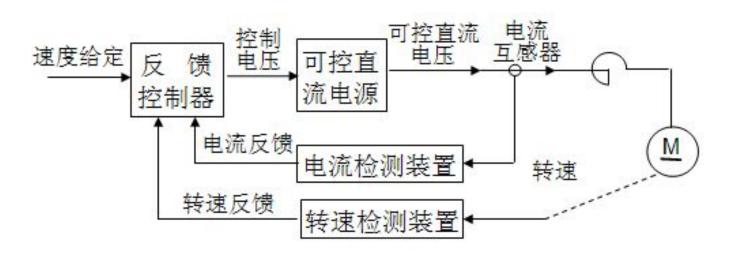
第3章 直流电动机调速控制系统

主要内容

直流调速系统的组成及数学模型 调速系统的控制要求和开环直流调速系统 转速负反馈单闭环直流调速系统 转速电流负反馈双闭环直流调速系统 调节器的工程设计方法 转速电流双闭环直流调速系统的设计

3.1 直流调速系统的组成及数学模型

3.1.1 直流调速系统的组成



控制电压用来控制可控直流电源的输出直流电压,从而调节电动机转速。开环调速系统往往不能满足生产机械的性能要求。为了提高系统的各项调速性能指标,需要引入反馈控制,最常用的反馈变量是转速和电枢电流,分别由转速检测装置和电流检测装置得到反馈信号作用到反馈控制器,自动调节控制电压,使输出转速的性能满足要求。

3.1.2 可控直流电源

上世纪中期之前,可控直流电源主要是由一台交流电动机驱动一台直流发电机,通过改变直流发电机的励磁电流来控制直流发电机的输出电压。

从60年代开始晶闸管控制的相控整流电源逐渐取代了旋转变流机组。随着全控型电力电子开关器件的进步,直流脉宽调制PWM变换电源发展很快,但在大功率及超大功率(兆瓦以上)直流调速范围内,相控整流电源是不可替代的。

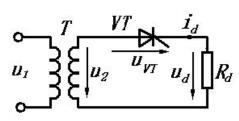
在要求快速响应的直流调速场合,特别在中、小容量的系统中,PWM变换电源已取代V—M系统成为主要的直流调速方式。

相控整流电源 PWM变换电源

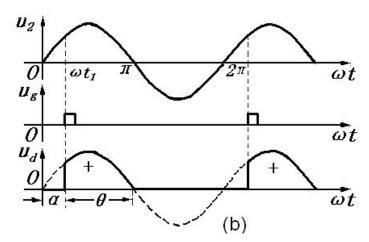
1、相控整流电源

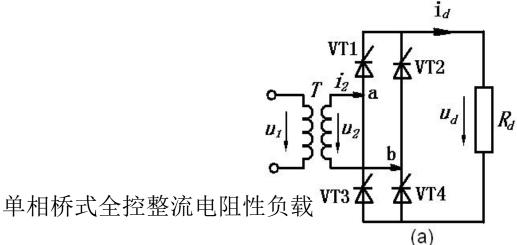
1957年晶闸管(SCR)问世,它是一种大功率半导体可控整流元件,简称"可控硅",20世纪60年代起就已生产出成套的晶闸管整流装置,变流技术出现了根本性的变革。

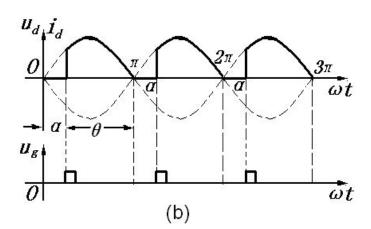
(1) 单相可控整流电路



单相半波可控整流带电阻性负载 (a)

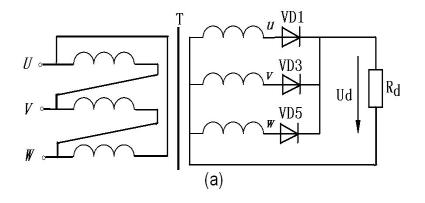


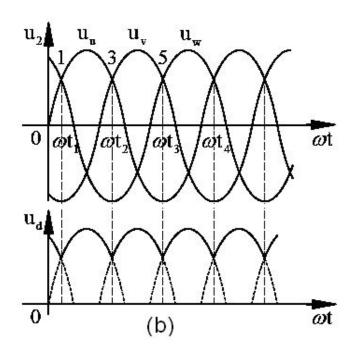




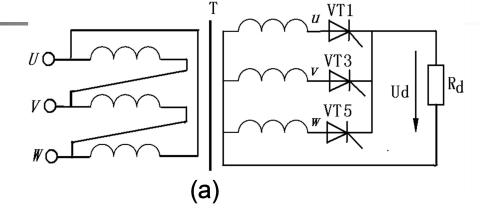
(2) 三相可控整流电路

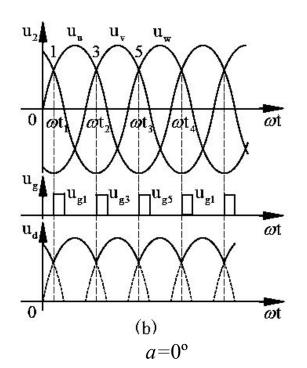
①三相半波不可控整流电路

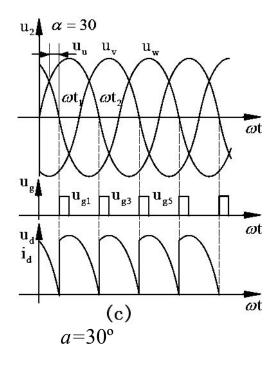


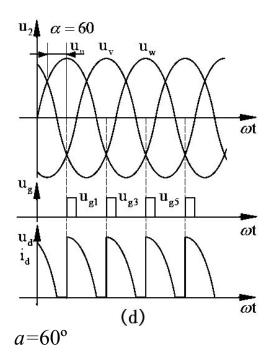


②三相半波可控整流电路

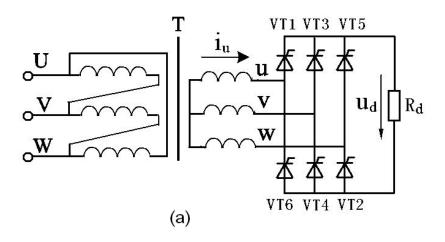


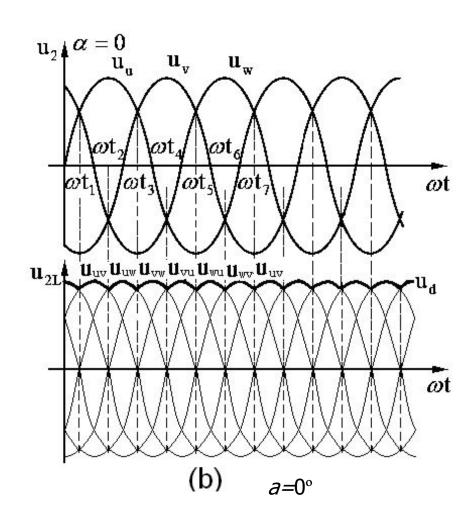






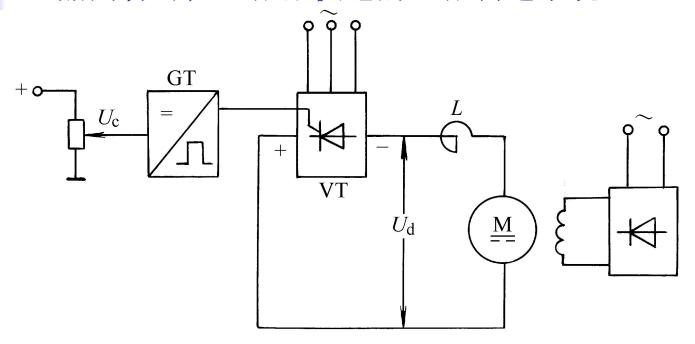
3三相桥式全控整流电路







晶闸管可控整流器供电的直流调速系统(V-M系统)



晶闸管-电动机调速系统(简称V-M系统),图中VT是晶闸管可控整流器,通过调节触发装置 GT 的控制电压 U_c 来移动触发脉冲的相位,即可改变整流电压 U_d ,从而实现平滑调速。

· V-M系统的特点

与G-M系统相比较:

- 晶闸管整流装置不仅在经济性和可靠性上都有很大提高,而且在技术性能上也显示出较大的优越性。
- 晶闸管可控整流器的功率放大倍数在10 4 以上,其 门极电流可以直接用晶体管来控制,不再像直流发电 机那样需要较大功率的放大器。
- 在控制作用的快速性上,变流机组是秒级,而晶闸管整流器是毫秒级,这将大大提高系统的动态性能。

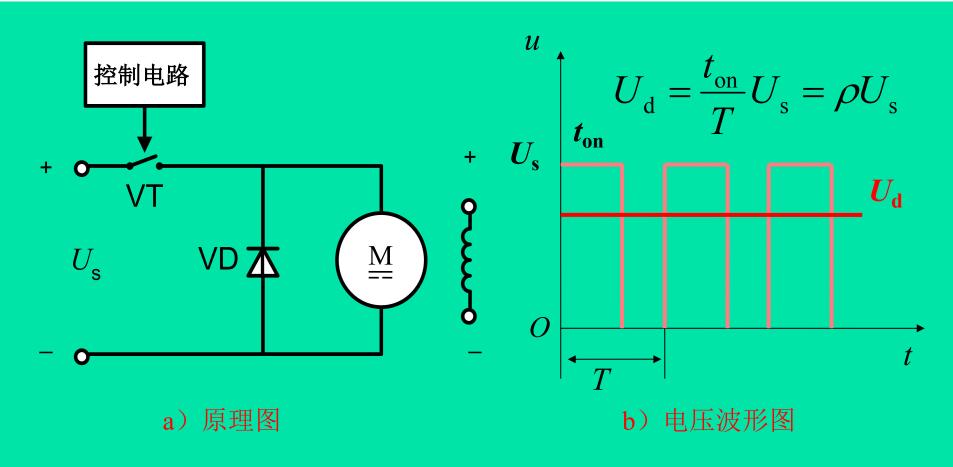
· V-M系统的问题

- 由于晶闸管的单向导电性,它不允许电流反向,给系统的可逆运行造成困难。
- ■晶闸管对过电压、过电流和过高的d l/d t与d i/d t 都十分敏感,若超过允许值会在很短的时间内损坏器件。
- 由谐波与无功功率引起电网电压波形畸变,殃及附近的用电设备,造成"电力公害"。



2、 脉宽调制 (PWM) 变换电源

(1) 脉宽调制(直流斩波器)的基本结构



直流斩波器-电动机系统的原理图和电压波形

(2) 斩波器的基本控制原理

电力电子开关器件,如快速晶闸管、GTO、IGBT等. 采用简单的单管控制时,称作直流斩波器,后来逐渐发 展成采用各种脉冲宽度调制开关的电路,脉宽调制变换 器(PWM---Pulse Width Modulation)。

(3) 输出电压计算

电动机得到的平均电压
$$U_{\rm d} = \frac{t_{\rm on}}{T} U_{\rm s} = \rho U_{\rm s}$$

(4) 斩波电路三种控制方式

根据对输出电压平均值的调制方式,分三种控制方式:

T不变,变 ton —脉冲宽度调制(PWM);

tn不变,变 T —脉冲频率调制(PFM);

ton和 T都可调,改变占空比—混合型



• PWM系统的优点

- (1) 主电路线路简单,需用的功率器件少;
- (2) 开关频率高,电流容易连续,谐波少,电机损耗及 发热都较小;
- (3)低速性能好,稳速精度高,调速范围宽,可达1:10000左右;
- (4) 若与快速响应的电机配合,则系统频带宽,动态响应快,动态抗扰能力强;
- (5) 功率开关器件工作在开关状态,导通损耗小,当开关频率适当时,开关损耗也不大,因而装置效率较高;
- (6) 直流电源采用不控整流时,电网功率因数比相控整流器高。



小 结

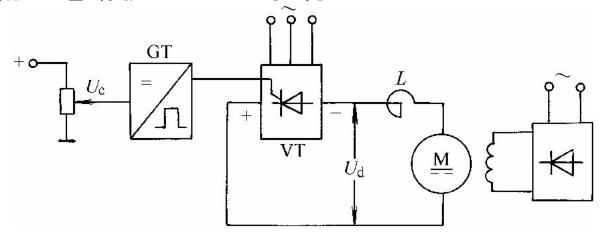
三种可控直流电源,V-M系统在上世纪60~70年代得到广泛应用,目前主要用于大容量系统。

直流PWM调速系统作为一种新技术,发展迅速,应用日益广泛,特别在中、小容量的系统中,已取代V-M系统成为主要的直流调速方式。



3.1.3 直流调速系统及数学模型

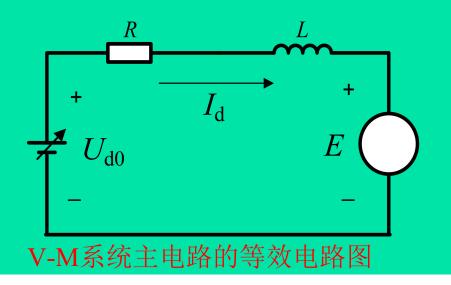
1. 相控整流—电动机(V-M)系统



VT是晶闸管可控整流器,它可以是任意一种整流电路,通过调节触发装置 GT的控制电压来移动触发脉冲的相位,从而改变整流输出电压平均值,实现 电动机的平滑调速。晶闸管整流在经济性和可靠性上有很大提高,技术性能 上更有很大的优越性。晶闸管可控整流器的功率放大倍数大约在104以上,控制功率小,有利于微电子技术引入到强电领域,在控制作用的快速性上也 大大提高,有利于改善系统的动态性能。

1), 可控直流电源的数学模型

(1)等效电路分析



瞬时电压平衡方程

$$U_{d0} = E + i_{d}R + L \frac{\mathrm{d}i_{d}}{\mathrm{d}t}$$

$$R = R_{\rm rec} + R_{\rm a} + R_{\rm L}$$

整流电压的平均值计算 全控整流电路,电流波形连续时

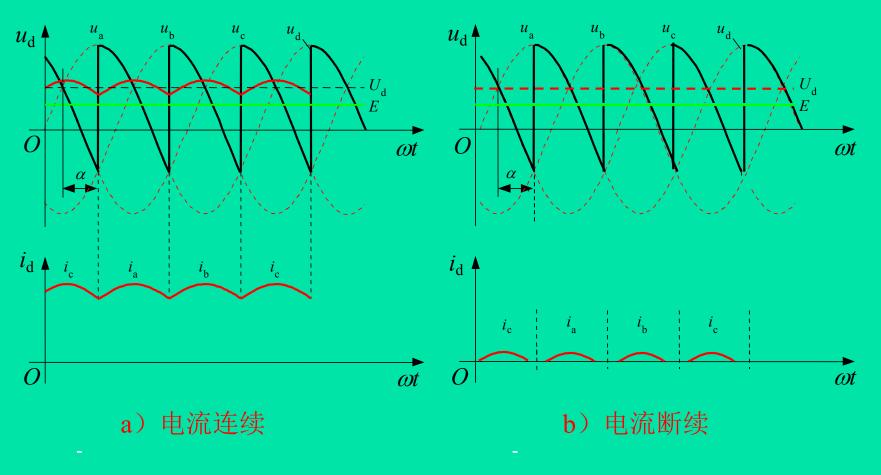
$$U_{d0} = \frac{m}{\pi} U_{m} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha$$

整流电路	单相全波	三相半波	三相全波	六相半波
$U_{ m m}$	$\sqrt{2}U_2^*$	$\sqrt{2}U_2$	$\sqrt{6}U_2$	$\sqrt{2}U_2$
m	2	3	6	6
$U_{ t d0}$	$0.9U_2\cos\alpha$	$1.17U_2\cos\alpha$	$2.34U_2\cos\alpha$	$1.35U_2\cos\alpha$

* U₂是整流变压器二次侧额定相电压的有效值

(2) 电流脉动及其波形的连续与断续

·V-M系统主电路的输出



V-M系统的电流波形



(3) 抑制电流脉动的措施

脉动电流的影响

- ①会产生脉动的转矩,对生产机械不利,
- ②谐波分量大,对电网不利,同时增加电机的发热。

抑制电流脉动的措施:

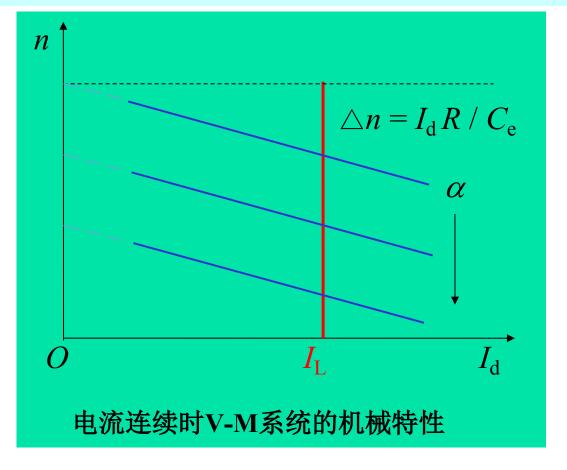
- 设置平波电抗器;
- 增加整流电路相数;
- 采用多重化技术。

(4) 晶闸管-电动机系统的机械特性

$$n = \frac{1}{C_{\rm e}} (U_{\rm d0} - I_{\rm d}R) = \frac{1}{C_{\rm e}} (\frac{m}{\pi} U_{\rm m} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha - I_{\rm d}R)$$

$$C_{
m e}=K_{
m e}$$
 Φ $C_{
m e}$ 额定磁通下电动势系数

只要电流连续, 晶闸管可控整流 器就可以看成是 一个线性的可控 电压源。

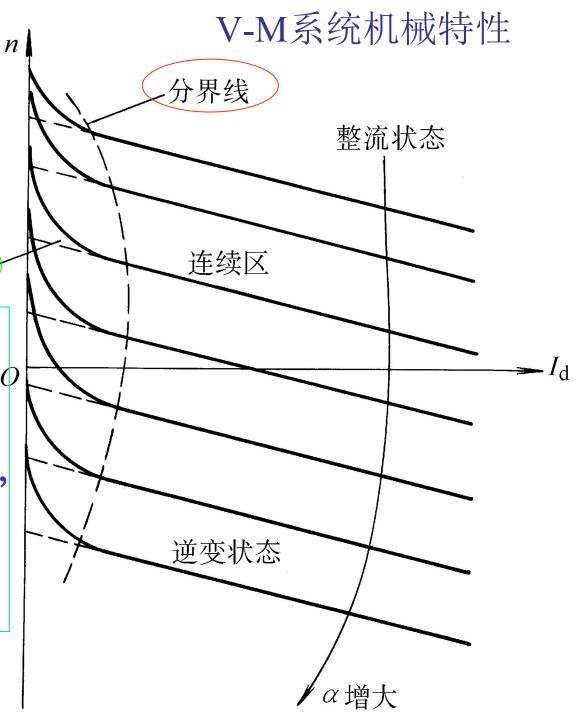


电流断续时,由于 非线性因素,机械 特性方程复杂得多.

断续区

当电流连续时,特性还比较硬;

断续段特性则很软, 而且呈显著的非线 性,理想空载转速 翘得很高。

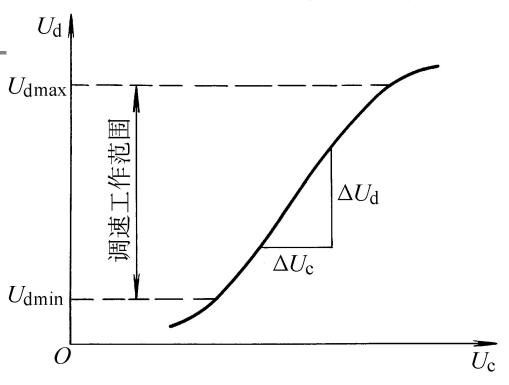


2) 晶闸管触发和整流装置的放大系数和传递函数

放大系数的计算

晶闸管触发和整流装置的放大系数可由工作范围内的特性率决定. ΔU_{a}

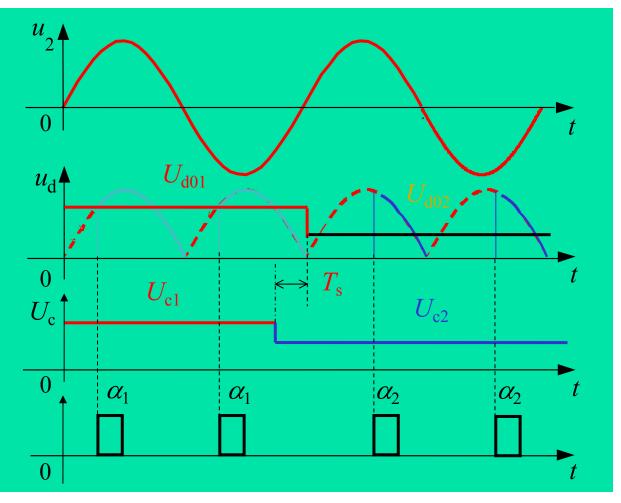
 $K_{\rm s} = \frac{\Delta U_{\rm d}}{\Delta U_{\rm c}}$



放大系数估算

触发电路控制电压调节范围为 $U_c = 0~10V$ 相对应的整流电压的变化范围 $U_d = 0~220V$ 可取 $K_s = 220/10 = 22$

(1) 晶闸管触发与整流失控时间分析



(2) 最大失控时间计算

$$T_{\rm s\,max} = \frac{1}{mf}$$

(3) T_s 值的选取

 $T_{\rm s}$ 可取其统计平均值 $T_{\rm s} = T_{\rm smax}/2$,并认为是常数。 或按最严重的情况考虑,取 $T_{\rm s} = T_{\rm smax}$ 。

表1 各种整流电路的失控时间(f=50Hz)

整流电路形式	最大失控时间 T_{smax} (ms)	平均失控时间 T_s (ms)
单相半波	20	10
单相桥式(全波)	10	5
三相半波	6.67	3.33
三相桥式、六相半波	3.33	1.67

(4) 传递函数的求取

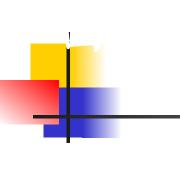
$$U_{d0} = K_{s}U_{c} \cdot 1(t - T_{s})$$

传递函数
$$W_{\rm s}(s) = \frac{U_{\rm d0}(s)}{U_{\rm c}(s)} = K_{\rm s} e^{-T_{\rm s}s}$$

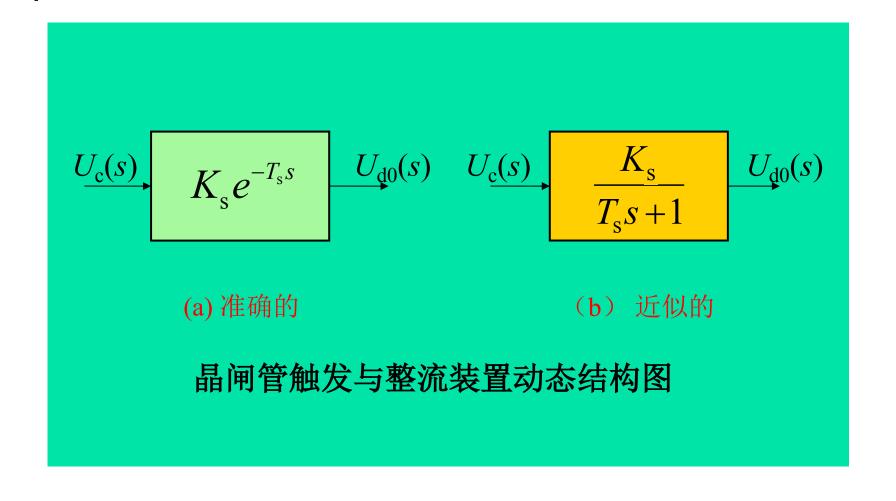
$$W_{\rm s}(s) = K_{\rm s} e^{-T_{\rm s}s} = \frac{K_{\rm s}}{e^{T_{\rm s}s}} = \frac{K_{\rm s}}{1 + T_{\rm s} s + \frac{1}{2!} T_{\rm s}^2 s^2 + \frac{1}{3!} T_{\rm s}^3 s^3 + \cdots}$$

(5) 近似传递函数

7s 很小,可忽略高次项,得 $W_{\rm s}(s) \approx \frac{K_{\rm s}}{1 + T_{\rm s} s}$



(6) 晶闸管触发与整流装置动态结构

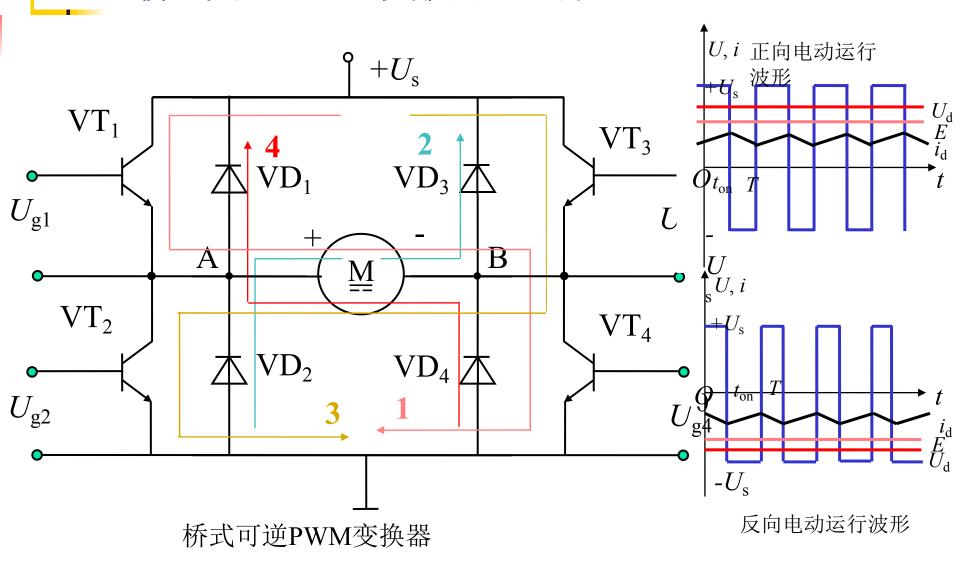


2 直流PWM变换器—电动机系统

PWM变换器的作用是:用PWM调制的方法,把恒定的直流电源电压调制成频率一定、宽度可变的脉冲电压系列,从而可以改变平均输出电压的大小,以调节电机转速。

PWM变换器电路有多种形式,主要分为不可逆与可逆两大类,下面分别阐述其工作原理。

(1) 桥式可逆PWM变换器---H形主电路结构



输出平均电压

$$U_{\rm d} = \frac{t_{\rm on}}{T} U_{\rm s} - \frac{T - t_{\rm on}}{T} U_{\rm s} = (\frac{2t_{\rm on}}{T} - 1)U_{\rm s}$$
 ($\gamma = 2\rho - 1$)

调速范围 ρ 的可调范围为 $0\sim1$, $-1<\gamma<+1$ 。

- 当 ρ >0.5时, γ 为正,电机正转;
- 当 ρ <0.5时, γ 为负,电机反转;
- = 当 ρ = 0.5时, γ = 0,电机停止。

性能评价

双极式控制的桥式可逆PWM变换器优点:

- (1) 电流一定连续;
- (2) 可使电机在四象限运行;
- (3) 电机停止时有微振电流,能消除静摩擦死区;
- (4) 低速平稳性好,系统调速范围可达1:20000左右;
- (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。

双极式控制方式的不足:

在工作过程中,4个开关器件可能都处于开关状态,开关损耗大,而且在切换时可能发生上、下桥臂直通的事故,为了防止直通,在上、下桥臂的驱动脉冲之间,应设置逻辑延时。

(2) 直流脉宽调速系统的机械特性

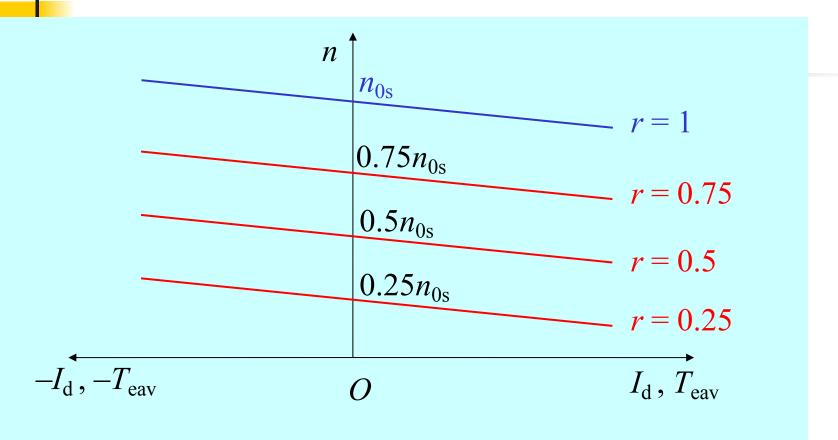
由于采用脉宽调制,严格地说,即使在稳态情况下,脉宽调速系统的转矩和转速也都是脉动的,所谓稳态, 是指电机的平均电磁转矩与负载转矩相平衡的状态,机 械特性是平均转速与平均转矩(电流)的关系。

电压平均值方程
$$\gamma U_{\rm s} = RI_{\rm d} + E = RI_{\rm d} + C_{\rm e}n$$
 机械特性方程 $n = \frac{\gamma U_{\rm s}}{C_{\rm e}} - \frac{R}{C_{\rm e}}I_{\rm d} = n_0 - \frac{R}{C_{\rm e}}I_{\rm d}$

$$n = \frac{\gamma U_{\rm s}}{C_{\rm e}} - \frac{R}{C_{\rm e}C_{\rm m}}T_{\rm e} = n_0 - \frac{R}{C_{\rm e}C_{\rm m}}T_{\rm e}$$

 $C_m=K_m\Phi$,额定磁通下电动势系数 $C_m=K_m\Phi$,额定磁通下电动势系数

PWM调速系统机械特性

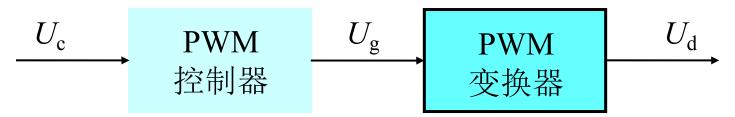


脉宽调速系统的机械特性曲线(电流连续), $n_{0s}=U_{\rm s}/C_{\rm e}$

IGBT开关频率在10kHz左右,最大电流脉动量在额定电流的5%以下,转速脉动量不到额定空载转速的万分之一,可忽略



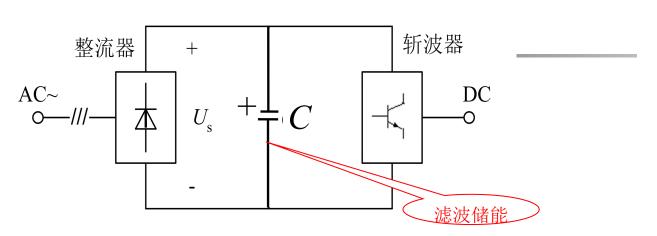
(3) PWM控制与变换器的数学模型

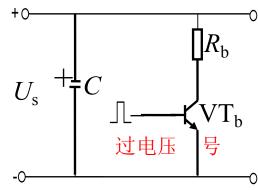


PWM装置可看成滞后环节,最大时延一个开关周期 7, 其传递函数

$$W_{\rm s}(s) = \frac{U_{\rm d}(s)}{U_{\rm c}(s)} = K_{\rm s} \mathrm{e}^{-T_{\rm s} s}$$
 近似成 $W_{\rm s}(s) \approx \frac{K_{\rm s}}{T_{\rm s} s + 1}$

(4) 电能回馈与泵升电压的限制





泵升电压

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,称作"泵升电压"

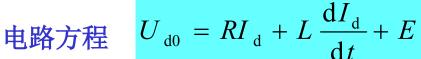
- 电力电子器件的耐压限制着最高泵升电压,因此电容量就不可能很小,几千瓦的 调速系统所需电容量达数千微法。 限制方法:
- ①开关器件VTb在泵升电压达到允许数值时接通,分流电阻Rb来消耗掉部分动能。
- ②在二极管整流器输出端并接逆变器,把多余的能量逆变后回馈电网。

PWM系统的优越性

- 主电路线路简单,需用的功率器件少;
- 开关频率高,电流容易连续,谐波少,电机损 耗及发热都较小;
- 低速性能好,稳速精度高,调速范围宽;
- 系统频带宽,动态响应快,动态抗扰能力强;
- 功率开关器件工作在开关状态,导通损耗小, 当开关频率适当时,开关损耗也不大,因而装 置效率较高;
- 直流电源采用不控整流时,电网功率因数比相 控整流器高。

3. 他励直流电动机

 $i_{\rm d}$





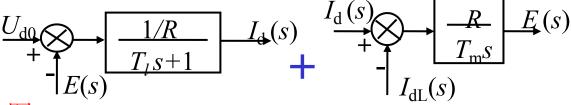
$$T_{\rm e} - T_{\rm L} = \frac{GD^2}{375} \frac{\mathrm{d}n}{\mathrm{d}t}$$

$$T_{\rm e} = C_{\rm m}I_{\rm d}$$
 $E = C_{\rm e}n$

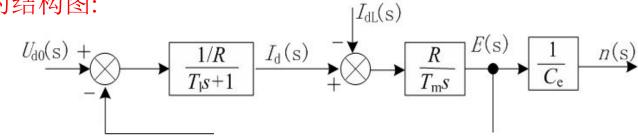
额定励磁下直流电动机动态结构图

他励直流电动机等效电路

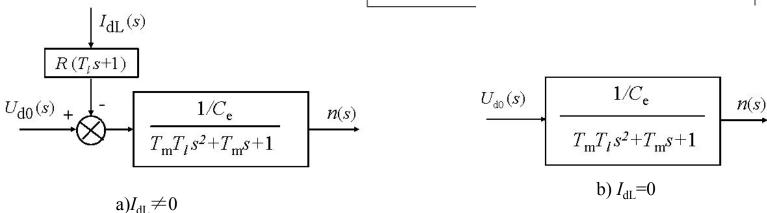
0



整个直流电动机的动态的结构图:



直流电动机的传递函数

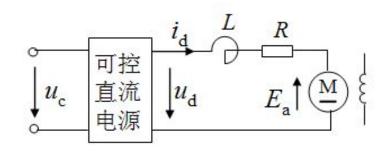


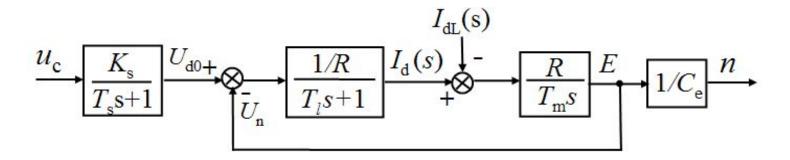
 $n_{\rm e}$

可以看出,额定励磁下的直流电动机是一个二阶线性环节, T_m 和 T_l 两个时间常数分别表示机电惯性和电磁惯性。若 T_m >4 T_l ,则 U_{d0} 、n间的传递函数可以分解成两个惯性环节,突加给定时,转速呈现单调变化;若 T_m <4 T_l ,则直流电动机是一个二阶振荡环节,机械和电磁能量互相转换,使电动机的运动过程带有振荡的性质。

4. 直流电动机调压调速系统

控制电压 12。控制直流电源的输出电压,从而调节电动机的转速,实现调压调速.





3.2 调速系统的要求及开环系统的问题

3.2.1 转速控制的要求和调速指标

1. 控制要求

- (1)调速——在一定的最高转速和最低转速范围内,分档地(有级)或 平滑地(无级)调节转速;
- (2)稳速——以一定的精度在所需转速上稳定运行,在各种干扰 下不允许有过大的转速波动,以确保产品质量;
- (3)加、减速——频繁起、制动的设备要求加、减速尽量快,以 提高生产率;不宜经受剧烈速度变化的机械则要求起,制动尽量 平稳。

3.2.2 开环调速系统及其存在的问题

若可逆直流脉宽调速系统是开环调速系统,调节控制电压就可以改变电动机的转速。如果负载的生产工艺对运行时的静差率要求不高,这样的开环调速系统都能实现一定范围内的无级调速,可以适于某些用途。但是,许多需要调速的生产机械常常对静差率有一定的要求。但是,许多需要调速的生产机械常常对静差率有一定的要求,那么开环调速系统往往不能满足要求。

例如龙门刨床,由于毛坯表面粗糙不平,加工时负载大小常有波动,但是为了保证工件表面的加工精度和加工后的表面光洁度,就要求加工过程中的速度基本稳定,也就是说静差率不能太大,一般要求,调速范围D=20—40,静差率s≤5%。

又如热连轧机,各机架轧辊分别由单独的电动机拖动,钢材在几个机架内连续轧制,要求各机架出口线速度保持严格的比例关系,使被轧金属的每秒流量相等,才不致造成钢材的拱起或拉断,根据工艺要求,须使调速范围D=3-10,静差率 $s \le 0.2-0.5\%$ 。

下面通过实例来研究开环系统的静态和动态特性。

1. 静态特性分析

例3-1 某龙门刨床工作台拖动采用直流电动机,其额定数据如下: 60kW、440V、140A、1000r/min,采用V-M系统,主电路总电阻R=0.18,电动机电动势系数 Ce=0.416。采用三相全控桥整流供电的V-M系统结构,电枢回路总电阻 $R=0.25\Omega$,电枢回路总电感 L=SmH。如果要求调速范围 D=20,静差率5%,采用开环调速能否满足?若要满足这个要求,系统的额定速降最多能有多少?

解 当电流连续时, V-M系统的额定速降为

$$\Delta n_{\rm N} = \frac{I_{\rm dN}R}{C_{\rm e}} = \frac{140 \times 0.25}{0.416} r / \min = 84.13 r / \min$$

开环系统机械特性连续段在额定转速时的静差率为

$$s_{\rm N} = \frac{\Delta n_{\rm N}}{n_{\rm N} + \Delta n_{\rm N}} = \frac{84.13}{1000 + 84.13} = 0.078 = 7.8\%$$

这已超过了5%的要求,显然最低速时的静差率更大了。

如果要求
$$D = 20$$
, $s \le 5\%$, 则 $\Delta n_N = \frac{n_N s}{D(1-s)} \le \frac{1000 \times 0.05}{20 \times (1-0.05)} r / \text{min} = 2.63 r / \text{min}$

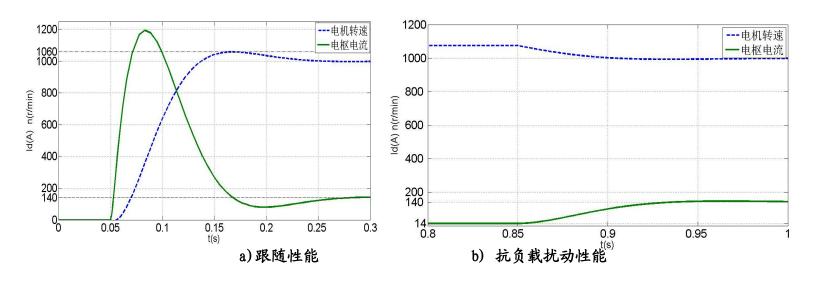
而开环调速系统的额定速降是84.13r/min,而生产工艺要求却只有2.63r/min,相差很多!由此开环调速已不能满足要求 需采用反馈控制的闭环调速系统来解决这个问题。

2. 动态特性分析

例3-2 上例的系统中,已知电源放大倍数Ks=44,系统飞轮矩为 $GD^2=90N.m^2$,所选电动机的允许过载倍数为1.7,试求该系统的各种动态指标。

解 已知 $Ce=0.416V \cdot min.r^{-1}$,Ks=44, $R=0.25\Omega$, $Cm=60Ce/2\pi=3.97N.mA^{-1}$,可求得Ts=1.67ms, $T_L=L/R=20ms$, $Tm=GD^2R/(375CeCm)=36.3ms$ 。

将上述参数代入直流调速系统动态模型,对系统进行建模仿真来分析其开环时域特性。



开环直流调速系统的动态特性



开环调速系统的跟随性能,由图a可知,t=0.05s时满载起动,转速稳态值为1000r/min,最大值为1060r/min,所以超调量为 σ %=(1060-1000)/1000=6%,上升时间 t_r =87ms,若误差带取为 Δ =±5%,可得调节时间 t_s =134ms。注意: 起动过程中电枢电流的峰值达到约1200A,为额定电流的8倍以上。这是因为, u_c 突然增大时, u_d 会快速上升。但是电动机的电枢惯性都较大,表现为Tm较大,使得电机转速和反电势上升较慢。电枢电压几乎完全靠很小的电枢电阻限流,使得电枢电流非常大,而电动机的过载能力只有1.7倍,因此在工程应用中是不允许的。

在直流调速系统中负载变化是其最主要的扰动源,负载电流发生阶跃变化时的抗负载扰动过渡过程。由图b可知,t=0.85s时负载电流从14A(额定电流的10%)阶跃上升到额定140A,动态最大速降为 Δn_{\max} =(1074-992)r/min =82r/min,按定义扰动静差 Δn_{\max} =(1000-1074)r/min=-74 r/min,如果误差带取稳态值1000 r/min的±2%,扰动恢复时间为 t_v =30ms。

3. 开环直流调速系统的局限性

- 通过控制可调直流电源的输入信号 U_c, 可以连续调节直流电动机的电枢电压 U_d, 实现直流电动机的平滑无极调速, 但是, 存在以下问题:
- ①在启动或大范围阶跃升速时,电枢电流可能远远超过电机额定电流,可能会损坏电动机,也会使直流可调电源因过流而烧毁。因此必须设法限制电枢动态电流的幅值。
- ②开环系统的额定速降一般都比较大,使得开环系统的调速范围D都很小,对于大部分需要调速的生产机械都无法满足要求。因此必须采用闭环反馈控制的方法减小额定动态速降,以增大调速范围。
- ③开环系统对于负载扰动是有静差的,必须采用闭环反馈控制消除扰动静差。

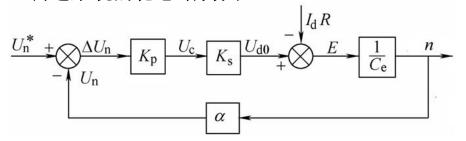
3.3 转速负反馈单闭环直流调速系统

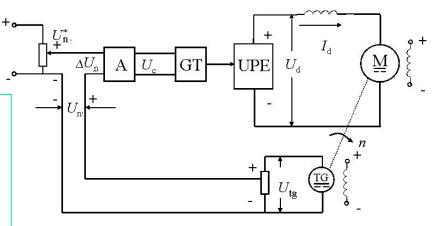
3.3.1 单闭环调速系统的组成及静特性

1. 单闭环调速系统的组成

根据自动控制原理,反馈控制的闭环系统是按被调量的偏差进行控制的系统,只要被调量出现偏差,它就会自动产生纠正偏差的作用。调速系统的转速降落正是由负载引起的转速偏差,显然,引入转速闭环将使调速系统应该能够大大减少转速降落。

调速系统的稳态结构图





特性方程式

$$n = \frac{K_{\rm p}K_{\rm s}U_{\rm n}^* - I_{\rm d}R}{C_{\rm e}(1 + K_{\rm p}K_{\rm s}\alpha/C_{\rm e})} = \frac{K_{\rm p}K_{\rm s}U_{\rm n}^*}{C_{\rm e}(1 + K)} - \frac{RI_{\rm d}}{C_{\rm e}(1 + K)}$$

$$K = K_{\rm p}K_{\rm s} \alpha/C_{\rm e}, \ \ \text{闭环系统的开环放大系数}$$

2、闭环静特性与开环机械特性的比较

断开反馈回路,系统的开环机械特性

$$n = \frac{U_{d0} - I_{dR}}{C_{e}} = \frac{K_{p}K_{s}U_{n}^{*}}{C_{e}} - \frac{RI_{d}}{C_{e}} = n_{0 \text{ op}} - \Delta n_{op}$$

闭环时的静特性

$$n = \frac{K_{p}K_{s}U_{n}^{*}}{C_{e}(1+K)} - \frac{RI_{d}}{C_{e}(1+K)} = n_{0cl} - \Delta n_{cl}$$

特性比较

(1) 闭环系统静硬得多 $\Delta n_{cl} = \frac{\Delta n_{op}}{1+K}$

$$\Delta n_{\rm cl} = \frac{\Delta n_{\rm op}}{1 + K}$$

$$s_{cl} = \frac{s_{op}}{1 + K}$$

(3) 闭环系统调速范围大 $D_{cl} = (1+K)D_{cn}$

(4) 闭环系统必须设置放大器

结论: 闭环调速系统可以获得比开环调速系统硬得多的稳态特性, 从而在保证一定静差率的要求下,能够提高调速范围,为此所 需付出的代价是, 须增设电压放大器以及检测与反馈装置。

例3-3 某龙门刨床工作台的拖动直流电动机额定数据为: 60kW、220V、 305A、1000r/min,采用V-M系统,主电路总电阻*R=*0.18Ω,电动机电 ¬ 动势系数Ce =0.2V·min/r,转速反馈系数 α =0.015V·min/r。整流装置放 大系数Ks = 30,要求D = 20,s < 5%,如何采用闭环系统满足此要求?

解: 当电流连续时,V-M系统的额定速降为
$$\Delta n_{\rm op} = \frac{I_{\rm dN}R}{C_{\rm e}} = \frac{305 \times 0.18}{0.2} r/\min = 275 r/\min$$

而为了满足D=20, $s \leq 5%$ 的调速要求,则

$$\Delta n_{\rm cl} = \frac{n_{\rm N}s}{D(1-s)} \le \frac{1000 \times 0.05}{20 \times (1-0.05)} r/\text{min} = 2.63 r/\text{min}$$

开环放大倍数为

$$K = \frac{\Delta n_{\rm op}}{\Delta n_{\rm cl}} - 1 \ge \frac{275}{2.63} - 1 = 103.6$$

放大器的放大倍数为

$$K_{\rm p} = \frac{K}{K_{\rm s}\alpha/C_{\rm e}} \ge \frac{103.6}{30 \times 0.015/0.2} = 46$$

只要放大器的放大系数等于或大于46,闭环系统就能满足所需的稳态性能指标。

3、闭环系统的静特性

稳态分析条件

- 假定: (1) 忽略各种非线性因素, 假定系统中各环节的输入输 出关系都是线性的,或者只取其线性工作段;
 - (2) 忽略控制电源和电位器的内阻。

稳态关系

电压比较环节 $\Delta U_n = U_n^* - U_n$

放大器 $U_{\rm c} = K_{\rm n} \Delta U_{\rm n}$

电力电子变换器 $U_{d0} = K_{s}U_{c}$

测速反馈环节 $U_n=\alpha n$ 开环机械特性 $n=\frac{U_{d0}-I_dK}{C}$

转速负反馈闭环直流调速系统的静特性方程式

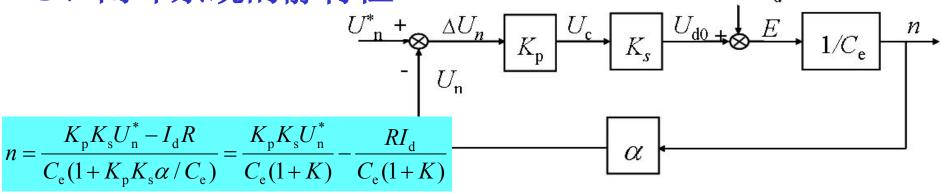
$$n = \frac{K_{\rm p}K_{\rm s}U_{\rm n}^* - I_{\rm d}R}{C_{\rm e}(1 + K_{\rm p}K_{\rm s}\alpha/C_{\rm e})} = \frac{K_{\rm p}K_{\rm s}U_{\rm n}^*}{C_{\rm e}(1 + K)} - \frac{RI_{\rm d}}{C_{\rm e}(1 + K)}$$

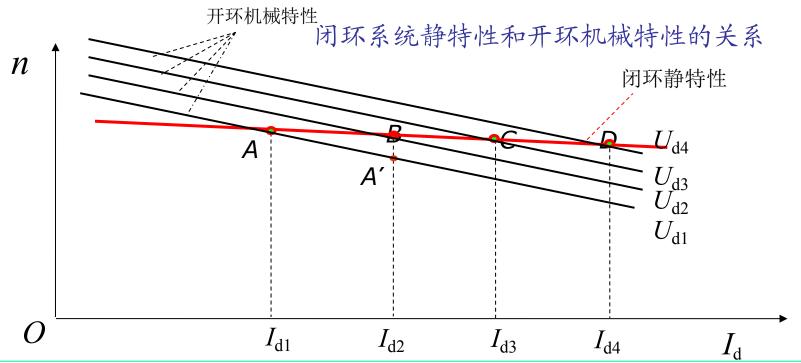
$$K = \frac{K_{\rm p} K_{\rm s} \alpha}{C_{\rm e}}$$

$$C_{\rm e} = \frac{E}{n}$$

3、闭环系统的静特性

闭环系统的稳态结构框图



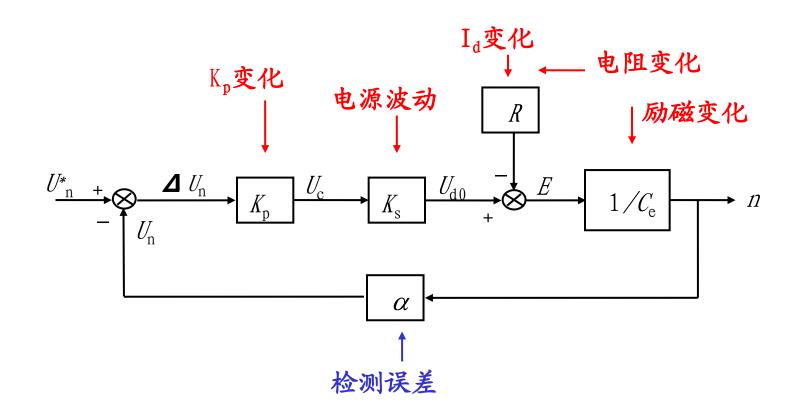


闭环系统能够减少稳态速降的实质在于它的自动调节作用,能随着负载的变化而相应地改变电枢电压,以补偿电枢回路电阻压降。

4、反馈控制规律

转速反馈闭环调速系统具三个基本特征

- (1) 只用比例放大器的反馈控制作用,被调量有静差。
- (2) 反馈控制系统的作用:抵抗扰动,服从给定。
- (3) 系统的精度依赖于给定和反馈检测精度。



调速系

调速系统的扰动源

- 负载变化的扰动(使I_d变化);
- 交流电源电压波动的扰动(使K。变化);
- 电动机励磁的变化的扰动(造成 C_e 变化);
- 放大器输出电压漂移的扰动 (使Kp变化);
- 温升引起主电路电阻增大的扰动(使R变化);
- 检测误差的扰动(使α变化)。

各种扰动作用在稳态结构框图上表示出来,这些因素最终都要影响到转速。

(1) 抗扰能力

反馈控制系统对被反馈环包围的前向通道上的扰动都有抑制功能

例如:
$$U_{\rm s} \downarrow \to U_{\rm d0} \downarrow \to n \downarrow \to U_{\rm n} \downarrow \to \Delta U_{\rm n} \uparrow \downarrow$$
 $n \uparrow \leftarrow U_{\rm d0} \uparrow \leftarrow U_{\rm c} \uparrow$

但是,在反馈通道上的测速反馈系数受到某种影响而发生变化,它非但不能得到反馈控制系统的抑制,反而会增大被调量的误差。

例如
$$\alpha \uparrow \rightarrow U_{\rm n} \uparrow \rightarrow \Delta U_{\rm n} \downarrow \rightarrow U_{\rm c} \downarrow \rightarrow U_{\rm d0} \downarrow \rightarrow n \downarrow$$

因此,反馈控制系统所能抑制的只是被反馈环包围的前向通道上的扰动。

(2) 给定作用

在反馈环外的给定作用,如转速给定信号,它的些微变化都会使被调量随之变化,丝毫不受反馈作用的抑制。

结论 反馈控制系统的规律是:抵抗扰动,服从给定

一方面能够有效地抑制一切被包在负反馈环内前向通道上的扰动作用;另一方面,则紧紧地跟随着给定作用,对给定信号的任何变化都是唯命是从的。

(3) 系统的精度依赖于给定和反馈检测精度

给定精度—由于给定决定系统输出,输出精度自然取决于给定精度。

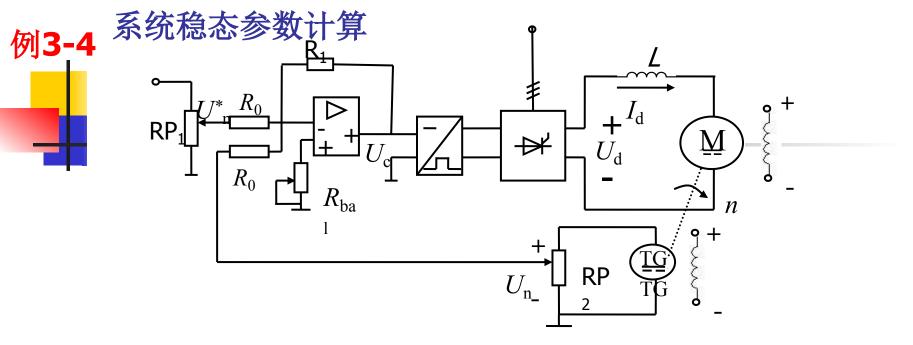
如果产生给定电压的电源发生波动,反馈控制系统无法鉴别是对给定电压的正常调节还是不应有的电压波动。因此,高精度的调速系统必须有更高精度的给定稳压电源。

检测精度——反馈检测装置的误差也是反馈控制系统无法克服的,因此检测精度决定了系统输出精度。



3.3.2 直流闭环调速系统稳态参数的计算

稳态参数计算是自动控制系统设计的第一步, 它决定了控制系统的基本构成环节,有了基本环 节组成系统之后,再通过动态参数设计,就可使 系统臻于完善。近代自动控制系统的控制器主要 是模拟电子控制和数字电子控制,由于数字控制 的明显优点,在实际应用中数字控制系统已占主 要地位,但从物理概念和设计方法上看,模拟控 制仍是基础。



电动机: 额定数据10kW, 220V, 55A, 1000r/min, 电枢电阻 $Ra=0.5\Omega$; 晶闸管触发整流装置: 三相桥式可控整流电路,整流变压器Y/Y联结,二次线电压 U2I=230V,电压放大系数 Ks=44; V-M系统电枢回路总电阻: $R=1.0\Omega$;

测速发电机: 永磁式,额定数据为23.1W,110V,0.21A,1900r/min; 直流稳压电源: ±15V。

若生产机械要求调速范围Æ10,静差率5%,试计算调速系统的稳态参数(暂不考虑电动机的起动问题)。

解 (1) 为满足调速系统的稳态性能指标,额定负载时的稳态速降应为

$$\Delta n_{cl} = \frac{n_N s}{D(1-s)} \le \frac{1000 \times 0.05}{10 \times (1-0.05)} r / min = 5.26 r / min$$

(2) 求闭环系统应有的开环放大系数 先计算电动机的电动势系数:

$$C_{\rm e} = \frac{U_{\rm N} - I_{\rm N} R_{\rm a}}{n_{\rm N}} = \frac{220 - 55 \times 0.5}{1000} = \text{V·min/r} = 0.1925 \text{V·min/r}$$

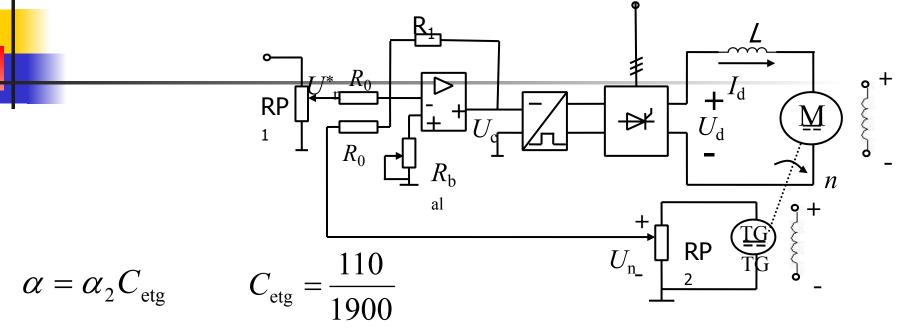
则开环系统额定速降为

$$\Delta n_{\rm op} = \frac{I_{\rm N}R}{C_{\rm e}} = \frac{55 \times 1.0}{0.1925} \text{ r/min} = 285.7 \text{r/min}$$

闭环系统的开环放大系数应为

$$K = \frac{\Delta n_{\text{op}}}{\Delta n_{\text{c}l}} - 1 \ge \frac{285.7}{5.26} - 1 = 54.3 - 1 = 53.3$$

(3) 反馈通道参数计算



$$U_n = \alpha_2 C_{\text{etg}} \times 1000 = 0.2 \times 0.0597 \times 1000 = 11.58$$

11.58 < 15

$$R_{\text{RP2}} \approx \frac{C_{\text{etg}} n_{\text{N}}}{0.2 I_{\text{Ntg}}} = \frac{0.0579 \times 1000}{0.2 \times 0.21} = 1379$$

$$W_{\text{RP2}} = C_{\text{etg}} n_{\text{N}} \times 0.2 I_{\text{Ntg}} = 0.0579 \times 1000 \times 0.2 \times 0.21 = 2.43 W$$

故可为选用10W, $1.5k\Omega$ 的可调电位器。

(4) 计算运算放大器的放大系数和参数

根据调速指标要求,前已求出,闭环系统的开环放大系数应为 $K \ge 53.3$,则运算放大器的放大系数 K_0 应为

$$K_{\rm p} = \frac{K}{\frac{\alpha K_{\rm s}}{C_{\rm e}}} \ge \frac{53.3}{\frac{0.01158 \times 44}{0.1925}} = 20.14$$

$$\text{\rightleftharpoons $\Re=21$.}$$

取
$$R_0 = 40 k\Omega$$
, 则 $R_1 = K_P R_0 = 21 \times 40 = 840 k\Omega$

3.3.3 单闭环调速系统的动态分析

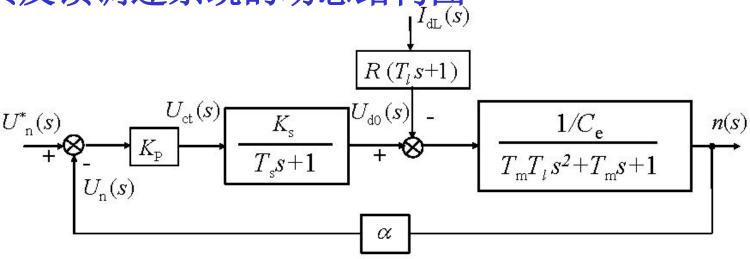
内容提要:

- 反馈控制闭环直流调速系统的动态数学模型
- 反馈控制闭环直流调速系统的稳定条件
- 动态校正——PI调节器的设计
- 系统设计举例与参数计算

前面讨论了闭环调速系统的稳态性能及其分析与设计方法,引入转速负反馈,且放大系数足够大时就可以满足系统的稳态性能要求。但是放大系数太大又会引起系统不稳定,这就需要增加动态校正装置,才能保证系统正常工作,此外还须满足系统的各项动态性能指标的要求。因此必须进一步分析系统的动态性能。

3.3.3 单闭环调速系统的动态分析

1. 转速负反馈调速系统的动态结构图 $I_{I_{\perp L}(s)}$



调速系统的开环传递函数

$$W(s) = \frac{K}{(T_{s}s+1)(T_{m}T_{l}s^{2} + T_{m}s+1)}$$

$$K = K_{\rm p} K_{\rm s} \alpha / C_{\rm e}$$

闭环传递函数

$$W_{cl}(s) = \frac{\frac{K_{p}K_{s}/C_{e}}{(T_{s}s+1)(T_{m}T_{l}s^{2}+T_{m}s+1)}}{1+\frac{K_{p}K_{s}\alpha/C_{e}}{(T_{s}s+1)(T_{m}T_{l}s^{2}+T_{m}s+1)}} = \frac{K_{p}K_{s}/C_{e}}{(T_{s}s+1)(T_{m}T_{l}s^{2}+T_{m}s+1)+K}$$

$$= \frac{\frac{K_{p}K_{s}}{C_{e}(1+K)}}{\frac{T_{m}T_{l}T_{s}}{1+K}s^{3}+\frac{T_{m}(T_{l}+T_{s})}{1+K}s^{2}+\frac{T_{m}+T_{s}}{1+K}s+1}$$

2 反馈控制闭环直流调速系统的稳定条件

反馈控制闭环直流调速系统的特征方程为

$$\frac{T_{\rm m}T_{l}T_{\rm s}}{1+K}s^{3} + \frac{T_{\rm m}(T_{l}+T_{\rm s})}{1+K}s^{2} + \frac{T_{\rm m}+T_{\rm s}}{1+K}s + 1 = 0$$

稳定条件
$$\frac{T_{\rm m}(T_l + T_{\rm s})}{1+K} \cdot \frac{T_{\rm m} + T_{\rm s}}{1+K} - \frac{T_{\rm m}T_lT_{\rm s}}{1+K} > 0$$
 或

$$(T_l + T_s)(T_m + T_s) > (1 + K)T_lT_s$$

整理后得

$$K < \frac{T_{\rm m} (T_l + T_{\rm s}) + T_{\rm s}^2}{T_l T_{\rm s}}$$

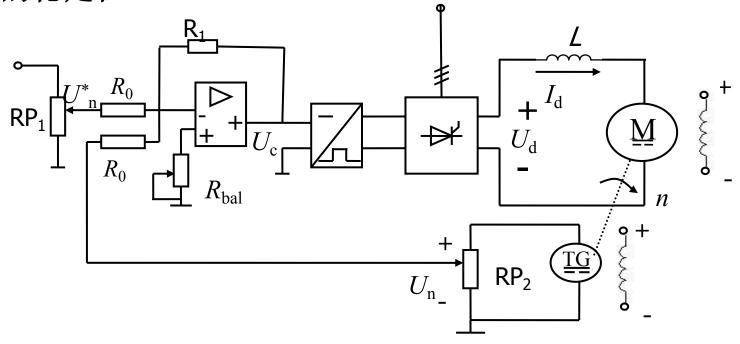
当 $K \ge K_{cr}$ 时,系统将不稳定。

稳定性是它能否正常工作的首要条件,是必须保证的。

例题3-5 系统稳定性分析

电动机:额定数据10kW,220V,55A,1000r/min, R_a = 0.5Ω ;晶闸管触发整流装置:三相桥式可控整流电路,整流变压器Y/Y联结,二次线电压 U_{2l} =230V,电压放大系数 Ks=44;

V-M系统电枢回路总电阻: $R = 1.0 \Omega$; $Ce = 0.1925 V \cdot min/r$, 系统运动部分的飞轮惯量 $GD^2 = 10 N \cdot m^2$ 。根据稳态性能指标 D = 10, $s \leq 0.05$ 计算,系统的开环放大系数应有K ≥ 53.3 ,试判别这个系统的稳定性。



平波电抗器的设置与计算



= 三相半波整流电路 $L=1.46\frac{U_2}{I_{\text{dmin}}}$

= 三相桥式整流电路 $L=0.693 \frac{U_2}{I_{\text{dmin}}}$

• 系统稳定性分析

在例题3-4中,已知 $R=1.0\,\Omega$, $K_{\rm s}=44$, $C_{\rm e}=0.1925{
m V\cdot min/r}$,系统运动部分 的飞轮惯量 $GD^2 = 10$ N·m²。根据稳态性能指标 D = 10, $s \le 0.05$ 计算,系统 的开环放大系数应有K≥53.3, 试判别这个系统的稳定性。 $K < \frac{T_{\rm m}(T_l + T_{\rm s}) + T_{\rm s}^2}{T_l T_{\rm s}}$



首先应确定主电路的电感值,用以计算电磁时间常数。

对于V-M系统,为了使主电路电流连续,应设置平波电抗器。前边例题给出 的是三相桥式可控整流电路,为了保证最小电流时电流仍能连续,应采用式, 计算电枢回路总电感量,即 L=0.693 U_2

$$U_2 = \frac{U_{2l}}{\sqrt{3}} = \frac{230}{\sqrt{3}} = 132.8 \text{ V}$$
 $L = 0.693 \times \frac{132.8}{55 \times 10\%} = 16.73 \text{ mH}$ $\Re = 17 \text{mH} = 0.017 \text{H}$

计算系统中各环节的时间常数:

电磁时间常数

$$T_l = \frac{L}{R} = \frac{0.017}{1.0} = 0.017 \,\mathrm{s}$$

机电时间常数

$$T_{\rm m} = \frac{GD^2R}{375C_{\rm e}C_{\rm m}} = \frac{10\times1.0}{375\times0.1925\times\frac{30}{\pi}\times0.1925} = 0.075\,\mathrm{s}$$

对于三相桥式整流电路,晶闸管装置的滞后时间常数为 $T_s = 0.00167$ s

为保证系统稳定,开环放大系数应满足式(1-59)的稳定条件 $T_m(T_t+T_s)+T_s^2$ 0.075×(0.017+0.00167)+0.00167²

 $K < \frac{T_{\rm m}(T_l + T_{\rm s}) + T_{\rm s}^2}{T_l T_{\rm s}} = \frac{0.075 \times (0.017 + 0.00167) + 0.00167^2}{0.017 \times 0.00167} = 49.4$

按稳态调速性能指标要求 $K \geq 53.3$,因此,闭环系统是不稳定的。

稳态性能指标

(1) 为满足调速系统的**稳态性能指标**,额定负载时的稳态速降应为

$$\Delta n_{cl} = \frac{n_N s}{D(1-s)} \le \frac{1000 \times 0.05}{10 \times (1-0.05)} r / min = 5.26 r / min$$

(2) 求闭环系统应有的开环放大系数 先计算电动机的电动势系数:

$$C_{\rm e} = \frac{U_{\rm N} - I_{\rm N} R_{\rm a}}{n_{\rm N}} = \frac{220 - 55 \times 0.5}{1000} = \text{V·min/r} = 0.1925 \text{V·min/r}$$

则开环系统额定速降为

$$\Delta n_{\rm op} = \frac{I_{\rm N}R}{C_{\rm e}} = \frac{55 \times 1.0}{0.1925} \text{ r/min} = 285.7 \text{r/min}$$

闭环系统的开环放大系数应为

$$K = \frac{\Delta n_{\text{op}}}{\Delta n_{\text{cl}}} - 1 \ge \frac{285.7}{5.26} - 1 = 54.3 - 1 = 53.3$$

例3-6 在上例3-5的闭环直流调速系统中,如果改用IGBT脉宽调速系统,电动机不变,电枢回路参数为: $R=0.6\Omega$, L=5mH, $K_S=44$, $T_S=0.1$ ms (开关频率为 10kHz)。按同样的稳态性能指标D=10, $S \leq 5$ %,该系统能否稳定?

解:采用脉宽调速系统时,各环节时间常数为 $T_l = \frac{L}{R} = \frac{0.005}{0.6} s = 0.00833s$

$$T_{\rm m} = \frac{GD^2R}{375C_{\rm e}C_{\rm m}} = \frac{10 \times 0.6}{375 \times 0.1925 \times 9.55 \times 0.1925} s = 0.045 \text{ s}$$

$$K < \frac{T_{\rm m}(T_l + T_{\rm s}) + T_{\rm s}^2}{T_l T_{\rm s}} = \frac{0.045 \times (0.00833 + 0.0001) + 0.0001^2}{0.00833 \times 0.0001} = 455.4$$

按照稳态性能指标要求,闭环系统稳态速降应为 $\Delta n_{c1} \leq 5.26 r/min$,而脉宽调速系统的开环额定转速降为:

$$\Delta n_{\rm op} = \frac{I_{\rm N}R}{C_{\rm e}} = \frac{55 \times 0.6}{0.1925} r / \min = 171.4 r / \min$$

为保持稳态性能指标, 闭环系统的开环放大系数应满足

$$K = \frac{\Delta n_{op}}{\Delta n_{ol}} - 1 \ge \frac{171.4}{5.26} - 1 = 32.6 - 1 = 31.6$$

显然,系统完全能在满足稳态性能的条件下稳定运行。

例3-7 上例3-6中的闭环脉宽调速系统在临界稳定的条件下,如果静差率指标不变,最多能达到多大的调速范围?

解:根据上例计算结果,系统保证稳定的条件是K49.4,临界稳定时K=49.4,系统开环额定速降为 Δn op=171.4r/min。此时闭环系统的稳态速降可达

$$\Delta n_{cl} = \frac{\Delta n_{op}}{1+K} = \frac{171.4}{1+49.4} r / min = 0.376 r / min$$

闭环系统的调速范围最多能够达到

$$D_{cl} = \frac{n_N s}{\Delta n_{cl} (1 - s)} = \frac{1000 \times 0.05}{0.376 \times (1 - 0.05)} = 140$$

将比原来的调速范围 D=10高得多。

比较这三个例题,可以看出,由于IGBT的开关频率高,PWM装置的滞后时间常数7s非常小,同时主电路不需要串接平波电抗器,电磁时间常数71也不大,因此闭环的脉宽调速系统容易稳定。

或者说,在保证稳定的条件下,脉宽调速系统的稳态性能指标可以大大提高。

3.4 无静差调速系统和积分控制规律

主要内容

- 积分调节器和积分控制规律
- 比例积分控制规律
- 无静差直流调速系统及其稳态参数计算
- 系统设计举例与参数计算

3.4.1 比例(P)放大器

采用比例(P)放大器控制的有静差的调速系统,Kp越大,系统精度越高;但 Kp过大,将降低系统稳定性,使系统动态不稳定。

进一步分析静差产生的原因,由于采用比例调节器,转速调节器的输出为 $U_c=K_p\Delta U_n$ 。

Uc≠0, 电动机运行, 即 $\Delta Un ≠ 0$;

Uc=0, 电动机停止。

因此,在采用比例调节器控制的自动系统中,输入偏差是维系系统运行的基础,必然要产生静差,因此是有静差系统。

如果要消除系统误差,必须寻找其他控制方法,比如:采用积分调节器或比例积分(PI)调节器来代替比例放大器。

积分调节器和积分控制规律

1. 积分调节器 $\frac{\mathrm{d}U_{\mathrm{ex}}}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{R_{\mathrm{o}}C}U_{\mathrm{in}}$

$$U_{\rm ex} = \frac{1}{C} \int i dt = \frac{1}{R_0 C} \int U_{\rm in} dt = \frac{1}{\tau} \int U_{\rm in} dt$$

当初始值为零,阶跃输入作用下,输出 $U_{\text{ex}} = \frac{U_{\text{in}}}{L}t$

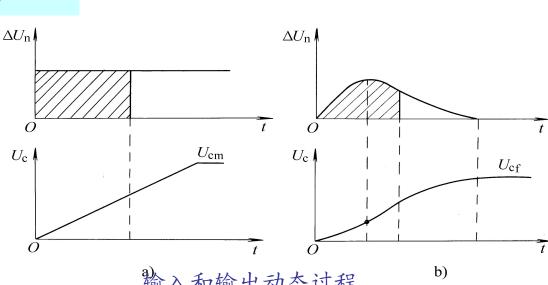
积分调节器的传递函数 $W_i(s) = \frac{U_{ex}(s)}{U_{i...}(s)} = \frac{1}{TS}$

$$W_{\rm i}(s) = \frac{U_{\rm ex}(s)}{U_{\rm in}(s)} = \frac{1}{\tau s}$$

转速的积分控制规律 $U_c = \frac{1}{\tau} \int_0^t \Delta U_n dt$

$$U_{\rm c} = \frac{1}{\tau} \int_0^{\rm t} \Delta U_{\rm n} dt$$

若初值不是零, $U_{c} = \frac{1}{2} \int_{0}^{t} \Delta U_{n} dt + U_{co}$

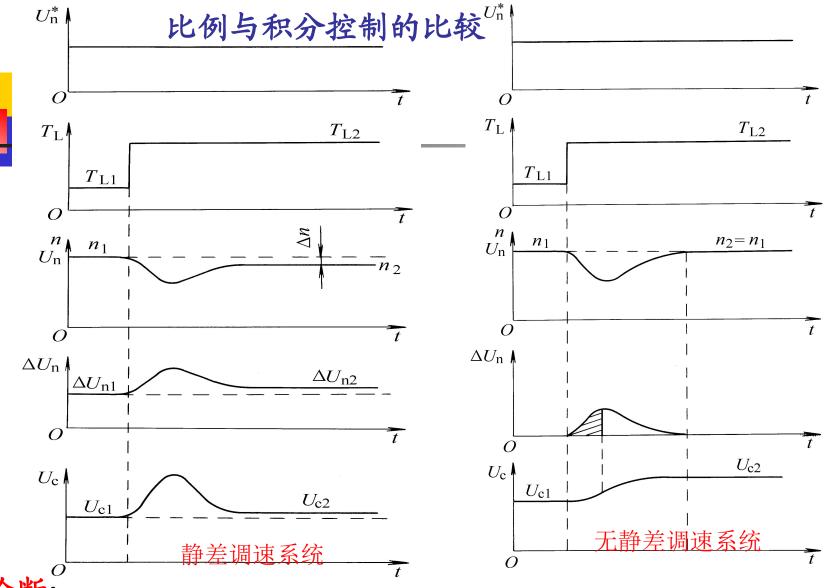


输入和输出动态过程

由上图 b 可见,在动态过程中,当 ΔU_n 变化时,只要其极性不变,即只要仍是 U_n *> U_n ,积分调节器的输出 U_c 便一直增长;只有达到 U_n *= U_n , ΔU_n =0时, U_c 才停止上升;不到 ΔU_n 变负, U_c 不会下降。在这里,特别强调的是,当 ΔU_n =0时, U_c 并不是零,而是一个终值 U_{cf} ;如果 ΔU_n 不再变化,此终值便保持恒定不变,这是积分控制的特点。

分析结果:

采用积分调节器,当转速在稳态时达到与给定转速一致,系统仍有控制信号,保持系统稳定运行,实现无静差调速。



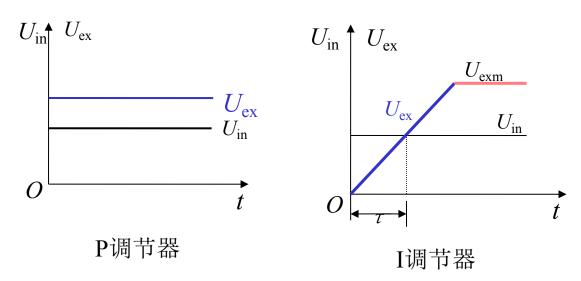
论断:

比例调节器的输出只取决于输入偏差量的现状; 而积分调节器的输出则包含了输入偏差量的全部历史。

2 比例积分控制规律

从无静差的角度突出地表明了积分控制优于比例控制的地方,但是另一方面,在控制的快速性上,积分控制却又不如比例控制。

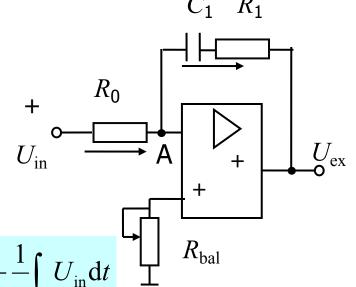
两种调节器特性比较:



既要稳态精度高,又要动态响应快,该怎么办呢? 把比例和积分两种控制结合起来,这便是比例积分控制。

(1) PI调节器

在模拟电子控制技术中,可用 运算放大器来实现PI调节器。



(2) PI输入输出关系

$$U_{\text{ex}} = \frac{R_1}{R_0} U_{\text{in}} + \frac{1}{R_0 C_1} \int U_{\text{in}} dt = K_{\text{pi}} U_{\text{in}} + \frac{1}{\tau} \int U_{\text{in}} dt$$

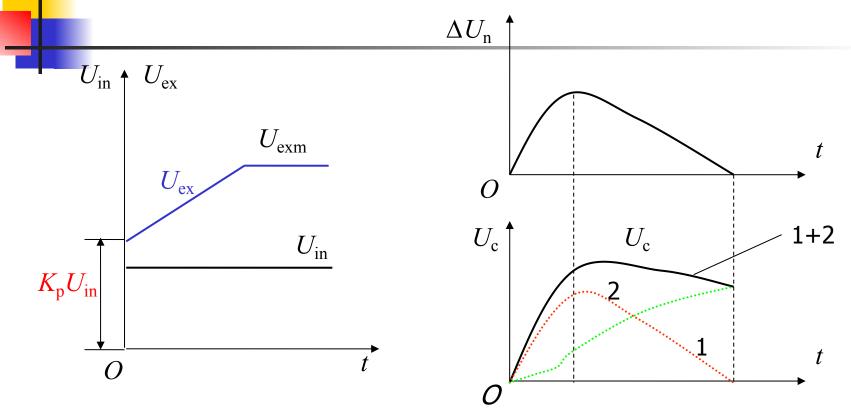
(3)传递函数

$$W_{\text{pi}}(s) = \frac{U_{\text{ex}}(s)}{U_{\text{in}}(s)} = K_{\text{pi}} + \frac{1}{\tau s} = \frac{K_{\text{pi}}\tau s + 1}{\tau s}$$

令 $\tau_1 = K_{pi}\tau = R_1C_1$,则传递函数也可以写成如下

$$W_{pi}(s) = \frac{\tau_1 s + 1}{\tau_S} = K_{pi} \frac{\tau_1 s + 1}{\tau_1 s}$$

(4) PI调节器输出时间特性



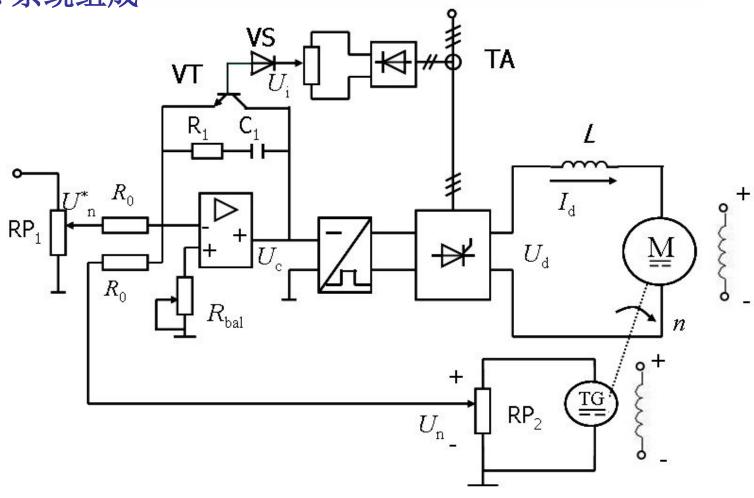
PI调节器输出特性曲线

PI调节器输出动态过程

比例部分能迅速响应控制作用,积分部分则最终消除稳态偏差。

3|4.3 无静差直流调速系统及其稳态参数计算

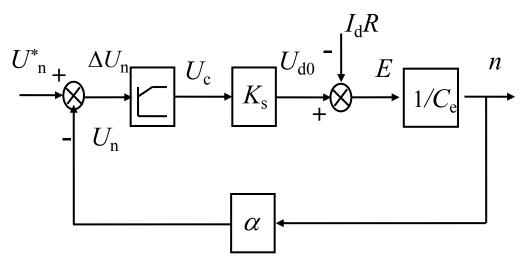
1. 系统组成



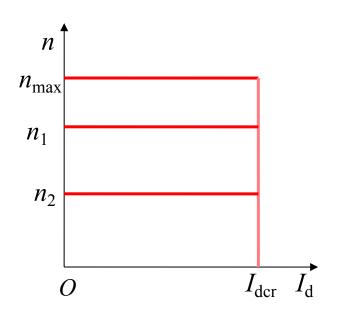
工作原理

无静差直流调速系统,采用比例积分调节器 以实现无静差,采用电流截止负反馈来限制动 态过程的冲击电流。TA为检测电流的交流互 感器, 经整流后得到电流反馈信号。当电流超 过截止电流时,高于稳压管VST的击穿电压, 使晶体三极管VBT导通,则PI调节器的输出 电压接近于零,电力电子变换器UPE的输出电 压急剧下降, 达到限制电流的目的。

┗ 稳态结构与静特性



无静差直流调速系统稳态结构图($I_{d} < I_{der}$)



带电流截止的无静差直流调速系统的静特性

当 $I_d < I_{dcr}$ 时,系统无静差,静特性是不同转速时的一族水平线。 当 $I_d > I_{dcr}$ 时,电流截止负反馈起作用,静特性急剧下垂,基本上是一条 垂直线。整个静特性近似呈矩形。

2. 稳态参数计算

无静差调速系统的稳态参数计算很简单,在理想情况下,稳态时 $\Delta U_{\rm n} = 0$,因而 $U_{\rm n} = U_{\rm n}^*$,可以直接计算转速反馈系数

电流截止环节的参数很容易根据其电路和截止电流值 I_{der} 计算出。

PI调节器的参数 Kpi和 T可按动态校正的要求计算。

3.5 单闭环调速系统的限流保护

■问题的提出:

- 起动的冲击电流——直流电动机全电压起动时,如果没有限流措施,会产生很大的冲击电流,这不仅对电机换向不利,对过载能力低的电力电子器件来说,更是不能允许的。
- 闭环调速系统突加给定起动的冲击电流——采用转速负反馈的闭环调速系统突然加上给定电压时,由于惯性,转速不可能立即建立起来,反馈电压仍为零,相当于偏差电压,差不多是其稳态工作值的 1+K 倍。
- 这时,由于放大器和变换器的惯性都很小,电枢电压一下子就 达到它的最高值,对电动机来说,相当于全压起动,当然是 不允许的。
- 堵转电流——有些生产机械的电动机可能会遇到堵转的情况。例如,由于故障,机械轴被卡住,或挖土机运行时碰到坚硬的石块等等。由于闭环系统的静特性很硬,若无限流环节,硬干下去,电流将远远超过允许值。如果只依靠过流继电器或熔断器保护,一过载就跳闸,也会给正常工作带来不便。
- 解决办法: 引入电流截止负反馈

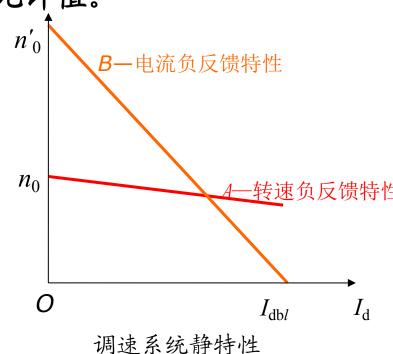
3.5.1 电流负反馈

1 电流负反馈的作用

根据反馈控制原理,要维持哪一个物理量基本不变,就应该引入那个物理量的负反馈。那么,引入电流负反馈,应该能够保持电流基本不变,使它不超过允许值。

仅采用电流负反馈,不要转 速负反馈特性很陡,显然仅对 起动有利,对稳态运行不利。

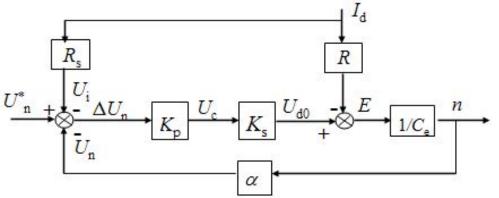
同时采用转速和电流负反馈

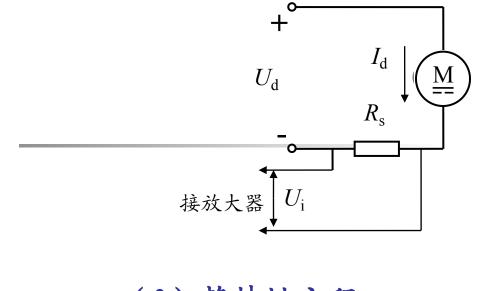


(1) 电流检测与反馈

- ①电枢回路串检测电阻;
- ②电枢回路接直流互感器;
- ③交流电路接交流互感器;
- ④采用霍尔传感器。

(2)系统稳态结构图





(3)静特性方程

$$n = \frac{K_{\rm p}K_{\rm s}U_{\rm n}^*}{C_{\rm e}(1+K)} - \frac{RI_{\rm d}}{C_{\rm e}(1+K)} - \frac{K_{\rm p}K_{\rm s}R_{\rm s}I_{\rm d}}{C_{\rm e}(1+K)}$$

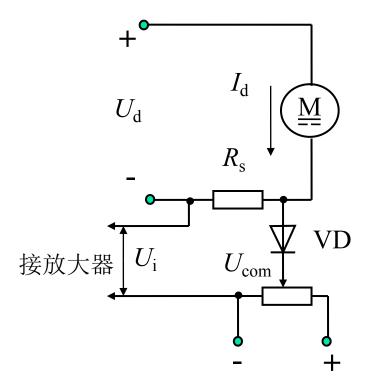
(4) 稳态特性

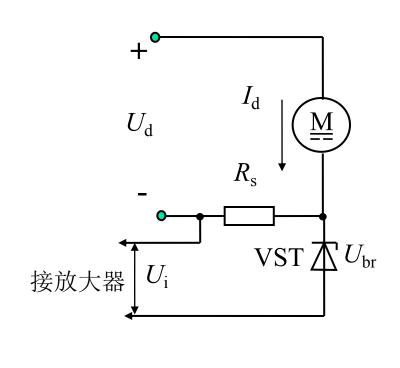
电流截止负反馈 限流作用只需在起动和堵转时起作用,正常运行时应让电流自由地随着负载增减。

如果采用某种方法,当电流大到一定程度时才接入电流负反馈以限制电流,而电流正常时仅有转速负反馈起作用控制转速。这种方法叫做电流截止负反馈,简称截流反馈。



(1) 电流截止负反馈环节



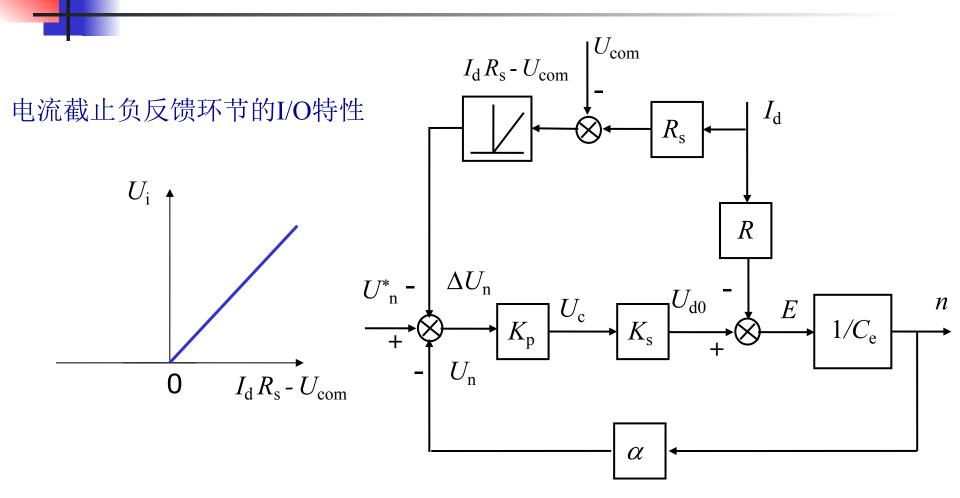


a) 利用独立直流电源作比较电压

b) 利用稳压管产生比较电压

电流截止负反馈环节

(2) 系统稳态结构



带电流截止负反馈的闭环直流调速稳态结构图

(3) 静特性方程与特性曲线

由结构图写出该系统两段静特性的方程式。

当 $I_{d} \le I_{der}$ 时,电流负反馈被截止,静特性和只有转速负反馈调速系统的静特性式相同,现重写于下

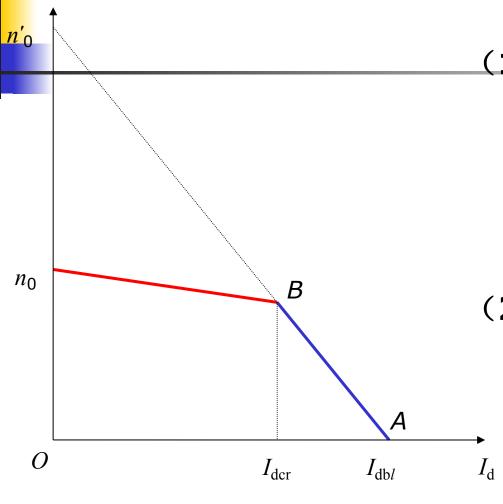
 $n = \frac{K_{\rm p}K_{\rm s}U_{\rm n}^*}{C_{\rm e}(1+K)} - \frac{RI_{\rm d}}{C_{\rm e}(1+K)}$

当 $I_d > I_{der}$ 时,引入了电流负反馈,静特性变成

$$n = \frac{K_{\rm p}K_{\rm s}(U_{\rm n}^* + U_{\rm com})}{C_{\rm e}(1+K)} - \frac{(R + K_{\rm p}K_{\rm s}R_{\rm s})I_{\rm d}}{C_{\rm e}(1+K)}$$

带电流截止负反馈闭环调速系统的静特性

静特性两个特点



(1) 电流负反馈的作用相 当于在主电路中串入一 个大电阻 *Kp Ks Rs*, 因而稳态速降极大,特 性急剧下垂。

(2) 比较电压 *U*com 与 给定电压 *U*n*的作用 一致,好象把理想空载 转速提高到

$$n'_{0} = \frac{K_{\rm p}K_{\rm s}(U_{\rm n}^* + U_{\rm com})}{C_{\rm e}(1+K)}$$

这样的两段式静特性常称作下垂特性或挖土机特性。 当挖土机遇到坚硬的石块而过载时,电动机停下,电流 也不过是堵转电流, $\Diamond n = 0$,得

$$I_{\text{db}l} = \frac{K_{\text{p}}K_{\text{s}}(U_{\text{n}}^* + U_{\text{com}})}{R + K_{\text{p}}K_{\text{s}}R_{\text{s}}}$$

一般
$$K_{\rm p}K_{\rm s}R_{\rm s} >> R$$
, 因此 $I_{\rm dbl} \approx \frac{U_{\rm n}^* + U_{\rm com}}{R_{\rm s}}$

(4) 电流截止负反馈环节参数设计

 $I_{
m dbl}$ 应小于电机允许的最大电流,一般取 $I_{
m dbl}$ = (1.5~2) $I_{
m N}$

从调速系统的稳态性能上看,希望稳态运行范围足够大,截止 电流应大于电机的额定电流,一般取 $I_{\rm der} \geq (1.1~1.2)~I_{\rm N}$