数

按跟随和抗扰性能都较好的原则,取 $h=5$,则 ASR 的超前时间常数为:

$$T_{\Sigma n} = \frac{1}{K_1} + T_{on} = 0.0074 + 0.01 = 0.0174 \text{ s}$$

$$t_n = hT_{\Sigma n} = 5 \times 0.0174 = 0.087 \text{ s}$$

由式(3-40)可求得转速环开环增益

$$K_N = \frac{h+1}{2h^2 T_{\Sigma n}^2} = \frac{6}{2 \times 5^2 \times 0.0174^2} = 396.35$$

于是,可得 ASR 的比例系数为:

$$K_n = \frac{K_N t_n \beta C_c T_m}{\alpha R} = \frac{396.35 \times 0.087 \times 0.0085 \times 0.25 \times 2.53}{0.01 \times 2.0} \approx 9.269$$

按 ASR 退饱和的情况计算所设计调速系统空载起动到额定转速时的转速超调量,当 $h=5$ 时,由

表3-6查得 $\Delta C_{\max}/C_b = 81.2\%$,系统开环机械特性的额定稳态速降为 $\Delta n_N = \frac{I_{dN} R}{C_c} = 6240 \text{ r/min}$,

理想空载起动时 $z=0$,则

$$\sigma_n = 2 \left| \frac{\Delta C_{\max}}{C_b} \right| (\lambda - z) \frac{\Delta n_N}{n_N} \frac{T_{\Sigma n}}{T_m} = 2 \times 81.2\% \times (1.5 - 0) \times \frac{6240}{1500} \times \frac{0.0174}{2.53} \approx 6.9\%$$

$\sigma_n \% = 6.9\% < 10\%$,满足设计要求。

④ 检验近似条件

由式(3-23),转速环截止频率为

$$\omega_{cn} = \frac{K_N}{\omega_1} = K_N t_n = 396.35 \times 0.087 \text{ s}^{-1} \approx 34.48 \text{ s}^{-1}$$

(I) 电流环传递函数简化条件

$$\frac{1}{3} \sqrt{\frac{K_1}{T_{\Sigma i}}} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{135.1}{0.0037}} \approx 63.69 \text{ s}^{-1} > \omega_{cn} \quad \text{满足近似条件}$$

(II) 转速环小时间常数近似处理条件

$$\frac{1}{3} \sqrt{\frac{K_1}{T_{on}}} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{135.1}{0.01}} \approx 38.75 \text{ s}^{-1} > \omega_{cn} \quad \text{满足近似条件}$$

5. 转速、电流调节器的数字化

设计得到的转速、电流调节器均为PI调节器,当输入为误差函数 $e(t)$,输出函数为 $u(t)$ 时,将PI调节器的传递函数列出如下:

$$W_{pi}(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_{pi}ts + 1}{ts} \quad (3-42)$$

式中: K_{pi} ——PI调节器比例部分的放大系数;

t ——PI调节器的积分时间数。

按式(3-42), $u(t)$ 和 $e(t)$ 关系的时域表达式可写成

$$u(t) = K_{pi}e(t) + \frac{1}{t} \int e(t) dt = K_{pi}e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (3-43)$$

其中, $K_{pi} = K_{pi}$ 为比例系数, $K_i = \frac{1}{t}$ 为积分系数。

将上式离散化成差分方程,其第 k 拍输出为:

$$\begin{aligned} u(k) &= K_{pi}e(k) + K_i T_{sam} \sum_{i=1}^k e(i) = K_{pi}e(k) + u_1 \\ &= K_{pi}e(k) + K_i T_{sam} e(k) + u_1(k-1) \end{aligned} \quad (3-44)$$

式中 T_{sam} 为采样周期。由等号右侧可以看出,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。

控制系统中,为了安全起见,常需对调节器的输出实行限幅。在数字控制算法中,要对 u 限幅,只需在程序内设置限幅值 u_m ,当 $u(k) > u_m$ 时,便以限幅值 u_m 作为输出。

3.4.3 转速、电流双闭环直流调速系统的仿真

在完成了调节器参数的理论计算后,根据实际的系统情况作参数的调整是非常重要的,也是必不可少的。调整工作往往比理论设计复杂、艰巨,双闭环直流调速系统现场调试的原则是:先查线,后通电;先单元,后系统;先开环,后闭环;先内环,后外环;先励磁,后电枢;先基速,后高速;先静态(特性),后动态。

在进行现场调试之前,如果用 Matlab 仿真软件进行仿真,可以根据仿真结果对采用工程设计方法获得的设计参数进行必要的修正和调整。下面就以 3.4.2 节中所设计的轧机工作辊传动系统为例,进一步学习 Simulink 软件的仿真方法,并通过仿真实验得到所设计系统的运行结果。

系统的仿真模型如图 3-16 所示。图中各个环节的参数,按 3.4.2 节所设计的轧机工作辊调速系统参数设置。

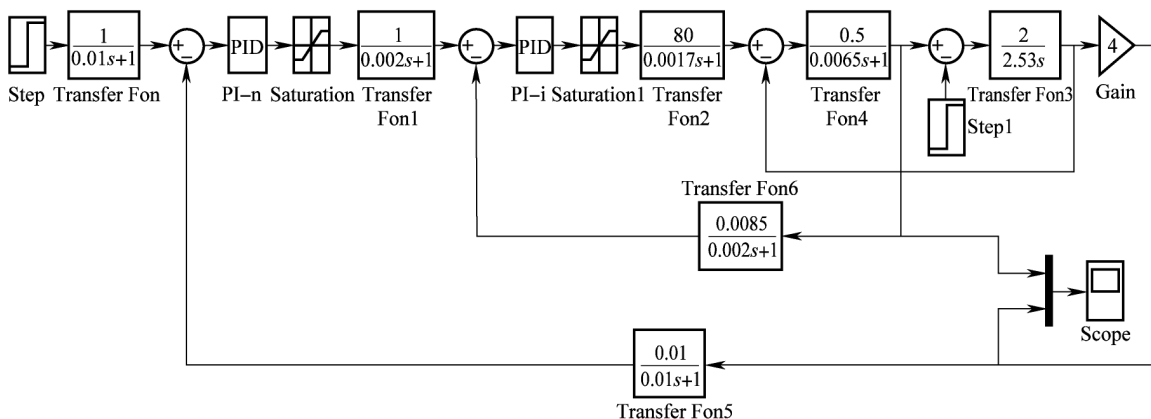


图 3-16 轧机轧辊转速、电流双闭环直流调速系统仿真模型

图 3-17 为系统在最高给定转速为 1 000 r/min 条件下,带额定负载时正、反转运行的仿真实验结果。图中转速为实际值,电流用 I_a/I_N 的标幺值给出。由图可见,系统的起动和制动电流均限制在 1.5 倍的额定电流,电机在恒流条件下起动和制动,起动时间约 0.3 s,制动时间约 0.6 s,电流超调 $\sigma_i < 5\%$,转速超调 $\sigma_n \% < 10\%$,稳态误差几乎为零,实现了系统的快速动态响应和无静差调速。

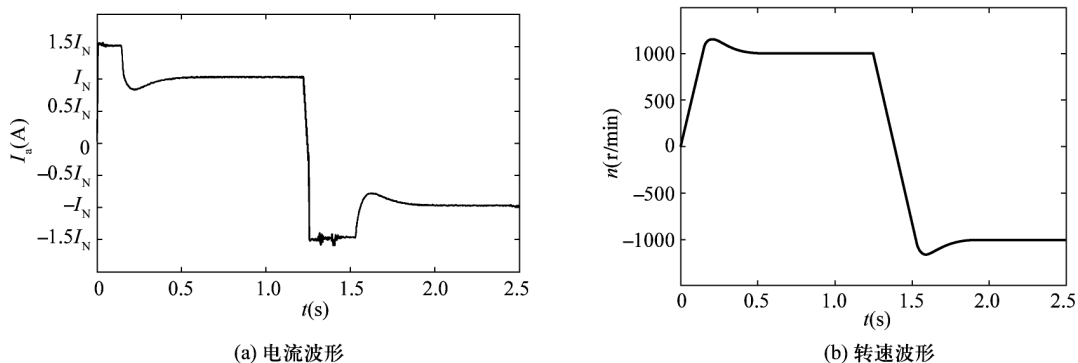


图 3-17 $n^* = n_N = 1\,000\text{ r/min}$, $I_L = I_{LN}$ 时正、反转运行的仿真实验结果

图 3-18 为系统在最低给定转速为 100 r/min 条件下,带额定负载时正、反转运行的仿真实

验结果。由图可见,系统的起动和制动电流均限制在 1.5 倍的额定电流,电机在恒流条件下起动和制动,起动时间约 0.1 s,制动时间约 0.3 s,电流超调 $\sigma_i < 5\%$,转速超调 $\sigma_n \% < 10\%$,稳态误差几乎为零,实现了系统的快速动态响应和无静差调速。

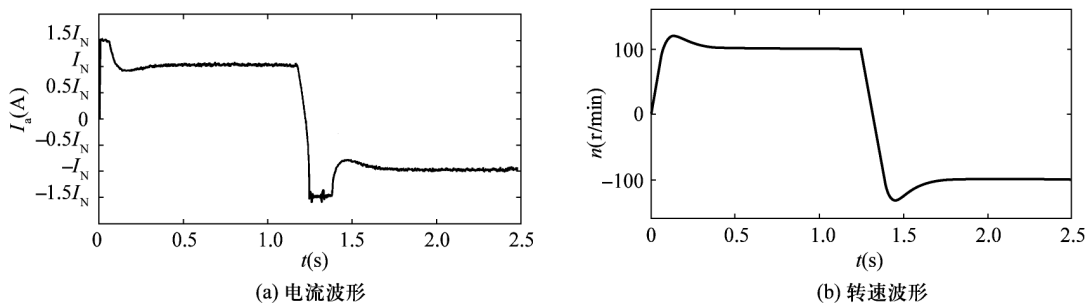


图 3-18 $n^* = n_N = 100 \text{ r/min}$, $I_L = I_{LN}$ 时正、反转运行的仿真实验结果

由仿真实验结果可知,采用所设计的转速、电流调节器可使系统的电流超调量 $\sigma_i \leq 5\%$,转速超调量 $\sigma_n \leq 10\%$,调速范围 $D = 10$,静差率 $s \leq 2\%$,满足系统各项动、静态性能指标的要求。

3.4.4 一种双闭环直流调速系统调节器的设计方法

3.4.2 节和 3.4.3 节介绍了应用典型系统工程设计方法进行双闭环直流调速系统的设计。本节介绍另一种双闭环直流调速系统调节器的工程设计方法。

1. 调节器设计思想

在调节器的设计中,作如下假设:

- (1) 调节器的带宽远小于采样频率;
- (2) 每个控制环操作相对独立,也就是指外环带宽远小于内环带宽;
- (3) 被控对象等效于一个一阶模型。

那么,采用 PI 调节器的闭环控制系统就可等效于一个二阶模型。

$$\varphi(s) = \frac{P(s)}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2}$$

其中 ξ 为系统的阻尼系数, ω 为自然振荡频率。从自控原理可知选取阻尼系数 ξ 可参照二阶模型几种典型响应情况,响应曲线如图 3-19 所示。

振荡频率 ω 决定了系统的通带。根据期望的动态特性,通过加入的 PI 调节器可以改变系统的振荡频率。但当选择 ω 时,应该考虑下面的情况。

(1) 控制对象本身的动态性能。控制对象有着自身的带宽,加入的 PI 调节器,应在此基础上考虑对系统动态性能的影响。

(2) 采样周期。采样周期在数字控制系统中是一个重要的参量。从采样信号的保真度来看,采样周期必须满足香农(Shannon)采样定理,所以,采样频率 $\omega_s \geq 2\omega_{\max}$,其中, ω_{\max} 是被采样

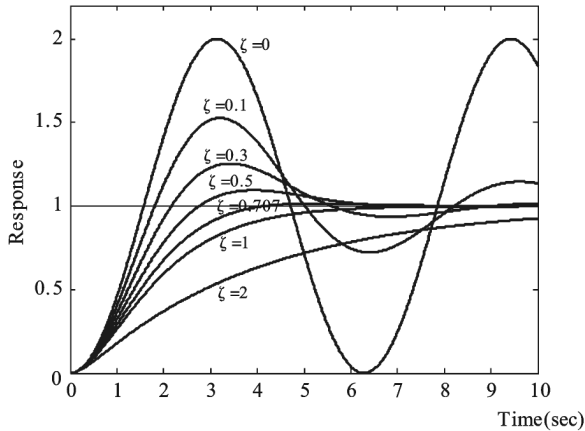


图3-19 二阶典型系统阶跃响应曲线

信号的最高角频率。由于 $\omega_s = \frac{2\pi}{T}$, 对于需要加入调节器的控制系统, 选定了采样周期 T , 则调节后的系统振荡频率上限值为 $\omega_{\max} \leq \frac{\pi}{T}$ 。可见, 系统的采样周期和振荡频率是相互影响的。

(3) 在实际的伺服控制器中, ω_0 的选择还受调节器输出幅值的限制。输出幅值限制越高, 意味着更快的响应和更大的带宽。

根据上面调节器设计的思想, 进行调节器设计的步骤如下:

- (1) 根据控制对象的特性选取采样频率;
- (2) 将系统等效为一个模拟控制模型;
- (3) 根据加入 PI 调节器后的系统闭环传递函数与二阶典型系统的对应关系, 确定调节器参数的表达式;
- (4) 选择二阶系统期望的响应特性, 并据此确定特性指标 ω 和 ξ ;
- (5) 计算调节器的参数, 并评估响应特性。

2. 调节器设计

(1) 电流环调节器设计

对于一般的直流电机模型, 电压平衡方程为:

$$U_{d0} = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} + E \quad (3-45)$$

电流环控制一般使用 PI 控制器, 在设计电流环时, 可以忽略反电动势 E 的作用。对上述公式进行拉普拉斯变换, 可得:

$$\frac{i_d(s)}{U_{d0}(s)} = \frac{1}{R + Ls} \quad (3-46)$$

图3-20为经过简化后的电流环结构框图,图中 K_s 为正向比例系数, β 为电流反馈比例系数。

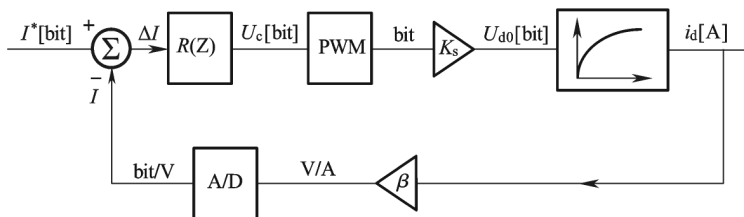


图3-20 电流环结构框图

为了控制器设计算法及结果能够直接用在单片机中,控制器用数字离散形式表达,其中,电流环PI控制器模块:

$$R(z) = K_{p_spd} + \frac{K_{i_spd}}{1-z^{-1}} \quad (3-47)$$

公式(3-47)经过拉普拉斯变换之后,得到传递函数为:

$$R(s) = K_{p_crt} + \frac{K_{i_crt}}{s} \quad (3-48)$$

从而可以计算得到整个电流环的闭环传递函数为:

$$\varphi(s) = \frac{\frac{K_{p_crt} K_s s}{L} + \frac{K_s K_{i_crt}}{L}}{s^2 + \frac{R + K_s \beta K_{p_crt}}{L} s + \frac{K_s \beta K_{i_crt}}{L}} \quad (3-49)$$

由于二阶标准型系统的传递函数为:

$$\varphi(s) = \frac{P(s)}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2} \quad (3-50)$$

通过式(3-49)、式(3-50)比较得到两个方程,如下:

$$\frac{R + K_s \beta K_{p_crt}}{L} = 2\xi\omega \quad (3-51)$$

$$\frac{K_s \beta K_{i_crt}}{L} = \omega^2 \quad (3-52)$$

求解方程(3-51)、(3-52),得到电流环PI调节器的参数为:

$$K_{p_crt} = \frac{2\xi\omega L - R}{K_s \beta} \quad (3-53)$$

$$K_{i_crt} = \frac{L\omega^2}{K_s \beta} \quad (3-54)$$

考虑到电子系统比机械系统响应要快,并且振荡频率和系统响应时间成反比例,所以电流环的振

荡频率可如下估计： $\omega=40/\tau$ ，其中 τ 为机械时间常数。同时，若电流环的采样周期为 T_s ，这样由香农定理可知振荡频率的最大值为 $\omega_{\max}=\pi/T_s$ 。对于这个原理性的限制，在实际应用中，需要选择一个更小的振荡频率。为了简化计算，这里选取 $\omega=1/4T_s$ 。电流环应快速跟踪给定，所以阻尼比 ξ 应选取在 0.707 左右。

(2) 速度调节器设计

速度调节器被用来调节机械系统速度跟踪外部参考输入的性能。若忽略阻尼转矩和扭转弹性转矩，运动控制系统的基本运动方程可简化为：

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L = K_T \Phi I - T_L \quad (3-55)$$

这个系统可由以下传递函数来描述：

$$G_c(s) = \frac{K_T \phi}{J s} = \frac{\mu}{s} \quad (3-56)$$

式(3-56)中， $\mu=K_T\phi/J$ 。通常，对于电子控制系统，电子系统过渡过程比机械系统快得多，则在设计转速环时，可以认为在电动机内的电流时刻跟踪参考电流的变化（通过电流闭环来实现），电动机是被电流控制的。如果等效于一阶系统的速度环，其带宽小于电流环，那么这种假设是有效的。一般情况下，应该选择 $\omega(\text{speed}) \leq \omega(\text{current}) \times 0.1$ 。若假设系统中的电流控制是理想的，则电流控制电动机的传递函数等效于机械系统的传递函数，可以用机械系统的传递函数式(3-56)代替。对于速度控制，采用PI控制器的速度控制环传递函数结构框图如图3-21所示，其中 U_{id} 表示正比于电枢电流的控制电压表示形式， α 为转速反馈系数。

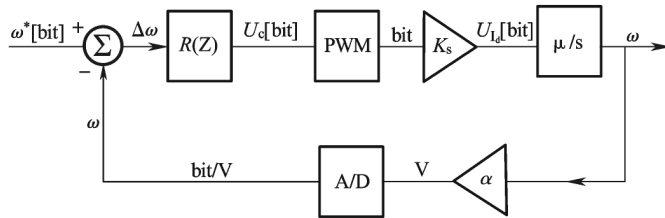


图 3-21 速度环结构框图

为了控制器设计算法及结果能够直接用在单片机中，控制器用数字离散形式表达，其中，转速环PI控制器模块：

$$R(z) = K_{p,spd} + \frac{K_{i,spd}}{1-z^{-1}} \quad (3-57)$$

公式(3-57)经过拉普拉斯变换之后，得到传递函数为：

$$R(s) = K_{p,spd} + \frac{K_{i,spd}}{s} \quad (3-58)$$

系统的闭环传递函数可得：

$$\phi(s) = \frac{(K_{p_spd}s + K_{i_spd})\mu K_s}{s^2 + K_{p_spd}K_s\alpha\mu s + K_{i_spd}K_s\alpha\mu} \quad (3-59)$$

对于二阶标准型系统的传递函数为：

$$\phi(s) = \frac{P(s)}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2} \quad (3-60)$$

对比二阶系统标准形式,可求出 PI 调节器的参数如下：

$$K_{p_spd} = \frac{2\xi\omega}{\mu K_s\alpha} \quad (3-61)$$

$$K_{i_spd} = \frac{\omega^2}{\mu K_s\alpha} \quad (3-62)$$

对于图 3-21 中的给定速度 ω^* [bit] 也是数字形式表达,和电机转速 rpm 之间的关系：

$$\text{电机转速 rpm} = \frac{60}{4 \times N[\text{lines}] \times T_s} \times \omega^* [\text{bits}] \quad (3-63)$$

其中： N 为光电编码器电动机每转输出脉冲数；

T_s 为速度闭环采样周期；

系数 4 是光电编码器输出脉冲上升沿和下降沿都触发时的倍频系数。

(3) PI 控制器离散化

以 PI 控制器为例进行离散,PI 控制器以传递函数的形式表示为：

$$R(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3-64)$$

将 $s = \frac{z-1}{T_s}$ 带入式 (3-64),则离散化的传递函数为：

$$R(z) = K_p + K_i \frac{T_s z}{z-1} \quad (3-65)$$

同样的方法即可得到本设计中电流环、速度环控制器的离散形式,其中电流环的采样频率 T_{s_crt} 可选为 10 kHz,速度环的采样频率可选为 1 kHz。

3.5 直流调速装置

在生产实际中,为解决某一设备的调速问题,通常选用标准调速装置,能缩短设计和投产的周期,具有更合理的性能价格比。调速装置选购的基本原则及应注意的问题如下。

1. 基本原则

(1) 直流调速装置的相数

首先要考虑装置的容量等级,对于几千瓦的小型装置,可以采用单相变流器,以降低成本。对功率在 10 kw 以上的调速装置应采用三相变流器,特大型设备甚至可用 12 相变流装置以使三相平衡。变流相数越高,其控制灵敏度越高,但成本也越高。

(2) 调速性能指标的满足

要满足动态性能指标,即系统的快速性和稳定性要解决好,并有良好的跟随性能和抗扰性能。也要满足静态指标,即满足调速范围和静差率是对调速装置的基本要求。指标要求越高,装置越复杂,价格越高。

(3) 调速装置的容量大小

所选择调速装置的功率应大于或等于实际需要的功率。

(4) 经济实用

在满足性能指标的前提下,尽量选取技术含量高、节能高效、成本较低的装置,淘汰落后低效、浪费能源的旧式装置。

2. 选用调速装置时应注意的问题

(1) 所选装置应能长期连续工作。

(2) 所选装置应有足够的过载能力。

(3) 应结合当地供电情况考虑电压波动造成的影响。

(4) 直流调速装置中,要求给定电源精度,在电源电压波动 $\pm 10\%$ 、温度变化 $\pm 10\%$ 时,其精度为 $\pm 10\%$ 。

(5) 接入调速装置的电源容量越大越好,至少电源变压器的容量要为调速装置容量的5倍以上。

如前文所述,本章所列举的轧机工作辊直传动系统选用如图3-22所示西门子6RA70型直流调速器。专用工业直流调速器在许多工业领域得到应用:如印刷机械的主传动;起重机行业中的行走机构和提升机构;电梯和缆车的传动机构;钢铁工业中的剪切传动、轧机传动、卷取机传动等。由于专用工业直流调速器把所有的部件都集成到数字环境中,从而使得配置和服务变得更加简单,而且工程费用也大大减少。



图3-22 西门子直流调速器

本调速系统所选用的6RA70控制模块主要有:

(1) C98043-A7001:完成与上位机及S7-300的通讯、电枢励磁触发、脉冲使能、数据运算及输出等功能;

(2) C98043-A7002:完成模拟数据量采集、励磁回路触发脉冲等功能;

(3) C98043-A7004:完成电枢电压检测、励磁系统数据采集和放大。

应用直流调速器,由内置的电枢电流调节器和电流互感器构成电流环,由内置速度调节器和安装在直流电机轴上的光电脉冲编码器构成速度环。速度调节器和电流调节器实现串联连接,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中晶闸管的触发电路,从而控制其输出电压,即加到轧辊电机电枢两端的电压,实现对轧辊电机的转速调节。

上述一系列调节器已集成至直流调速器中,通过设置一些相关参数,使之符合轧机直流调速系统的需要。参数设定与监视可通过调速器的操作面板实现,也可通过专用软件实现。

西门子6RA70直流调速器的基本参数设定如下。

① 调整整流器额定电流

P076.001——整流器额定电枢电流;P076.002——整流器额定励磁电流。

② 调整整流器供电电压

P078.001——电枢回路供电电压;P078.002——励磁回路供电电压。

③ 输入电动机数据(必须按电动机铭牌的规定写入)。

④ 实际速度检测方式选择

使用脉冲编码器:

P083=2——速度实际值由脉冲编码器提供;P140——选择脉冲编码器类型;P141——脉冲编码器的脉冲数(脉冲数/转);P142——设置脉冲编码器信号电压;P143——设置脉冲编码器的最大运行速度(r/min)。

⑤ 基本工艺功能的选择

(I) 电流限幅

P171——在转矩方向I的电机电流限幅(为P100的百分数);

P172——在转矩方向II的电机电流限幅(为P100的百分数);

(II) 转矩限幅

P180——在转矩方向I的转矩限幅(为电动机额定转矩的百分数);

P181——在转矩方向II的转矩限幅(为电动机额定转矩的百分数);

⑥ 报警功能的设置

F007——过电压;F018——在开关量输出端短路;F031——速度调节器监控;F035——传动系统堵转;F036——无电枢电流流过。

另外,可通过设定相关参数的值,实现进行调速器的优化运行。主要优化参数设定清单如下。

① 自动优化运行

P051 = 25——电枢和励磁的预控制和电流调节器的优化运行: 电流调节器优化运行可以在电机轴上没有负载时执行, 为防止“飞车”, 必要时要将电机机械锁住;

P051 = 26——速度调节器的优化运行: 选择速度调节回路动态响应的程度, 对于速度调节器的优化, 在电机轴上必须接上最后有效的机械负载, 因为所设定的参数同所测量的转动惯量有关;

P051 = 27——励磁减弱的优化运行: 这个优化运行仅能在无机械负载下执行。

② 手动优化

根据通常适用的优化规则, 使用给定控制箱设置经验数据或设置优化。

例如可通过设置如下参数进行速度调节器的优化: P200——实际速度滤波; P225——速度调节器 P 增益; P226——速度调节器积分时间; P227——速度调节器软化; P228——速度给定滤波。

3.6 可逆直流调速系统

在生产实际中, 许多生产机械要求电动机既能正转, 又能反转, 而且常常还需要在减速和停车时要有制动作用, 以缩短制动时间, 这就需要电力传动系统具有四象限运行的特性, 也就是说, 需要可逆的调速系统。例如可逆轧机的主传动和压下装置, 电弧炉的提升机构, 龙门刨床工作台的传动, 矿井卷扬机、电梯以及电气机车等, 都要求电动机频繁快速的正、反向运行。还有一类生产机械, 虽然并不需要电动机可逆运行, 但却需要电动机能快速停车, 例如薄板连轧机的卷曲机传动就是一个典型的例子。对于直流电动机, 改变电枢电压的极性, 或是改变励磁磁通的方向, 都能够改变其旋转方向。然而当电动机采用电力电子变流器供电时, 由于电力电子器件的单向导电性, 问题就变得复杂起来了, 需要专用的可逆电力电子变流器和自动控制系统。无论是采用改变电枢电压的极性还是改变励磁磁通的方向来改变直流电动机的转向, 都需要其供电电源能够输出极性可变的直流电压。

3.6.1 晶闸管-电动机可逆直流调速系统

由于晶闸管的单向导电性, 它不允许电流反向, 无法实现直流电动机的可逆运行。如果要可逆运行, 需再增加一组可控整流器, 组成两组晶闸管反并联可逆电路, V-M 可逆系统的结构如图 3-23 所示。

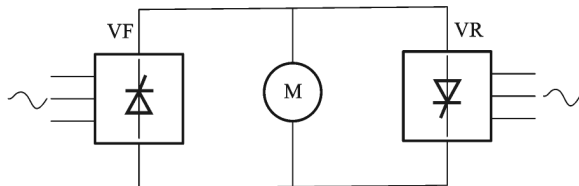


图 3-23 两组晶闸管反并联 V-M 可逆系统结构图

V-M 可逆系统的工作原理是分别控制两组整流器:

(1) 当直流电动机正向电动运行时,由正组整流器 VF 供电,控制 $\alpha_F \leq 90^\circ$,使 VF 工作于整流状态,此时,电动机的机械特性在第 I 象限;

(2) 当直流电动机反向电动运行时,由反组整流器 VR 供电,控制 $\alpha_R \leq 90^\circ$,使 VR 工作于整流状态,此时,电动机的机械特性在第 III 象限;

(3) 当直流电动机正向再生发电运行时,控制 $\alpha_R \geq 90^\circ$,使 VR 工作于有源逆变状态,通过 VR 将直流电逆变回馈给电网,此时,电动机的机械特性在第 II 象限;

(4) 当直流电动机反向再生发电运行时,控制 $\alpha_F \geq 90^\circ$,使 VF 工作于有源逆变状态,通过 VF 将直流电逆变回馈给电网,此时,电动机的机械特性在第 IV 象限。

其四象限运行特性如图 3-24 所示。

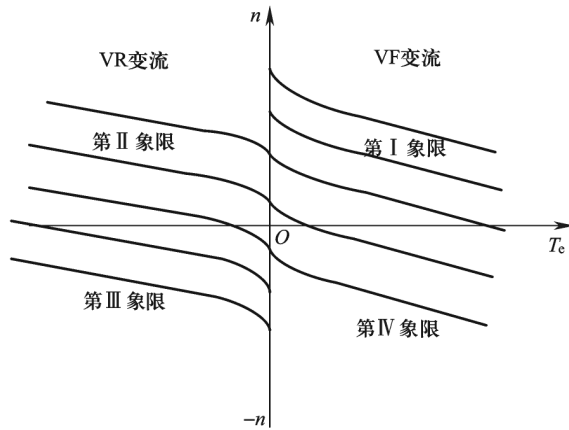


图 3-24 V-M 可逆系统的运行特性

可逆电路正反转时晶闸管整流器和电动机的工作状态归纳起来如表 3-9 所示。

表 3-9 V-M 系统反并联可逆线路的工作状态

V-M 系统的工作状态	正向运行	正向制动	反向运行	反向制动
电枢端电压极性	+	+	-	-
电枢电流极性	+	-	-	+
电机旋转方向	+	+	-	-
电机运行状态	电动	回馈制动	电动	回馈制动
晶闸管工作的组别和状态	正组、整流	反组、逆变	反组、整流	正组、逆变
机械特性所在象限	I	II	III	IV

注:各量的极性均以正向电动运行时为“+”

即使是不可逆的调速系统,只要是需要快速的回馈制动,常常也采用两组反并联的晶闸管整流器,由正组提供电动运行所需的整流供电,反组只提供逆变制动电流。这时,两组晶闸管整流器的容量大小可以不同,反组只在短时间内给电动机提供制动电流,并不提供稳态运行的电流,实际采用的容量可以小一些。由此可见,采用晶闸管整流器构成直流可逆调速系统比较复杂。

3.6.2 基于 PWM 控制的可逆直流调速系统

H 型可逆脉宽调速系统的基本原理如图 3-25 所示,其主要电路开关器件可采用 IGBT、PMOSFET 以及智能功率模块(IPM),常应用于中、小功率的可逆直流调速系统。

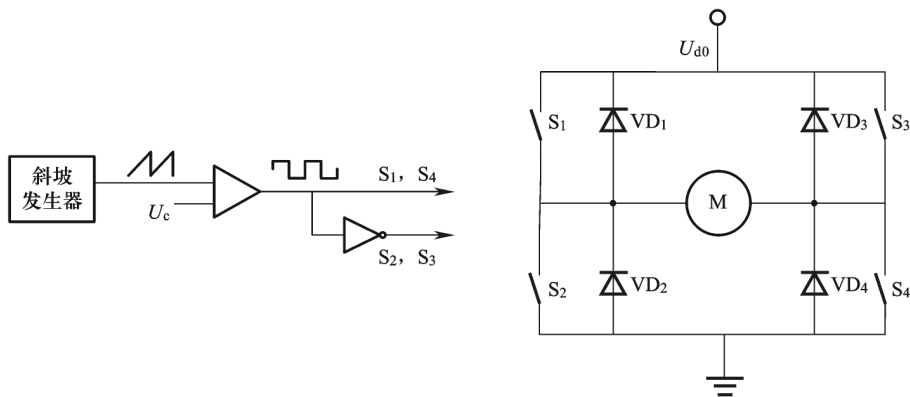


图 3-25 H 型可逆脉宽调速系统的基本原理图

图 3-25 中,由四个电力电子开关器件 $S_1 \sim S_4$ 和续流二极管构成桥式电路拓扑。H 型可逆 PWM 变速器的控制方式有双极式控制、单极式控制和受限单极式控制等。

现以双极式控制为例,说明 H 型可逆 PWM 变换器的工作原理。

(1) 正向运行(在此期间 S_2 和 S_3 始终保持断开)

第 1 阶段,在 $0 \leq t \leq t_{on}$ 期间, S_1 和 S_4 同时导通,电动机 M 的电枢两端承受电压 $+U_{d0}$,电流 i_d 正上升。

第 2 阶段,在 $t_{on} \leq t \leq T$ 期间, S_1 和 S_4 断开, VD_2 和 VD_3 续流,电动机 M 的电枢两端承受电压 $-U_{d0}$,电流 i_d 下降,但由于平均电压 U_d 高于电动机的反电动势 E ,电动机正向电动运行,其波形如图 3-26 所示。

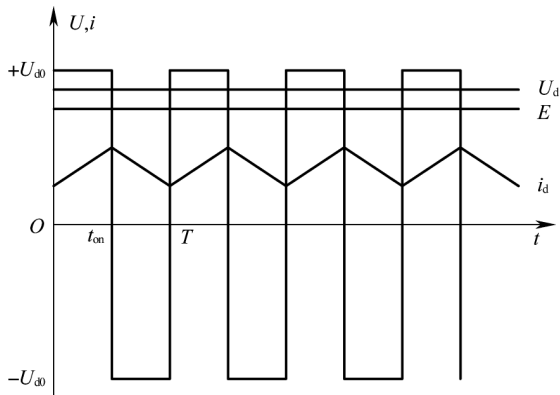


图 3-26 H 型可逆脉宽调速系统正向运行电压波形图

(2) 反向运行(在此期间 S_1 和 S_4 始终保持断开)

第1阶段,在 $0 \leq t \leq t_{on}$ 期间, S_2 和 S_3 断开,通过 VD_1 和 VD_4 续流,电动机 M 的电枢两端承受电压 $+U_{d0}$, 电流 $-i_d$ 沿反方向下降。

第2阶段, $t_{on} \leq t \leq T$ 期间, S_2 和 S_3 同时导通,电动机 M 的电枢两端承受电压 $-U_{d0}$, 电流 $-i_d$ 沿反方向上升;由于平均电压 $| -U_d |$ 高于电动机的反电动势 $| -E |$, 电动机反向电动运行,其波形如图 3-27 所示。

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。如果用 t_{on} 表示 S_1 和 S_4 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

$$U_d = \frac{t_{on}}{T} U_{d0} - \frac{T-t_{on}}{T} U_{d0} = \left| \frac{2t_{on}}{T} - 1 \right| U_{d0} = (2\rho - 1) U_{d0} \quad (3-66)$$

如果令 $\delta = 2\rho - 1$, 调速时, ρ 的可调范围为 $0 \sim 1$, 则 $-1 < \delta < +1$ 。由此,调节占空比 ρ , 可获得连续可调的直流输出,以控制直流电动机转速。

(I) 当 $\rho > 0.5$ 时, δ 为正,电动机正转。

(II) 当 $\rho < 0.5$ 时, δ 为负,电动机反转。

(III) 当 $\rho = 0.5$ 时, δ 为零,电动机停止。

由于电动机停止时电枢电压并不等于零,而是正负脉宽相等的交变脉冲电压,因而电流也是交变的。这个交变电流的平均值为零,不产生平均转矩,徒然增大电机的损耗,这是双极式控制的缺点。但它也有好处,在电动机停止时仍有高频微振电流,从而消除了正、反向时的静摩擦死区,起着所谓“动力润滑”的作用。

双极式控制的桥式可逆 PWM 变换器有下列优点:

- ① 电流一定连续;
- ② 可使电动机在四象限内运行;
- ③ 电动机停止时有微振电流,能消除静摩擦死区;
- ④ 低速平稳性好,系统的调速范围广;
- ⑤ 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。

H 型可逆脉宽调速系统的四象限运行曲线呈直线形,如图 3-28 所示。

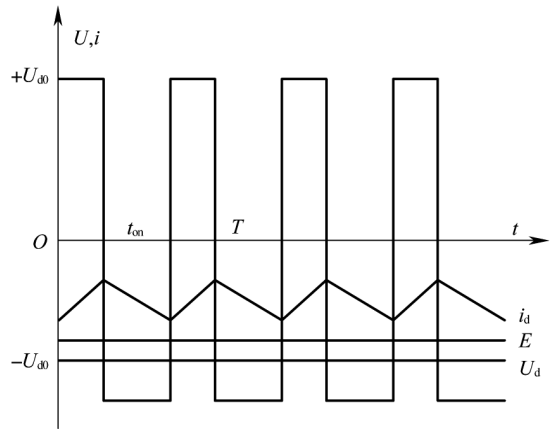


图3-27 H型可逆脉宽调速系统反向运行电压波形图

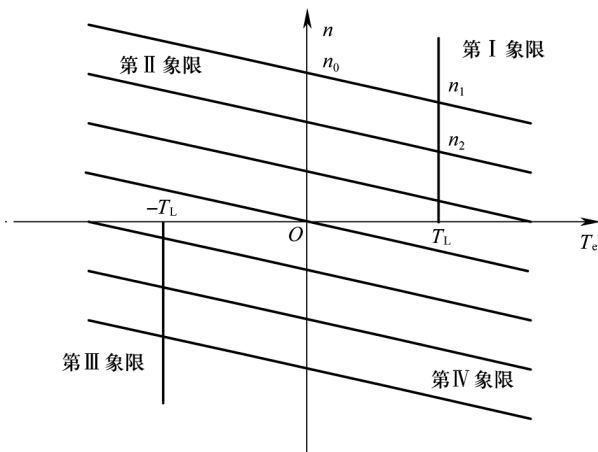


图 3-28 H 型可逆脉宽调速系统的机械特性

3.6.3 无环流控制的可逆直流调速系统

3.6.3.1 V-M 系统的环流问题

采用两组晶闸管整流器反并联的可逆 V-M 系统解决了电动机的正、反转运行和回馈制动问题,但是,如果两组装置的整流电压同时出现,便会产生不流过负载而直接在两组晶闸管之间流通的短路电流,称作环流,如图 3-29 中的 I_c 。一般地说,这样的环流对负载无益,徒然加重晶闸管和变压器的负担,消耗功率,环流太大时会导致晶闸管损坏,因此应该予以抑制或消除。

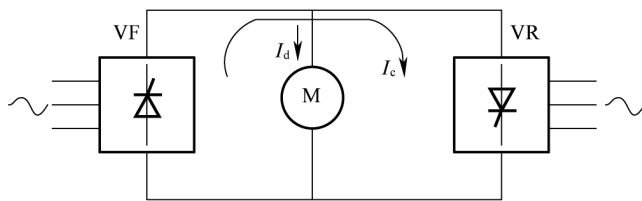


图 3-29 反并联可逆 V-M 系统中的环流

在不同情况下,会出现下列不同性质的环流。

(1) 静态环流。两组可逆电路在一定触发延迟角下稳定工作时出现的环流,其中又有两类:

- ① 直流平均环流。由晶闸管整流器输出的直流平均电压差所产生的环流称作直流平均环流。
- ② 瞬时脉动环流。两组晶闸管整流器输出的直流平均电压差虽为零,但因电压波形不同,瞬时电压差仍会产生脉动的环流,称作瞬时脉动环流。

(2) 动态环流。仅在可逆 V-M 系统处于过渡过程中出现的环流。

在两组晶闸管反并联的可逆 V-M 系统中,如果让正组 VF 和反组 VR 都处于整流状态,两组的直流平均电压正负相连,必然产生较大的直流平均环流。为了防止直流平均环流的产生,需要采取必要的抑制环流的措施:

(1) 采用封锁触发脉冲的方法,在任何时候,只允许一组晶闸整流器置于工作状态,而让另一组晶闸管关闭,这样就不会出现环流。采用这种控制策略的系统称为无环流可逆调速系统。

(2) 采用配合控制的策略,使一组晶闸管整流器工作在整流状态,另一组则工作在逆变状态,且使其幅值相等,用逆变电压 U_{di} 把整流电压 U_{di} 顶住,则直流平均环流为零。

由于两组晶闸管整流器相同,两组的最大输出电压是一样的,因此,当直流平均环流为零时,应有 $\cos\alpha_R = -\cos\alpha_F$, 或 $\alpha_F + \alpha_R = 180^\circ$ 。如果逆变组的触发延迟角 α 用逆变角 β 表示,则

$$\alpha = \beta \quad (3-67)$$

可见,如果按照式(3-67)来控制就可以消除直流平均环流,这称作 $\alpha = \beta$ 配合控制。

无环流直流调速系统的实现方案有两类:一类是采用直流 PWM 控制的可逆调速系统;另一类是采用逻辑无环流控制的可逆调速系统。

3.6.3.2 采用 PWM 控制的可逆直流调速系统

PWM 可逆直流调速系统的原理框图如图 3-30 所示,其中主电路采用 H 形电路拓扑, TG 为测速发电机,当调速精度要求较高时可采用数字测速码盘, TA 为霍尔电流传感器, GD 为驱动电路模块,内部含有光电隔离电路和开关放大电路, UPW 为 PWM 波生成环节,其算法包含在单片微机软件中。

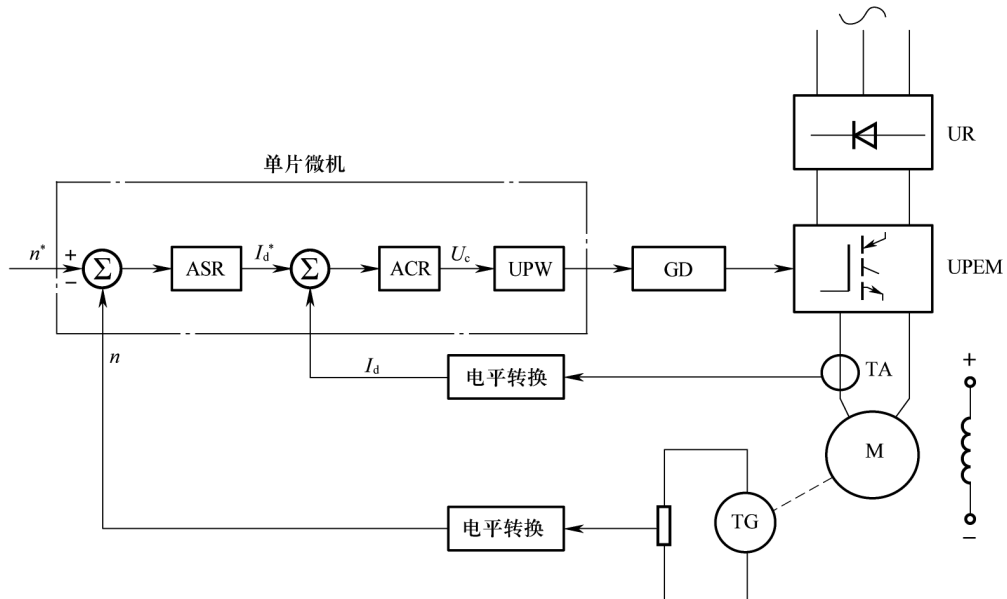


图 3-30 PWM 可逆直流调速系统原理图

控制系统采用转速、电流双闭环控制,电流环为内环,转速环为外环,内环的采样周期小于外环的采样周期。ASR 和 ACR 大多采用 PI 调节器,当系统对动态性能要求较高时,还可以采用各种非线性和智能化的控制算法,使调节器能够更好地适宜控制对象的变化。当转速给定信号在 $-n_n^* \sim +n_n^*$ 之间变化并达到稳态后,由微机输出的 PWM 信号占空比 ρ 在 $0 \sim 1$ 的范围内变化,使直流斩波器 UPEM 的输出平均电压系数 $\delta = -1 \sim +1$,实现双极式可逆控制。

在控制过程中,为了避免同一桥臂上、下两个电力电子器件同时导通而引起直流电源短路,在上器件导通切换到下器件导通或反向切换时,必须留有死区时间,对于 IGBT,死区时间约需要 $5 \mu\text{s}$ 或更小些。

3.6.3.3 采用逻辑无环流控制的可逆调速系统

逻辑控制的无环流可逆调速系统的原理框图如图 3-31 所示,主电路采用两组晶闸管整流器反并联电路,控制系统采用典型的转速、电流双闭环系统。电流检测采用不反映极性的交流互感器和整流器,为此,正反向电流环分别各设一个电流调节器,1ACR 用来控制正组触发装置 GTF,2ACR 控制反组触发装置 GTR。

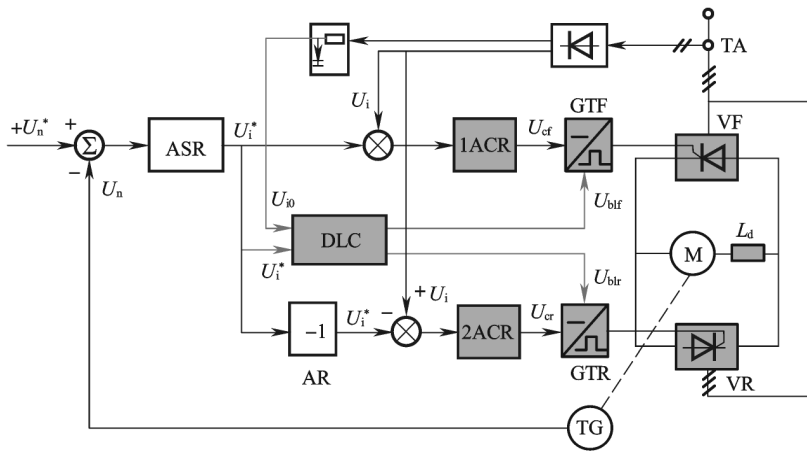


图 3-31 逻辑控制无环流可逆调速系统原理框图

为了保证不出现环流,设置了无环流逻辑控制环节 DLC,这是系统中的关键环节,它按照系统的工作状态,指挥系统进行正、反组的自动切换,其输出信号 U_{brf} 用来控制正组触发脉冲的封锁或开放, U_{br} 用来控制反组触发脉冲的封锁或开放,在任何情况下,两个信号必须是相反的,决不允许两组晶闸管同时开放脉冲,以确保主电路没有出现环流的可能。

思考题与习题

3-1 为何要在转速负反馈直流调速系统中引入电流负反馈?在转速、电流双闭环直流调速系统中,ASR和ACR各起什么作用?

3-2 在转速、电流双闭环直流调速系统中,调节器ASR、ACR均采用PI调节器。当ASR输出达到 $U_{im}^* = 8\text{ V}$ 时,主电路电流达到最大电流 80 A 。当负载电流由 40 A 增加到 70 A 时,试问:

- (1) U_i^* 应如何变化?
- (2) U_c 应如何变化?
- (3) U_c 值由哪些条件决定?

3-3 试从下述五个方面来比较转速、电流双闭环调速系统和带电流截止环节的转速单闭环调速系统:

- (1) 调速系统的静态特性;
- (2) 动态限流性能;
- (3) 起动的快速性;
- (4) 抗负载扰动的性能;
- (5) 抗电源电压波动的性能。

3-4 如果转速、电流双闭环调速系统中的转速调节器不是PI调节器,而改为P调节器,对系统的动态性能将产生什么影响?

3-5 环流有哪些种类?它们是如何产生的?控制环流的基本途径是什么?

3-6 在转速、电流双闭环直流调速系统中,两个调节器ASR、ACR均采用PI调节器。已知参数:电动机 $P_N = 3.7\text{ kW}$, $U_N = 220\text{ V}$, $I_N = 20\text{ A}$, $n_N = 1\text{ 000 r/min}$;电枢回路总电阻 $R = 1.5\ \Omega$;设 $U_{nm}^* = U_{im}^* = U_{cm} = 8\text{ V}$,电枢回路最大电流 $I_{dm} = 40\text{ A}$,电力电子变换器的放大系数 $K_s = 40$ 。试求:

- (1) 电流反馈系数 β 和转速反馈系数 α 。
- (2) 当电动机在最高转速发生堵转时的 U_{d0} 、 U_i^* 、 U_i 、 U_c 的值。

3-7 双闭环直流调速系统的ASR和ACR均为PI调节器,设系统最大给定电压 $U_{nm}^* = 15\text{ V}$, $n_N = 1\text{ 500 r/min}$, $I_N = 20\text{ A}$,电流过载倍数为2,电枢回路总电阻 $R = 2\ \Omega$, $K_s = 20$, $C_e = 0.127\text{ V}\cdot\text{min/r}$ 。求:

- (1) 当系统稳定运行在 $U_n^* = 5\text{ V}$, $I_{dL} = 10\text{ A}$ 时,系统的 n 、 U_n 、 U_i^* 、 U_i 和 U_c 各为多少?
- (2) 当电动机负载过大而堵转时, U_i^* 和 U_c 各为多少?

3-8 有一个系统,其控制对象的传递函数为 $W_{obj}(s) = \frac{K_1}{\tau s + 1} = \frac{10}{0.01s + 1}$,要求设计一个无静差系统,在阶跃输入下系统超调量 $\sigma \leq 5\%$ (按线性系统考虑)。试对系统进行动态校正,决定调节器结构,并选择其参数。

3-9 已知某双环系统电流环动态结构图如图3-32所示,其中 $T_1 = 0.09\text{ s}$, $T_s = 0.0017\text{ s}$, $K_s = 30$, $T_{oi} = 0.003\text{ s}$, $R = 0.4\ \Omega$, $\beta = 0.06\text{ V/A}$,要求系统无静差,且 $\sigma \leq 5\%$ 。

- (1) 选择电流调节器;
- (2) 求电流环开环放大倍数 K_1 ;
- (3) 求调节器参数;
- (4) 若将调节器本身的放大倍数提高一倍,其超调量为多大?
- (5) 校验近似条件。

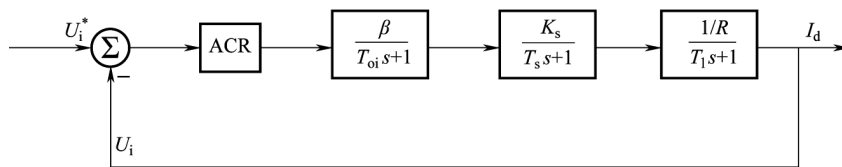


图3-32 双环系统电流环动态结构图