

## 第一章 闭环控制的直流调速系统

1-1 为什么 PWM—电动机系统比晶闸管—电动机系统能够获得更好的动态性能？

答：PWM—电动机系统在很多方面有较大的优越性：

- (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) 若与快速响应的电动机配合，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。

1-2 试分析有制动通路的不可逆 PWM 变换器进行制动时，两个 VT 是如何工作的。

答：在制动状态中， $i_d$  为负值， $VT_2$  就发挥作用了。这种情况发生在电动运行过程中需要减速的时候。这时，先减小控制电压，使  $U_{g1}$  的正脉冲变窄，负脉冲变宽，从而使平均电枢电压  $U_d$  降低。但是，由于机电惯性，转速和反电动势还来不及变化，因而造成  $E > U_d$ ，很快使电流  $i_d$  反向， $VD_2$  截止，在  $t_{on} \leq t < T$  时， $U_{g2}$  变正，于是  $VT_2$  导通，反向电流沿回路 3 流通，产生能耗制动作用。在  $T \leq t < T + t_{on}$  时， $VT_2$  关断， $-i_d$  沿回路 4 经  $VD_1$  续流，向电源回馈制动，与此同时， $VD_1$  两端压降钳住  $VT_1$  使它不能导通。在制动状态中， $VT_2$  和  $VT_1$  轮流导通，而  $VT_1$  始终是关断的。

在轻载电动状态，这时平均电流较小，以致在  $VT_1$  关断后  $i_d$  经  $VD_2$  续流时，还没有达到周期  $T$ ，电流已经衰减到零，这时  $VD_2$  两端电压也降为零， $VT_2$  便提前导通了，使电流反向，产生局部时间的制动作用。

1-3 调速范围和静差率的定义是什么？调速范围、静差速降和最小静差率之间有什么关系？为什么说“脱离了调速范围，要满足给定的静差率也就容易得多了”？

答：生产机械要求电动机提供的最高转速和最低转速之比叫做调速范围，用字母  $D$  表示，即

$$D = \frac{n_{\max}}{n_{\min}} \quad \text{其中，} n_{\max} \text{ 和 } n_{\min} \text{ 一般都指电动机额定负载时的最高和最低转速，对于少数负}$$

载很轻的机械，可以用实际负载时的最高和最低转速。

当系统在某一转速下运行时，负载由理想空载增加到额定值时所对应的转速降落，与理想空载转速之比，称作静差率  $s$ ，即

$$s = \frac{\Delta n_N}{n_0}$$

或用百分比表示

$$s = \frac{\Delta n_N}{n_0} \times 100\%$$

在直流电动机变压调速系统中，一般以电动机的额定转速  $n_N$  作为最高转速

则 
$$s = \frac{\Delta n_N}{n_0} = \frac{\Delta n_N}{n_{\min} + \Delta n_N}$$

$$\therefore n_{\min} = \frac{\Delta n_N}{s} - \Delta n_N = \frac{(1-s)\Delta n_N}{s}$$

$$D = \frac{n_{\max}}{n_{\min}} = \frac{n_N S}{\Delta n_N (1-S)}$$

由上式可看出调速系统的调速范围、静差速降和最小静差率之间的关系。对于同一个调速系统， $\Delta n_N$  值一定，如果对静差率要求越严，即要求  $s$  值越小时，系统能够允许的调速范围也越小。一个调速系统的调速范围，是指在最低速时还能满足所需静差率的转速可调范围。

**1-4** 某一调速系统，测得的最高转速特性为  $n_{O\max} = 1500r/\min$ ，最低转速特性为  $n_{O\min} = 150r/\min$ ，带额定负载时的速度降落  $\Delta n_N = 15r/\min$ ，且在不同转速下额定速降  $\Delta n_N$  不变，试问系统能够达到的调速范围有多大？系统允许的静差率是多少？

解 系统能够达到的调速范围为

$$D = \frac{n_{\max}}{n_{\min}} = \frac{1500}{150-15} = 11$$

系统允许的静差率 
$$s = \frac{D\Delta n_N}{n_N + D\Delta n_N} \times 100\% = \frac{11 \times 15}{1500 + 11 \times 15} \times 100\% = 10\%$$

**1-5** 某闭环调速系统的调速范围是 1500~150r/min，要求系统的静差率  $s \leq 2\%$ ，那么系统允许的静态速降是多少？如果开环系统的静态速降是 100r/min，则闭环系统的开环放大倍数应有多大？

解 因为 
$$s = \frac{\Delta n_N}{n_0} = \frac{\Delta n_N}{n_{\min} + \Delta n_N}$$

所以 
$$\Delta n_N = \frac{n_{\min} s}{1-s} = \frac{150 \times 0.02}{1-0.02} = 3.06r/\min$$

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

$$\text{所以 } K = \frac{\Delta n_{op}}{\Delta n_{cl}} - 1 = \frac{100}{3.06} - 1 = 31.7$$

**1—6** 某闭环调速系统的开环放大倍数为 15 时，额定负载下电动机的速降为 8r/min，如果将开环放大倍数提高到 30，它的速降为多少？在同样静差率要求下，调速范围可以扩大多少倍？

$$\text{解 (1) 因为 } \Delta n_{cl} = \frac{RI_d}{C_e(1+K)}$$

$$\text{所以 } \frac{RI_d}{C_e} = \Delta n_{cl}(1+K) = 8 \times (1+15) = 128$$

$$\text{则 } \Delta n_{cl} = \frac{RI_d}{C_e(1+K)} = \frac{128}{1+30} = 4.13r/min$$

$$(2) \text{ 由 } D = \frac{n_N S}{\Delta n_N(1-S)}, \text{ 可知在 } s \text{ 和 } n_N \text{ 不变的情况下, } D \text{ 只与 } \Delta n_N \text{ 有关}$$

调速范围扩大 1.94 倍。

**1—7** 某调速系统的调速范围  $D=20$ ，额定转速  $n_N=1500r/min$ ，开环转速降落  $\Delta n_{Nop} = 240r/min$ ，若要求系统的静差率由 10% 减少到 5%，则系统的开环增益将如何变化？

$$\text{解：当 } s=10\% \text{ 时, } \Delta n_N = \frac{n_N s}{D(1-s)} = \frac{1500 \times 0.1}{20 \times (1-0.1)} = 8.33r/min$$

$$\text{此时 } K = \frac{\Delta n_{op}}{\Delta n_{cl}} - 1 = \frac{240}{8.33} - 1 = 27.8$$

$$\text{当 } s=5\% \text{ 时, } \Delta n_N = \frac{n_N s}{D(1-s)} = \frac{1500 \times 0.05}{20 \times (1-0.05)} = 3.95r/min$$

$$\text{此时 } K = \frac{\Delta n_{op}}{\Delta n_{cl}} - 1 = \frac{240}{3.95} - 1 = 59.8$$

则若要求系统的静差率由 10% 减少到 5%，则系统的开环增益将变大。

**1—8** 转速单闭环调速系统有那些特点？改变给定电压能否改变电动机的转速？为什么？如果给定电压不变，调节测速反馈电压的分压比是否能够改变转速？为什么？如果测速发电机的励磁发生了变化，系统有无克服这种干扰的能力？

答：(1) 转速单闭环调速系统有以下三个基本特征

①只用比例放大器的反馈控制系统，其被调量仍是有静差的。

②反馈控制系统的作用是：抵抗扰动，服从给定。扰动性能是反馈控制系统最突出的特征之一。

③系统的精度依赖于给定和反馈检测的精度。

(2) 改变给定电压会改变电动机的转速，因为反馈控制系统完全服从给定作用。

(3) 如果给定电压不变，调节测速反馈电压的分压比或测速发电机的励磁发生了变化，它不能得到反馈控制系统的抑制，反而会增大被调量的误差。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。

**1—9** 在转速负反馈调速系统中，当电网电压、负载转矩、电动机励磁电流、电枢电阻、测速发电机励磁各量发生变化时，都会引起转速的变化，问系统对上述各量有无调节能力？为什么？

答：当电网电压发生变化时，系统对其有调节能力。因为电网电压是系统的给定反馈控制系统完全服从给定。

负载转矩、电动机励磁电流、电枢电阻变化时系统对其有调节能力。因为他们的变化最终会影响到转速，都会被测速装置检测出来。再通过反馈控制作用，减小它们对稳态转速的影响。

测速发电机励磁各量发生变化时，它不能得到反馈控制系统的抑制，反而会增大被调量的误差。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。

**1—10** 有一 V—M 调速系统。电动机参数为： $P_N = 2.2kW$ ， $U_N = 220V$ ， $I_N = 12.5A$ ，

$n_N = 1500r/min$ ，电枢电阻  $R_a = 1.2\Omega$ ，整流装置内阻  $R_{rec} = 1.5\Omega$ ，触发整流环节的放大倍数  $K_s = 35$ 。要求系统满足调速范围  $D=20$ ，静差率  $s \leq 10\%$ 。

(1) 计算开环系统的静态速降  $\Delta n_{op}$  和调速要求所允许的闭环静态速降  $\Delta n_{cl}$ 。

(2) 采用转速负反馈组成闭环系统，试画出系统的原理图和静态结构框图。

(3) 调整该系统参数，使当  $U_n^* = 15V$  时， $I_d = I_N$ ， $n = n_N$ ，则转速负反馈系数  $\alpha$  应该是多少？

(4) 计算放大器所需的放大倍数。

解：(1) 先计算电动机的电动势系数

$$C_e = \frac{U_N - I_N R_a}{n_N} = \frac{220 - 12.5 \times 1.2}{1500} = 0.1367V \cdot \min/r$$

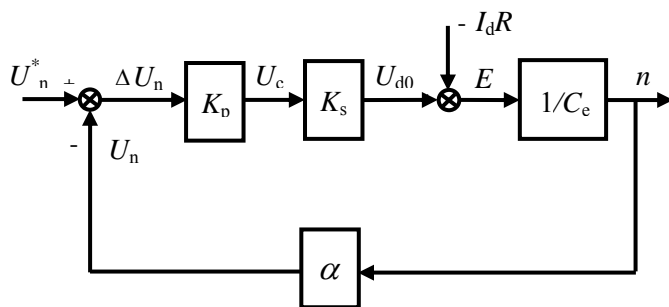
则开环系数额定速降为

$$\Delta n_{op} = \frac{I_N R}{C_e} = \frac{12.5 \times (1.2 + 1.5)}{0.1367} = 246.9r/min$$

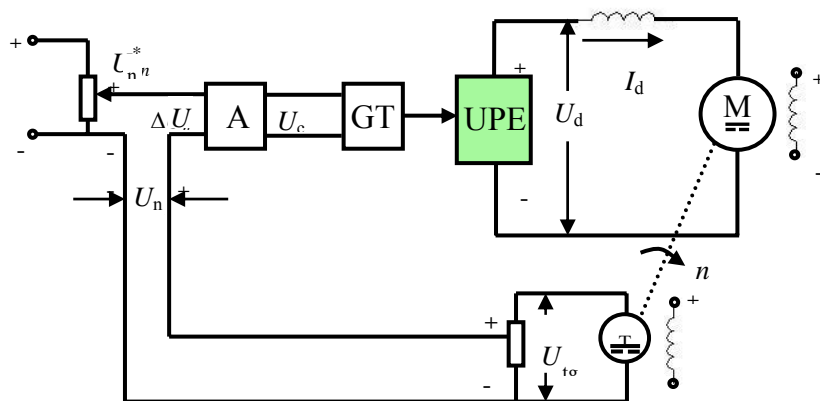
额定负载时的稳态速降应为

$$\Delta n_{cl} = \frac{n_N s}{D(1-s)} \leq \frac{1500 \times 0.1}{20 \times (1-0.1)} = 8.33r/min$$

(2) 系统的静态结构框图如下所示



转速负反馈系统的原理图



(3) 当  $U_n^* = 15V$  时,  $I_d = I_N$ ,  $n = n_N$ , 则转速负反馈系数  $\alpha$  应该是

$$\alpha = \frac{U_n^*}{n} = \frac{U_n^*}{n_N} = \frac{15}{1500} = 0.01$$

(4) 闭环系统的开环放大系数应为

$$K = \frac{\Delta n_{op}}{\Delta n_{cl}} - 1 = \frac{246.9}{8.33} - 1 = 28.64$$

运算放大器所需的放大倍数

$$K_P = \frac{K}{\alpha K_S / C_e} = \frac{28.64}{0.01 \times 35 / 0.1367} = 11.19$$

**1—11** 在题 1-10 的转速负反馈系统中增设电流截止环节, 要求堵转电流  $I_{dbl} \leq 2I_N$ , 临界

截止电流  $I_{dcr} \geq 1.2I_N$ , 应该选用多大的比较电压和电流反馈采样电阻? 要求电流反馈采样电阻不超过主电路总电阻的 1/3, 如果做不到, 需要增加电流反馈放大器, 试画出系统的原理图和静态结构框图, 并计算电流反馈放大系数。这时电流反馈采样电阻和比较电压各为多少?

解：因为

$$I_{dbl} = \frac{U_n^* + U_{com}}{R_s} \leq 2I_N$$

$$I_{dcr} = \frac{U_{com}}{R_s} \geq 1.2I_N$$

且  $U_n^* = 15V$ ，计算可得  $R_s = 1.5\Omega$ ， $U_{com} = 22.5V$

$$I_{dbl} = \frac{U_n^* + U_{com}}{R_s} \leq 2I_N$$

$$I_{dcr} = \frac{U_{com}}{KR_s} \geq 1.2I_N$$

1—12 某调速系统原理图如图 1-58 所示，已知数据如下：电动机； $P_N = 18kW$ ， $U_N = 220V$ ，

$I_N = 94A$ ， $n_N = 1000r/min$ ， $R_a = 0.15\Omega$ ，整流装置内阻  $R_{rec} = 0.3\Omega$ ，触发整流环节

的放大倍数  $K_s = 40$ 。最大给定电压  $U_{nm}^* = 15V$ ，当主电路电流达到最大值时，整定电流

反馈电压  $U_{im} = 10V$

设计指标：要求系统满足调速范围  $D=20$ ，静差率  $s \leq 10\%$ ， $I_{dbl} = 1.5I_N$ ， $I_{dcr} = 1.1I_N$ 。

试画出系统的静态结构框图，并计算：

- (1) 转速反馈系数  $\alpha$ 。
- (2) 调节器放大系数  $K_p$ 。
- (3) 电阻  $R_1$  的数值。（放大器输入电阻  $R_0 = 20k\Omega$ ）
- (4) 电阻  $R_2$  的数值和稳压管 VS 的击穿电压值。

解：(1) 转速负反馈系数  $\alpha$  应该是

$$\alpha = \frac{U_n^*}{n} = \frac{U_n^*}{n_N} = \frac{15}{1000} = 0.015$$

(2) 先计算电动机的电动势系数

$$C_e = \frac{U_N - I_N R_a}{n_N} = \frac{220 - 94 \times 0.15}{1000} = 0.2059V \cdot \min/r$$

则开环系数额定速降为

$$\Delta n_{op} = \frac{I_N R}{C_e} = \frac{94 \times (0.15 + 0.3)}{0.2059} = 205.4r/min$$

$$\Delta n_{cl} = \frac{n_N s}{D(1-s)} \leq \frac{1000 \times 0.1}{20 \times (1-0.1)} = 5.56r/min$$

闭环系统的开环放大系数应为

$$K = \frac{\Delta n_{op}}{\Delta n_{cl}} - 1 = \frac{205.4}{5.56} - 1 = 35.9$$

运算放大器所需的放大倍数

$$K_p = \frac{K}{\alpha K_s / C_e} = \frac{35.9}{0.015 \times 40 / 0.2059} = 12.3$$

**1—13** 在电压负反馈单闭环有静差调速系统中，当下列参数发生变化时系统是否有调节作用，为什么？

- (1) 放大器的放大系数  $K_p$ ；
- (2) 供电电网电压；
- (3) 电枢电阻  $R_a$ ；
- (4) 电动机励磁电流；
- (5) 电压反馈系数  $\gamma$ 。

答：在电压负反馈单闭环有静差调速系统中，当放大器的放大系数  $K_p$  发生变化时系统有调节作用再通过反馈控制作用，因为他们的变化最终会影响到转速，减小它们对稳态转速的影响。

电动机励磁电流、电枢电阻  $R_a$  发生变化时仍然和开环系统一样，因为电枢电阻处于反馈环外。

当供电电网电压发生变化时系统有调节作用。因为电网电压是系统的给定反馈控制系统完全服从给定。

当电压反馈系数  $\gamma$  发生变化时，它不能得到反馈控制系统的抑制，反而会增大被调量的误差。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。

**1-13** 有一个 V—M 系统，已知：电动机：  $P_N = 2.8kW$ ，  $U_N = 220V$ ，  $I_N = 15.6A$ ，

$n_N = 1500r/min$ ，  $R_a = 1.5\Omega$ ，整流装置内阻  $R_{rec} = 1\Omega$ ，触发整流环节的放大倍数

$K_s = 35$ 。

- (1) 系统开环工作时，试计算调速范围  $D=30$  时的静差率  $s$  值。
- (2) 当  $D=30$ ，  $s=10\%$ ，计算系统允许的稳态速降。
- (3) 如组成转速负反馈有静差调速系统，要求  $D=30$ ，  $s=10\%$ ，在  $U_n^* = 10V$  时，

$I_d = I_N$ ，  $n=n_N$ ，计算转速负反馈系数  $\alpha$  和放大器放大系数  $K_p$ 。

- (4) 如将上述调速系统改为电压负反馈有静差调速系统，仍要求  $U_n^* = 10V$  时，

$I_d = I_N$ ，  $n=n_N$  并保持系统原来的开环放大系数  $K$  不变，试求在  $D=30$  时静

差率。

解：（1）系统开环工作时，

$$C_e = \frac{U_N - I_N R_a}{n_N} = \frac{220 - 15.6 \times 1.5}{1500} = 0.1311 \text{ V} \cdot \text{min} / r$$

则开环系数额定速降为

$$\Delta n_{op} = \frac{I_N R}{C_e} = \frac{15.6 \times (1.5 + 1)}{0.1311} = 297.5 \text{ r} / \text{min}$$

$$\text{则 } s = \frac{D \Delta n_N}{n_N + D \Delta n_N} \times 100\% = \frac{30 \times 297.5}{1500 + 30 \times 297.5} \times 100\% = 85.6\%$$

（2）当  $D=30$ ,  $s=10\%$ , 系统允许的稳态速降

$$\Delta n_N = \frac{n_N s}{D(1-s)} = \frac{1500 \times 0.1}{30 \times (1-0.1)} = 5.56 \text{ r} / \text{min}$$

（3）当  $U_n^* = 10 \text{ V}$  时,  $I_d = I_N$ ,  $n = n_N$ , 则转速负反馈系数  $\alpha$  应该是

$$\alpha = \frac{U_n^*}{n} = \frac{U_n^*}{n_N} = \frac{10}{1500} = 0.007$$

闭环系统的开环放大系数应为

$$K = \frac{\Delta n_{op}}{\Delta n_{cl}} - 1 = \frac{297.5}{5.56} - 1 = 52.51$$

运算放大器所需的放大倍数

$$K_P = \frac{K}{\alpha K_s / C_e} = \frac{52.51}{0.007 \times 35 / 0.1311} = 30.6$$

（4）在电压负反馈有静差调速系统中，开环与闭环的速降是一样的，

$$\text{所以 } \Delta n_{cl} = \Delta n_{op} = 297.5 \text{ r} / \text{min}$$

$$s = \frac{D \Delta n_N}{n_N + D \Delta n_N} \times 100\% = \frac{30 \times 297.5}{1500 + 30 \times 297.5} \times 100\% = 85.6\%$$

**1-15** 在题 1-10 的系统中，若主电路电感  $L=50\text{mH}$ ，系统运动部分的飞轮惯量  $GD^2 = 1.6 \text{ N} \cdot \text{m}^2$ ，整流装置采用三相零式电路，试判断按题 1-10 要求设计的转速负反馈系统能否稳定运行？如果保证系统稳定运行，允许的最大开环放大系数  $K$  是多少？

解：计算系统中各环节的时间常数：

$$\text{电磁时间常数 } T_l = \frac{L}{R} = \frac{0.05}{1.2 + 1.5} = 0.0185 \text{ s}$$



$$\text{机电时间常数 } T_m = \frac{GD^2 R}{375 C_e C_m} = \frac{1.6 \times (1.2 + 1.5)}{375 \times 0.1367 \times \frac{30}{\pi} \times 0.1367} = 0.065s$$

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

为保证系统稳定，开环放大系数应满足的稳定条件：

$$K < \frac{T_m(T_l + T_s) + T_s^2}{T_l T_s} = \frac{0.065 \times (0.0185 + 0.00167) + 0.00167^2}{0.0185 \times 0.00167} = 42.5$$

因为  $23.1 > 28.75$ ，所以该系统不可以稳定运行。

如果保证系统稳定运行，允许的最大开环放大系数  $K$  最大为 23.1。

**1-16** 为什么用积分控制的调速系统是无静差的？在转速单闭环调速系统中，当积分调节器的输入偏差电压  $\Delta U = 0$  时，调节器的输出电压是多少？它取决于那些因素？

答：在动态过程中，当  $\Delta U_n$  变化时，只要其极性不变，积分调节器的输出  $U_c$  便一直增长；

只有达到  $U_n^* = U_n$ ， $\Delta U_n = 0$  时， $U_c$  才停止上升；不到  $\Delta U_n$  变负， $U_c$  不会下降。当  $\Delta U_n = 0$

时， $U_c$  并不是零，而是一个终值；如果  $\Delta U_n$  不再变化，这个终值便保持恒定而不再变化，

这是积分控制的特点。因此，积分控制可以使系统在无静差的情况下保持恒速运行，实现无静差调速。

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。虽然现在  $\Delta U_n = 0$ ，但历史上有过  $\Delta U_n$ ，其积分就有一定数值，足以产生稳态运行时需要的控制电压  $U_c$ 。

**1-17** 在无静差转速单闭环调速系统中，转速的稳态精度是否还受给定电源和测速发电机精度的影响？并说明理由。

答：系统的精度依赖于给定和反馈检测的精度。

因此转速的稳态精度还受给定电源和测速发电机精度的影响。

**1-18** 采用比例积分调节器控制的电压负反馈调速系统，稳态运行时的速度是否有静差？为什么？试说明理由。

答：采用比例积分调节器控制的电压负反馈调速系统，稳态运行时的速度是无静差的。

电压负反馈实际是一个自动调压系统，只有被包围的电力电子装置内阻引起的稳态速降被减小到  $1/(1+K)$ ，它的稳态性能比带同样放大器的转速负反馈系统要差。但基本控制原理与转速负反馈类似。它与转速负反馈一样可以实现无静差调节。

## 第二章 转速、电流双闭环直流调速系统和调节器的工程设计方法

**2-1** 在转速、电流双闭环调速系统中，若要改变电动机的转速，应调节什么参数？改变转速调节器的放大倍数  $K_n$  行不行？改变电力电子变换器的放大倍数  $K_s$  行不行？改变

转速反馈系数  $\alpha$  行不行？若要改变电动机的堵转电流，应调节系统中的什么参数？

答：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

$$U_n^* = U_n = \alpha n = \alpha n_0$$

因此 转速  $n$  是由给定电压  $U_n^*$  决定的；改变转速反馈系数也可以改变电动机转速。改变转

速调节器的放大倍数  $K_n$  和电力电子变换器的放大倍数  $K_s$  不可以。

**2-2** 转速、电流双闭环调速系统稳态运行时，两个调节器的输入偏差电压和输出电压各是多少？为什么？

答：当两个调节器都不饱和时，它们的输入偏差电压都是零

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  $U_{dm}$ 。

**2-3** 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，对系统的静、动态性能将会产生什么影响？

答：改为 P 调节器时其输出量总是正比于输入量，PI 调节器的输出量在动态过程中决定于输入量的积分，到达稳态时，输入为零，输出的稳态值与输入无关而是由它后面环节的需要决定的。

**2-4** 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。

答：(1) 转速、电流双闭环调速系统在稳态工作点上，转速  $n$  是由给定电压  $U_n^*$  决定的。

ASR 的输出量  $U_i^*$  是由负载电流  $I_{dL}$  决定的。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  $I_{dL}$ 。双闭环调速系统的稳态参数计算是和无静差系统的稳态计算相似。

带电流截止环节的转速单闭环调速系统静态特性特点：电流负反馈的作用相当于在主电路中串入一个大电阻  $K_p K_s R_s$ ，因而稳态速降极大，特性急剧下垂；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了。这样的两段式静特性常称作下垂特性或挖土机特性。

(2)

(3) 双闭环直流调速系统的起动过程有以下三个特点：饱和非线性控制、转速超调、准时间最优控制。

(4) 由动态结构图中可以看出，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。

(5) 在单闭环调速系统中, 电网电压扰动的作用点离被调量较远, 调节作用受到多个环节的延滞, 因此单闭环调速系统抵抗电压扰动的性能要差一些。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能反馈回来, 抗扰性能大有改善。

**2-5** 在转速、电流双闭环调速系统中, 两个调节器均采用 PI 调节器。当系统带额定负载运行时, 转速反馈线突然断线, 系统重新进入稳态后, 电流调节器的输入偏差电压  $\Delta U_i$  是否为零? 为什么?

**2-6** 在转速、电流双闭环调速系统中, 转速给定信号  $U_n^*$  未改变, 若增大转速反馈系数  $\alpha$ , 系统稳定后转速反馈电压  $U_n$  是增加还是减少? 为什么?

**2-7** 在转速、电流双闭环调速系统中, 两个调节器 ASR、ACR 均采用 PI 调节器。已知参数: 电动机:  $P_N = 3.7kW, U_N = 220V, I_N = 20A, n_N = 1000r/min$ , 电枢回路总电阻  $R = 1.5\Omega$ , 设  $U_{nm}^* = U_{im}^* = U_{om} = 8V$ , 电枢回路最大电流  $I_{dm} = 40A$ , 电力电子变换器的放大系数  $K_s = 40$ 。试求:

(1) 电流反馈系数  $\beta$  和转速反馈系数  $\alpha$ ;

(2) 当电动机在最高速发生堵转时的  $U_{d0}$ 、 $U_i^*$ 、 $U_i$ 、 $U_c$  值。

解: (1) 稳态时

$$\begin{aligned} \text{因为 } I_{dm} &= \frac{U_{im}^*}{\beta} \\ \text{所以 } \beta &= \frac{U_{im}^*}{I_{dm}} = \frac{8}{40} = 0.2V/A \\ \alpha &= \frac{U_{nm}^*}{n_{\max}} = \frac{8}{1000} = 0.008V \cdot \min/r \end{aligned}$$

(2) 电动机在最高速发生堵转时  $n=0$

$$U_{d0} = C_e n + I_d R = 40 \times 1.5 = 60V$$

$$U_i^* = -U_i = \beta I_d = 8V$$

$$U_i = 8V$$

$$U_c = \frac{U_{d0}}{K_s} = \frac{60}{40} = 1.5V$$

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

**2-9** 在转速、电流双闭环调速系统中，电动机拖动恒转矩负载在额定工作点正常运行，现因某种原因使电动机励磁电源电压突然下降一半，系统工作情况将会如何变化？写出  $U_i^*$ 、 $U_c$ 、 $U_{d0}$ 、 $I_d$  及  $n$  在系统重新进入稳定后的表达式。

**2-10** 某反馈控制系统已校正成典型 I 型系统。已知时间常数  $T=0.1s$ ，要求阶跃响应超调量  $\sigma \leq 10\%$ 。

(1) 求系统的开环增益；

(2) 计算过度过程时间  $t_s$  和上升时间  $t_r$ ；

(3) 绘出开环对数幅频特性。如果要求上升时间  $t_r < 0.25s$ ，则  $K=?$ ， $\sigma=?$

**2-11** 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）。试对该系统进行动态校正，决定调节器结构，并选择其参数。

**2-12** 有一个闭环系统，其控制对象的传递函数为  $W_{obj}(s) = \frac{K_1}{s(Ts + 1)} = \frac{10}{s(0.02s + 1)}$ ，要求校正为典型 II 型系统，在阶跃输入下系统超调量  $\sigma \leq 30\%$ （按线性系统考虑）。试决定调节器结构，并选择其参数。

**2-13** 调节对象的传递函数为  $W_{obj}(s) = \frac{18}{(0.25s + 1)(0.005s + 1)}$ ，要求用调节器分别将其校正为典型 I 型和 II 型系统，求调节器的结构与参数。

**2-14** 在一个由三相零式晶闸管整流装置供电的转速、电流双闭环调速系统中，已知电动机的额定数据为： $P_N = 60kW$ ， $U_N = 220V$ ， $I_N = 308A$ ， $n_N = 1000r/min$ ，电动势系数  $C_e = 0.196V \cdot \min/r$ ，主回路总电阻  $R = 0.18\Omega$ ，触发整流环节的放大倍数  $K_s = 35$ 。电

磁时间常数  $T_l = 0.012s$  , 机电时间常数  $T_m = 0.12s$  , 电流反馈滤波时间常数  $T_{oi} = 0.0025s$  ,  
 转速反馈滤波时间常数  $T_{on} = 0.015s$  。额定转速时的给定电压  $(U_n^*)_N = 10V$  , 调节器 ASR、  
 ACR 饱和输出电压  $U_{im}^* = 8V, U_{om} = 6.5V$  。

系统的静、动态指标为：稳态无静差，调速范围  $D=10$ ，电流超调量  $\sigma_i \leq 5\%$ ，空载起动到额定转速时的转速超调量  $\sigma_n \leq 10\%$ 。试求：

- (1) 确定电流反馈系数  $\beta$ （假设起动电流限制在  $339A$  以内）和转速反馈系数  $\alpha$ ；
- (2) 试设计电流调节器 ACR，计算其参数  $R_i$ 、 $C_i$ 、 $C_{oi}$ 。画出其电路图，调节器输入回路电阻  $R_0 = 40k\Omega$ ；
- (3) 设计转速调节器 ASR，计算其参数  $R_n$ 、 $C_n$ 、 $C_{on}$ 。（ $R_0 = 40k\Omega$ ）；
- (4) 计算电动机带  $40\%$ 额定负载起动到最低转速时的转速超调量  $\sigma_n$ 。
- (5) 计算空载起动到额定转速的时间。

解：1. 电流反馈系数  $\beta$  和转速反馈系数  $\alpha$  分别为

$$\beta = \frac{U_{im}^*}{I_{dm}} = \frac{8}{339} = 0.0236V/A$$

$$\alpha = \frac{U_{nm}^*}{n_{max}} = \frac{10}{1000} = 0.01V \cdot \min/r$$

2. (1) 确定时间常数

- ① 整流装置滞后时间常数  $T_s$ . 按表 1-2, 三相零式电路的平均失控时间  $T_s=0.0033s$ .
- ② 电流滤波时间常数  $T_{oi}$ . 三相桥式电路每个波头的时间是  $3.3ms$ , 为了基本滤平波头, 应有  $(1-2)T_{oi}=3.3ms$ , 因此取  $T_{oi}=2.5ms=0.0025s$ .
- ③ 电流环小时间常数之和  $T_{\sum i}$ . 按小时间常数近似处理, 取  $T_{\sum i} = T_s + T_{oi} = 0.0058s$

(2) 选择电流调节器结构

根据设计要求  $\sigma_i \leq 5\%$ , 并保证稳态电流无差, 可按典型 I 型系统设计电流调节器. 电流环控制对象是双惯性型的, 因此可用 PI 型电流调节器, 其传递函数见式 (2-57).

检查对电源电压的抗扰性能:  $\frac{T_l}{T_{\sum i}} = \frac{0.012s}{0.0058s} = 2.07$ , 参照表 2-3 的典型 I 型系统动态

抗扰性能, 各项指标都是可以接受的.

(3) 计算电流调节器参数

电流调节器超前时间常数:  $\tau_i = T_l = 0.012s$ .

电流环开环增益: 要求  $\sigma_i \leq 5\%$  时, 按表 2-2, 应取  $K_1 T_{\sum i} = 0.5$ , 因此

$$K_I = \frac{0.5}{T_{\Sigma i}} = \frac{0.5}{0.0058s} = 86s^{-1}$$

于是, ACR 的比例系数为:  $K_i = \frac{K_I \tau_i R}{K_s \beta} = \frac{86 \times 0.012 \times 0.18}{35 \times 0.0236} = 0.225$

(4) 校验近似条件

电流环截止频率:  $\omega_{ci} = K_I = 86s^{-1}$

① 晶闸管整流装置传递函数的近似条件

$$\frac{1}{3T_s} = \frac{1}{3 \times 0.0033s} = 101s^{-1} > \omega_{ci}$$

满足近似条件.

② 忽略反电动势变化对电流环动态影响的条件

$$3\sqrt{\frac{1}{T_m T_l}} = 3 \times \sqrt{\frac{1}{0.12s \times 0.012s}} = 79.06s^{-1} < \omega_{ci}$$

满足近似条件.

③ 电流环小时间常数近似处理条件

$$\frac{1}{3\sqrt{T_s T_{oi}}} = \frac{1}{3} \times \sqrt{\frac{1}{0.0033s \times 0.0025s}} = 116.1s^{-1} > \omega_{ci}$$

满足近似条件.

(5) 计算调节器电阻电容

由图 2-25, 按所用运算放大器取  $R_0 = 40k\Omega$ , 各电阻和电容值为

$$R_i = K_i R_0 = 0.225 \times 40k\Omega = 9k\Omega$$

$$C_i = \frac{\tau_i}{R_i} = \frac{0.012}{9 \times 10^3} F = 1.33 \times 10^{-6} F = 1.33\mu F, \text{取 } 1.33\mu F$$

$$C_{oi} = \frac{4T_{oi}}{R_0} = \frac{4 \times 0.0025}{40 \times 10^3} F = 0.25 \times 10^{-6} F = 0.25\mu F, \text{取 } 0.2\mu F$$

按照上述参数, 电流环可以达到的动态跟随性能指标为  $\sigma_i = 4.3\% < 5\%$  (见表 2-2), 满足设计要求.

3. (1) 确定时间常数

① 电流环等效时间常数  $1/K_I$ . 已取  $K_I T_{\Sigma i} = 0.5$ ,  $\frac{1}{K_I} = 2T_{\Sigma i} = 2 \times 0.0058s = 0.0116s$

② 转速滤波时间常数  $T_{on}$ . 根据所用测速发电机纹波情况, 取  $T_{on} = 0.01s$ .

③ 转速环小时间常数  $T_{\Sigma n}$ . 按小时间常数近似处理, 取

$$T_{\Sigma n} = \frac{1}{K_I} + T_{on} = 0.0116s + 0.015s = 0.0266s$$

(2) 选择转速调节器结构按照设计要求, 选用 PI 调节器, 其传递函数  $W_{ASR}(s) = \frac{K_n(\tau_n s + 1)}{\tau_n s}$

(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  $h=3$ , 则 ASR 的超前时间常数为  $\tau_n = hT_{\Sigma n} = 3 \times 0.0266s = 0.0798s$

由式 (2-75) 可得转速环开环增益:  $K_N = \frac{h+1}{2h^2 T_{\Sigma n}^2} = \frac{4}{2 \times 3^2 \times 0.0266^2} s^{-2} = 314.1s^{-2}$

于是, 由式(2-76)可得 ASP 的比例系数为:

$$K_n = \frac{(h+1)\beta C_e T_m}{2h\alpha RT_{\Sigma^n}} = \frac{4 \times 0.0236 \times 0.196 \times 0.12}{2 \times 3 \times 0.01 \times 0.18 \times 0.0266} = 7.73$$

(4) 检验近似条件

由式(2-33)得转速环截止频率为:  $\omega_{cn} = \frac{K_N}{\omega_1} = K_N \tau_n = 314.1 \times 0.0798 s^{-1} = 25.1 s^{-1}$

①电流环传递函数简化条件为:

$$\frac{1}{3} \sqrt{\frac{K_I}{T_{\Sigma^i}}} = \frac{1}{3} \times \sqrt{\frac{86}{0.0058}} s^{-1} = 40.6 s^{-1} > \omega_{cn}, \text{ 满足简化条件.}$$

②转速环小时间常数近似处理条件为:

$$\frac{1}{3} \sqrt{\frac{K_I}{T_{on}}} = \frac{1}{3} \times \sqrt{\frac{86}{0.01}} s^{-1} = 25.2 s^{-1} > \omega_{cn}, \text{ 满足近似条件.}$$

(5) 计算调节器电阻和电容

根据图 2-27, 取  $R_0 = 40 k\Omega$ , 则  $R_n = K_n R_0 = 7.73 \times 40 k\Omega = 309.2 k\Omega$ , 取  $310 k\Omega$

$$C_n = \frac{\tau_n}{R_n} = \frac{0.0798}{310 \times 10^3} F = 0.257 \times 10^{-6} F = 0.257 \mu F, \text{ 取 } 0.257 \mu F$$

$$C_{on} = \frac{4T_{on}}{R_0} = \frac{4 \times 0.015}{40 \times 10^3} F = 1.5 \times 10^{-6} F = 1.5 \mu F, \text{ 取 } 1.5 \mu F$$

(6) 校核转速超调量

当  $h=3$  时, 由表 2-6 查得,  $\sigma_n = 52.6\%$ , 不能满足设计要求. 实际上, 由于表 2-6 是按线性系统计算的, 而突加阶跃给定时, ASR 饱和, 不符合线性系统的前提, 应该按 ASR 退饱和的情况重新计算超调量。

(7) 由表 2-7 查得, 由  $h=3$  得,  $\frac{\Delta C_{\max}}{C_b} = 72.2\%$

$$\lambda = \frac{I_m}{I_N} = \frac{339}{308} = 1.1$$

$$\sigma_n = 2 \times \left( \frac{\Delta C_{\max}}{C_b} \right) (\lambda - z) \frac{\Delta n_N}{n^*} \frac{T_{\Sigma^n}}{T_m} = 2 \times 72.2\% \times 1.1 \times \frac{308 \times 0.18}{1000} \times \frac{0.0266}{0.12} = 9.96\% < 10\%$$

4. 如果只起动

5. 空载起动到额定转速的时间

$$t_2 \approx \left( \frac{2h}{h+1} \right) \frac{K_n U_n^*}{U_{im}^* - \beta I_{dL}} T_{\Sigma^n} = \left( \frac{6}{4} \right) \times \frac{7.73 \times 10}{8 - 0.0236 \times 308} \times 0.0266 = 0.386 s$$

**2-15** 有一转速、电流双闭环调速系统, 主电路采用三相桥式整流电路。已知电动机参数为:

$P_N = 555 kW, U_N = 750 V, I_N = 760 A, n_N = 375 r/min$ , 电动势系数  $C_e = 1.82 V \cdot \min/r$ ,

电枢回路总电阻  $R = 0.14 \Omega$ , 允许电流过载倍数  $\lambda = 1.5$ , 触发整流环节的放大倍数

$K_s = 75$ 。电磁时间常数  $T_l = 0.031s$ ，机电时间常数  $T_m = 0.112s$ ，电流反馈滤波时间常数  $T_{oi} = 0.002s$ ，转速反馈滤波时间常数  $T_{on} = 0.02s$ 。设调节器输入输出电压  $U_{nm}^* = U_{im}^* = U_{om} = 10V$ ，调节器输入电阻  $R_0 = 40k\Omega$ 。

设计指标：稳态无静差，电流超调量  $\sigma_i \leq 5\%$ ，空载起动到额定转速时的转速超调量  $\sigma_n \leq 10\%$ 。电流调节器已按典型 I 型系统设计，并取参数  $KT=0.5$ 。

- (1) 选择转速调节器结构，并计算其参数；
- (2) 计算电流环的截止频率  $\omega_{ci}$  和转速环的截止频率  $\omega_{cn}$ ，并考虑它们是否合理。

**2-16** 在一个转速、电流双闭环 V—M 系统中，转速调节器 ASR，电流调节器 ACR 均采用 PI 调节器。

(1) 在此系统中，当转速给定信号最大值  $U_{nm}^* = 15V$  时， $n = n_N = 1500r/min$ ；电流给定信号最大值  $U_{im}^* = 10V$  时，允许最大电流  $I_{dm} = 30A$ ，电枢回路总电阻  $R = 2\Omega$ ，晶闸管装置的放大倍数  $K_s = 30$ ，电动机额定电流  $I_N = 20A$ ，电动势系数  $C_e = 0.128V \cdot \min/r$ ，现系统在  $U_n^* = 5V$ ， $I_{dl} = 20A$  时稳定运行。求此时的稳态转速  $n = ?$  ACR 的输出电压  $U_c = ?$

(2) 当系统在上述情况下运行时，电动机突然失磁 ( $\Phi = 0$ )，系统将会发生什么现象？试分析并说明。若系统能够稳定下来，则稳定后  $n = ?$   $U_n = ?$   $U_i^* = ?$   $I_d = ?$   $U_c = ?$

(3) 该系统转速环按典型 II 型系统设计，且按  $M_{min}$  准则选择参数，取中频宽  $h=5$ ，已知转速环小时间常数  $T_{\Sigma n} = 0.05s$ ，求转速环在跟随给定作用下的开环传递函数，并计算出放大系数及各时间常数。

(4) 该系统由空载 ( $I_{dl} = 0$ ) 突加额定负载时，电流  $I_d$  和转速  $n$  的动态过程波形是怎样的？已知机电时间常数  $T_m = 0.05s$ ，计算其最大动态速降  $\Delta n_{max}$  和恢复时间  $t_v$ 。

**2-17** 有一转速、电流双闭环控制的 H 性形双极式 PWM 直流调速系统，已知电动机参数为： $P_N = 200kW$ ， $U_N = 48V$ ， $I_N = 3.7A$ ， $n_N = 200r/min$ ，电枢电阻  $R_a = 6.5\Omega$ ，电枢回路总电阻  $R = 8\Omega$ ，允许电流过载倍数  $\lambda = 2$ ，电势系数  $C_e = 0.12V \cdot \min/r$ ，电磁时间常数



$T_l = 0.015s$ ，机电时间常数  $T_m = 0.2s$ ，，电流反馈滤波时间常数  $T_{oi} = 0.001s$ ，转速反馈滤波时间常数  $T_{on} = 0.005s$ 。设调节器输入输出电压  $U_{nm}^* = U_{im}^* = U_{om} = 10V$ ，调节器输入电阻  $R_0 = 40k\Omega$ 。已计算出晶体管 D202 的开关频率  $f = 1kHz$ ，PWM 环节的放大倍数  $K_s = 4.8$ 。

试对该系统进行动态参数设计，设计指标：稳态无静差，电流超调量  $\sigma_i \leq 5\%$ ；空载启动到额定转速时的转速超调量  $\sigma_n \leq 20\%$ ；过载过程时间  $t_s \leq 0.1s$ 。

### 第 3 章 直流调速系统的数字控制

**3-1** 直流电机额定转速  $n_N = 375r/min$ ，电枢电流额定值为  $I_{dN} = 760A$ ，允许过流倍数  $\lambda = 1.5$ ，计算机内部定点数占一个字的位置（16 位），试确定数字控制系统的转速反馈存储系数和电流反馈存储系数，适当考虑余量。

解：定点数长度为 1 个字（16 位），但最高位须用作符号位，只有 15 位可表示量值，故最大存储值  $D_{\max} = 2^{15} - 1$ 。电枢电流最大允许值为  $1.5I_N$ ，考虑到调节过程中瞬时值可能超过此值，故取  $I_{\max} = 1.8I_N$ 。因此，电枢电流存储系数为

$$K_\beta = \frac{2^{15} - 1}{1.8I_N} = \frac{32768}{1.8 \times 760} = 23.95A^{-1}$$

额定转速  $n_N = 375r/min$ ，取  $n_{\max} = 1.3n_N$ ，则转速存储系数为

$$K_\alpha = \frac{2^{15} - 1}{1.3n_N} = \frac{32768}{1.3 \times 375} \text{min}/r = 67.21 \text{min}/r$$

对上述运算结果取整得  $K_\beta = 23A^{-1}$ ， $K_\alpha = 67 \text{min}/r$ 。

**3-2** 旋转编码器光栅数为 1024，倍频系数为 4，高频时钟脉冲频率  $f_0 = 1MHz$ ，旋转编码器输出的脉冲个数和高频时钟脉冲个数均采用 16 位计数器，M 法和 T 法测速时间均为 0.01s，求转速  $n = 1500r/min$  和  $n = 150r/min$  时的测速分辨率和误差率最大值。

解：电动机每转一圈共产生  $Z = 4 \times 1024 = 4096$  个脉冲。

(1) M 法测速

$$\text{测速分辨率 } Q = \frac{60(M_1 + 1)}{ZT_C} - \frac{60M_1}{ZT_C} = \frac{60}{ZT_C} = \frac{60}{4096 \times 0.01} r/min = 1.46 r/min$$

$$\text{电动机的转速为 } n = \frac{60M_1}{ZT_C}$$

$$\text{当 } n=1500\text{r/min 时, } M_1 = \frac{ZT_c n}{60} = \frac{4096 \times 0.01 \times 1500}{60} = 1024$$

$$\text{测速误差率最大值 } \delta_{\max} = \frac{1}{M_1} \times 100\% = \frac{1}{1024} \times 100\% \approx 0.098\%$$

$$\text{当 } n=150\text{r/min 时, } M_1 = \frac{ZT_c n}{60} = \frac{4096 \times 0.01 \times 150}{60} \approx 102$$

$$\text{测速误差率最大值 } \delta_{\max} = \frac{1}{M_1} \times 100\% = \frac{1}{102} \times 100\% \approx 0.98\%$$

(2) T 法测速

$$\text{当 } n=1500\text{r/min 时, } n = \frac{60f_0}{ZM_2}$$

测速分辨率

$$Q = \frac{60f_0}{Z(M_2-1)} - \frac{60f_0}{ZM_2} = \frac{60f_0}{ZM_2(M_2-1)} = \frac{Zn^2}{60f_0 - Zn} = \frac{4096 \times 1500^2}{60 \times 10^6 - 4096 \times 1500} \text{ r/min} \approx 171 \text{ r/min}$$

$$M_2 = \frac{60f_0}{Zn} = \frac{60 \times 10^6}{4096 \times 1500} \approx 9 (\text{取整数})$$

$$\text{测速误差率最大值 } \delta_{\max} = \frac{1}{M_2-1} \times 100\% = \frac{1}{9-1} \times 100\% \approx 12.5\%$$

当  $n=150\text{r/min}$  时,

$$\text{测速分辨率 } Q = \frac{Zn^2}{60f_0 - Zn} = \frac{4096 \times 150^2}{60 \times 10^6 - 4096 \times 150} \text{ r/min} \approx 1.55 \text{ r/min}$$

$$M_2 = \frac{60f_0}{Zn} = \frac{60 \times 10^6}{4096 \times 150} \approx 97 (\text{取整数})$$

$$\text{测速误差率最大值 } \delta_{\max} = \frac{1}{M_2-1} \times 100\% = \frac{1}{97-1} \times 100\% \approx 1.04\%$$

**3-3** 将习题 2-14 设计的模拟电流调节器进行数字化, 采样周期  $T_{\text{sam}} = 0.5\text{ms}$ , 调节器输出

限幅及积分限幅均为  $\pm U_m$ , 写出位置式和增量式数字 PI 调节器的表达式, 并用已掌握的汇编语言设计实时控制程序。

**3-4** 根据习题 2-15 电流调节器的设计结果 (电流调节器按典型 I 型系统设计,  $KT=0.5$ ), 按离散系统设计方法设计转速调节器, 要求转速无静差。已知电动机额定功率  $P_N = 555\text{kW}$ ,

额定电压  $U_N = 750\text{V}$ , 额定电枢电流  $I_N = 760\text{A}$ , 额定转速  $n_N = 375\text{r/min}$ , 电动势系数

$C_e = 1.82V \cdot \text{min}/r$ ，电枢回路总电阻  $R = 0.14\Omega$ ，允许过载倍数  $\lambda = 1.5$ ，机电时间常数  $T_m = 0.112s$ ，转速滤波时间常数  $T_{on} = 0.02s$ ，电流反馈存储系数  $K_\beta = 23A^{-1}$ ，转速反馈存储系数  $K_\alpha = 67\text{min}/r$ ，转速调节器采样时间  $T_{sam} = 0.01s$ ，电流环小惯性时间常数  $T_{\Sigma i} = T_s + T_{oi} = 0.0017s + 0.002s = 0.0037s$

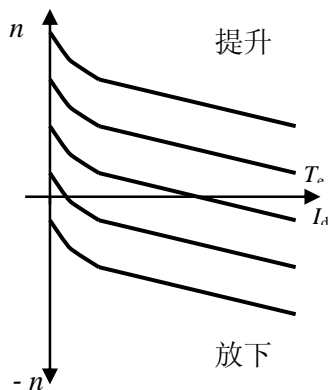
## 第 4 章 可逆直流调速系统和位置随动系统

**4-1** 晶闸管-电动机系统需要快速回馈制动时，为什么必须采用可逆线路？

答：当电动机需要回馈制动时，由于反电动势的极性未变，要回馈电能必须产生反向电流，而反向电流是不可能通过 VF 流通的，这时，可以通过控制电路切换到反组晶闸管装置 VR，并使它工作在逆变状态，产生逆变电压，电机输出电能实现回馈制动。

**4-2** 试画出采用单组晶闸管装置供电的 V-M 系统在整流和逆变状态下的机械特性，并分析这种机械特性适合于何种性质的负载。

解：机械特性图如下：



**4-3** 解释待逆变、正组逆变和反组逆变，并说明这三种状态各出现在何种场合下。

答：待逆变

正组逆变电枢端电压为负，电枢电流为正，电动机逆向运转，回馈发电，机械特性在第四象限。

反组逆变电枢端电压为正，电枢电流为负，电动机正向运转，回馈发电，机械特性在第二象限。

**4-4** 分析配合控制的有环流可逆系统反向起动和制动的过程。画出各参变量的动态波形，并说明在每个阶段中 ASR 和 ACR 各起什么作用，VF 和 VR 各处于什么状态。

解：控制电路采用典型的转速、电流双闭环系统，其中：

转速调节器 ASR 控制转速，设置双向输出限幅电路，以限制最大起制动电流；

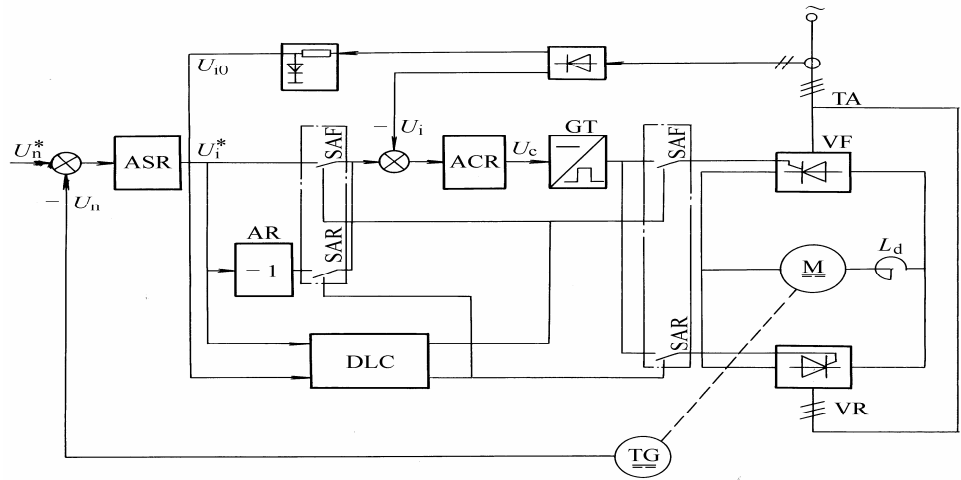
电流调节器 ACR 控制电流，设置双向输出限幅电路，以限制最小控制角  $\alpha_{\min}$  与最小逆变角  $\beta_{\min}$ 。

正组晶闸管 VF，由 GTF 控制触发，正转时，VF 整流；反转时，VF 逆变。

反组晶闸管 VR，由 GTR 控制触发，反转时，VR 整流；正转时，VR 逆变。

**4-5** 试分析图 4-13 所示逻辑选触无环流可逆系统的工作原理，说明正向制动时各处电压极性及能量关系。

解：图 4-13 逻辑选触无环流可逆系统的原理框图如下



图中：SAF，SAR 分别是正、反组电子模拟开关。

采用数字控制时，电子开关的任务可以用条件选择程序来完成，实际系统都是逻辑选触系统。此外，触发装置可采用由定时器进行移相控制的数字触发器，或采用集成触发电路。

**4-6** 试分析位置随动系统和调速系统在哪些方面是不同的。

答：位置随动系统与调速系统的主要区别在于，调速系统的给定量一经设定，即保持恒值，系统的主要作用是保证稳定和抵抗扰动；而位置随动系统的给定量是随机变化的，要求输出量准确跟随给定量的变化，系统在保证稳定的基础上，更突出需要快速响应。位置随动系统的反馈是位置环，调速系统的反馈是速度环。

## 第 5 章 闭环控制的异步电动机变压调速系统

### ——一种转差功率消耗型调速系统

**5-1** 异步电动机从定子传入转子的电磁功率  $P_m$  中，有一部分是与转差成正比的转差功率  $P_s$ ，

根据对  $P_s$  处理方式的不同，可把交流调速系统分成哪几类？并举例说明。

答：从能量转换的角度上看，转差功率是否增大，是消耗掉还是得到回收，是评价调速系统效率高低的标志。从这点出发，可以把异步电机的调速系统分成三类。

**转差功率消耗型调速系统：**这种类型的全部转差功率都转换成热能消耗在转子回路中，降电压调速、转差离合器调速、转子串电阻调速属于这一类。在三类异步电机调速系统中，这类系统的效率最低，而且越到低速时效率越低，它是以增加转差功率的消耗来换取转速的降低的（恒转矩负载时）。可是这类系统结构简单，设备成本最低，所以还有一定的应用价值。

**转差功率馈送型调速系统：**在这类系统中，除转子铜损外，大部分转差功率在转子侧通过变流装置馈出或馈入，转速越低，能馈送的功率越多，绕线电机串级调速或双馈电机调速属于这一类。无论是馈出还是馈入的转差功率，扣除变流装置本身的损耗后，最终都转化成有用的功率，因此这类系统的效率较高，但要增加一些设备。

转差功率不变型调速系统：在这类系统中，转差功率只有转子铜损，而且无论转速高低，转差功率基本不变，因此效率更高，变极对数调速、变压变频调速属于此类。其中变极对数调速是有级的，应用场合有限。只有变压变频调速应用最广，可以构成高动态性能的交流调速系统，取代直流调速；但在定子电路中须配备与电动机容量相当的变压变频器，相比之下，设备成本最高。

5-2 有一台三相四极异步电动机，其额定容量为 5.5kW，频率为 50Hz，在某一情况下运行，自定子方面输入的功率为 6.32kW，定子铜损耗为 341W，转子铜损耗为 237.5W，铁心损耗为 167.5W，机械损耗为 45W，附加损耗为 29W，试绘出该电动机的功率流程图，注明各项功率或损耗的值，并计算在这一运行情况下该电动机的效率、转差率和转速。

5-3 简述交流变压调速系统的优缺点和适用场合。

答：

5-4 何谓软起动器？交流异步电动机采用软起动器有什么好处？

答：带电流闭环的电子控制软起动器可以限制起动电流并保持恒值，直到转速升高后电流自动衰减下来，起动时间也短于一级降压起动。主电路采用晶闸管交流调压器，用连续地改变其输出电压来保证恒流起动，稳定运行时可用接触器给晶闸管旁路，以免晶闸管不必要地长期工作。视起动时所带负载的大小，起动电流可在  $(0.5\sim 4)I_{SN}$  之间调整，以获得最佳的起动效果，但无论如何调整都不宜于满载起动。负载略重或静摩擦转矩较大时，可在起动时突加短时的脉冲电流，以缩短起动时间。

软起动的功能同样也可以用于制动，用以实现软停车。

## 第6章 笼型异步电动机变压变频调速系统（VVVF）

### ——转差功率不变型调速系统

6-1 简述恒压频比控制方式。

答：绕组中的感应电动势是难以直接控制的，当电动势值较高时，可以忽略定子绕组的漏磁阻抗压降，而认为定子相电压  $U_s \approx E_g$ ，则得

$$\frac{U_s}{f_1} = \text{常值}$$

这是恒压频比的控制方式。但是，在低频时  $U_s$  和  $E_g$  都较小，定子阻抗压降所占的份量就比较显著，不再能忽略。这时，需要人为地把电压  $U_s$  抬高一些，以便近似地补偿定子压降。

6-2 简述异步电动机在下面四种不同的电压—频率协调控制时的机械特性并进行比较：

- (1) 恒压恒频正弦波供电时异步电动机的机械特性；
- (2) 基频以下电压—频率协调控制时异步电动机的机械特性；
- (3) 基频以上恒压变频控制时异步电动机的机械特性；
- (4) 恒流正弦波供电时异步电动机的机械特性；

答：恒压恒频正弦波供电时异步电动机的机械特性：当  $s$  很小时，转矩近似与  $s$  成正比，机械特性是一段直线， $s$  接近于 1 时转矩近似与  $s$  成反比，这时， $T_e = f(s)$  是对称于原点的一段双曲线。

基频以下电压—频率协调控制时异步电动机的机械特性：恒压频比控制的变频机械特性基本上是平行下移，硬度也较好，当转矩增大到最大值以后，转速再降低，特性就折回来了。

而且频率越低时最大转矩值越小,能够满足一般的调速要求,但低速带载能力有些差强人意,须对定子压降实行补偿。恒  $E_g / \omega l$  控制是通常对恒压频比控制实行电压补偿的标准,可以在稳态时达到  $\Phi_{rm} = \text{Constant}$ ,从而改善了低速性能,但机械特性还是非线性的,产生转矩的能力仍受到限制。恒  $E_r / \omega l$  控制可以得到和直流他励电机一样的线性机械特性,按照转子全磁通  $\Phi_{rm}$  恒定进行控制,而且,在动态中也尽可能保持  $\Phi_{rm}$  恒定是矢量控制系统的目标,

基频以上恒压变频控制时异步电动机的机械特性:当角频率提高时,同步转速随之提高,最大转矩减小,机械特性上移,而形状基本不变。基频以上变频调速属于弱磁恒功率调速。

恒流正弦波供电时异步电动机的机械特性:恒流机械特性的线性段比较平,而最大转矩处形状很尖。恒流机械特性的最大转矩值与频率无关,恒流变频时最大转矩不变,但改变定子电流时,最大转矩与电流的平方成正比。

**6-3** 如何区别交—直—交变压变频器是电压源变频器还是电流源变频器?它们在性能上有什么差异?

答:根据中间直流环节直流电源性质的不同,

直流环节采用大电容滤波是电压源型逆变器。它的直流电压波形比较平直,理想情况下是一个内阻为零的恒压源,输出交流电压是矩形波或梯形波。

直流环节采用大电感滤波是电流源型逆变器。它的直流电流波形比较平直,相当于一个恒流源,输出交流电流是矩形波或梯形波。

在性能上却带来了明显的差异,主要表现为:

(1) 无功能量的缓冲 在调速系统中,逆变器的负载是异步电机,属感性负载。在中间直流环节与负载电机之间,除了有功功率的传送外,还存在无功功率的交换。滤波器除滤波外还起着对无功功率的缓冲作用,使它不致影响到交流电网。因此,两类逆变器的区别还表现在采用什么储能元件(电容器或电感器)来缓冲无功能量。

(2) 能量的回馈 用电流源型逆变器给异步电机供电的电流源型变压变频调速系统有一个显著特征,就是容易实现能量的回馈,从而便于四象限运行,适用于需要回馈制动和经常正、反转的生产机械。

(3) 动态响应 正由于交—直—交电流源型变压变频调速系统的直流电压可以迅速改变,所以动态响应比较快,而电压源型变压变频调速系统的动态响应就慢得多。

(4) 输出波形 电压源型逆变器输出的电压波形为方波,电流源型逆变器输出的电流波形为方波。

(5) 应用场合 电压源型逆变器属恒压源,电压控制响应慢,不易波动,所以适于做多台电机同步运行时的供电电源,或单台电机调速但不要求快速起制动和快速减速的场合。采用电流源型逆变器的系统则相反,不适用于多电机传动,但可以满足快速起制动和可逆运行的要求。

**6-4** 电压源变频器输出电压是方波,输出电流是近似正弦波;电流源变频器输出电流是方波,输出电压是近似正弦波。能否据此得出电压源变频器输出电流波形中的谐波成分比电流源变频器输出电流波形中的谐波成分小的结论?在变频调速系统中,负载电动机希望得到的是正弦波电压还是正弦波电流?

答:在交流电机中,实际需要保证的应该是正弦波电流,因为在交流电机绕组中只有通入三相平衡的正弦电流才能使合成的电磁转矩为恒定值,不含脉动分量。因此,若能对电流实行闭环控制,以保证其正弦波形,显然将比电压开环控制能够获得更好的性能。

**6-5** 采用二极管不控整流器和功率开关器件脉宽调制 (PWM) 逆变器组成的交—直—交变频器有什么优点?

答: 具有如下优点:

- (1) 在主电路整流和逆变两个单元中, 只有逆变单元可控, 通过它同时调节电压和频率, 结构简单。采用全控型的功率开关器件, 只通过驱动电压脉冲进行控制, 电路也简单, 效率高。
- (2) 输出电压波形虽是一系列的 PWM 波, 但由于采用了恰当的 PWM 控制技术, 正弦基波的比重较大, 影响电机运行的低次谐波受到很大的抑制, 因而转矩脉动小, 提高了系统的调速范围和稳态性能。
- (3) 逆变器同时实现调压和调频, 动态响应不受中间直流环节滤波器参数的影响, 系统的动态性能也得以提高。
- (4) 采用不可控的二极管整流器, 电源侧功率因素较高, 且不受逆变输出电压大小的影响。

**6-6** 如何改变由晶闸管组成的交—交变压变频器的输出电压和频率? 这种变频器适用于什么场合? 为什么?

答: 正、反两组按一定周期相互切换, 在负载上就获得交变的输出电压  $u_o$ ,  $u_o$  的幅值决定于各组可控整流装置的控制角  $\alpha$ ,  $u_o$  的频率决定于正、反两组整流装置的切换频率。如果控制角一直不变, 则输出平均电压是方波,

一般主要用于轧机主传动、球磨机、水泥回转窑等大容量、低转速的调速系统, 供给低速电机直接传动时, 可以省去庞大的齿轮减速箱。

**6-7** 交流 PWM 变换器和直流 PWM 变换器有什么异同?

**6-8** 请你外出时到一个变频器厂家或变频器专卖店索取一份任意型号的通用变频器资料, 用它与异步电动机组成一个转速开环恒压频比控制的调速系统, 然后说明该系统的工作原理。

**6-9** 转速闭环转差频率控制的变频调速系统能够仿照直流电动机双闭环系统进行控制, 但是其动静态性能却不能完全达到直流双闭环系统的水平, 这是为什么?

答: 它的静、动态性能还不能完全达到直流双闭环系统的水平, 存在差距的原因有以下几个方面:

(1) 在分析转差频率控制规律时, 是从异步电机稳态等效电路和稳态转矩公式出发的, 所谓的“保持磁通  $\Phi_m$  恒定”的结论也只在稳态情况下才能成立。在动态中  $\Phi_m$  如何变化还没有深入研究, 但肯定不会恒定, 这不得不影响系统的实际动态性能。

(2)  $U_s = f(\omega_l, I_s)$  函数关系中只抓住了定子电流的幅值, 没有控制到电流的相位, 而在动态中电流的相位也是影响转矩变化的因素。

(3) 在频率控制环节中, 取  $\omega_l = \omega_s + \omega$ , 使频率得以与转速同步升降, 这本是转差频率控制的优点。然而, 如果转速检测信号不准确或存在干扰, 也就会直接给频率造成误差, 因为所有这些偏差和干扰都以正反馈的形式毫无衰减地传递到频率控制信号上来了。

**6-10** 在转差频率控制的变频调速系统中, 当转差频率的测量值大于或小于实际值时, 将给系统工作造成怎样的影响?

答: 在调速过程中, 实际频率  $\omega_l$  随着实际转速  $\omega$  同步地上升或下降, 有水涨而船高, 因此加、减速平滑而且稳定。如果转速检测信号不准确或存在干扰, 也就会直接给频率造成

误差，因为所有这些偏差和干扰都以正反馈的形式毫无衰减地传递到频率控制信号上来了。

**6-11** 分别简述直接矢量控制系统和间接矢量控制系统的工作原理，磁链定向的精度受哪些参数的影响？

答：直接矢量控制的工作原理：转速正、反向和弱磁升速。磁链给定信号由函数发生器程序获得。转速调节器 ASR 的输出作为转矩给定信号，弱磁时它还受到磁链给定信号的控制。在转矩内环中，磁链对控制对象的影响相当于一种扰动作用，因而受到转矩内环的抑制，从而改造了转速子系统，使它少受磁链变化的影响。

间接矢量控制的工作原理：采用磁链开环控制，系统反而会简单一些。在这种情况下，常利用矢量控制方程中的转差公式，构成转差型的矢量控制系统，它继承了基于稳态模型转差频率控制系统的优点，同时用基于动态模型的矢量控制规律克服了它的大部分不足之处。转差型矢量控制系统的主电路采用了交-直-交电流源型变频器，适用于数千 kW 的大容量装置，在中、小容量装置中多采用带电流控制的电压源型 PWM 变压变频器。

磁链开环转差型矢量控制系统的磁场定向由磁链和转矩给定信号确定，靠矢量控制方程保证，并没有实际计算转子磁链及其相位，所以属于间接矢量控制。

**6-12** 试比较转子磁链的电压模型和电流模型的运算方法及其优缺点。

答：根据描述磁链与电流关系的磁链方程来计算转子磁链，所得出的模型叫做电流模型。根据电压方程中感应电动势等于磁链变化率的关系，取电动势的积分就可以得到磁链，这样的模型叫电压模型。

转子磁链模型需要实测的电流和转速信号，但也都受电机参数变化的影响，从而改变时间常数  $T_r$ ，磁饱和程度将影响电感  $L_m$  和  $L_r$ ，从而  $T_r$  也改变。这些影响都将导致磁链幅值与相位信号失真，而反馈信号的失真必然使磁链闭环控制系统的性能降低。

电压模型只需要实测的电流和电压信号，不需要转速信号，且算法与转子电阻  $R_r$  无关，只与定子电阻有关它是容易测得的。

与电流模型相比，电压模型受电动机参数变化的影响较小，而且算法简单，便于应用。但是，由于电压模型包含纯积分项，积分的初始值和累积误差都影响计算结果，低速时，定子电阻压降变化的影响也较大。电压模型适合中、高速范围，而电流模型能适应低速。

**6-13** 坐标变换是矢量控制的基础，试分析交流电机矢量变换的基本概念和方法。

答：将交流电机的物理模型等效地变换成类似直流电机的模式，分析和控制就可以大大简化。坐标变换正是按照这条思路进行的。在这里，不同电机模型彼此等效的原则是：在不同坐标下所产生的磁动势完全一致。

交流电机三相对称的静止绕组 A、B、C，通以三相平衡的正弦电流时，所产生的合成磁动势是旋转磁动势  $F$ ，它在空间呈正弦分布，以同步转速  $\omega_l$ （即电流的角频率）顺着 A-B-C 的相序旋转。然而，旋转磁动势并不一定非要三相不可，除单相以外，二相、三相、四相、……等任意对称的多相绕组，通以平衡的多相电流，都能产生旋转磁动势，当然以两相最为简单。在三相坐标系下的  $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$ ，在两相坐标系下的  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$  和在旋转两相坐标系下的直流  $i_m$ 、 $i_t$  是等效的，它们能产生相同的旋转磁动势。这样通过坐标系的变换，可以找到与交流三相绕组等效的直流电机模型。

**6-14** 按定子磁链控制的直接转矩控制（DTC）系统与磁链闭环控制的矢量控制（VC）系统在控制方法上有什么异同？

答：1) 转矩和磁链的控制采用双位式砰-砰控制器，并在 PWM 逆变器中直接用这两个控制



信号产生电压的 SVPWM 波形，从而避开了将定子电流分解成转矩和磁链分量，省去了旋转变换和电流控制，简化了控制器的结构。

2) 选择定子磁链作为被控量，而不象 VC 系统中那样选择转子磁链，这样一来，计算磁链的模型可以不受转子参数变化的影响，提高了控制系统的鲁棒性。如果从数学模型推导按定子磁链控制的规律，显然要比按转子磁链定向时复杂，但是，由于采用了砰-砰控制，这种复杂性对控制器并没有影响。

3) 由于采用了直接转矩控制，在加减速或负载变化的动态过程中，可以获得快速的转矩响应，但必须注意限制过大的冲击电流，以免损坏功率开关器件，因此实际的转矩响应的快速性也是有限的。

**6-15 试分析并解释矢量控制系统与直流转矩控制系统的优缺点。**

答：两者都采用转矩（转速）和磁链分别控制，但两者在控制性能上却各有千秋。

VC 系统强调  $T_e$  与  $\psi_r$  的解耦，有利于分别设计转速与磁链调节器；实行连续控制，可获得较宽的调速范围；但按  $\psi_r$  定向受电动机转子参数变化的影响，降低了系统的鲁棒性。

DTC 系统则实行  $T_e$  与  $\psi_s$  砰-砰控制，避开了旋转坐标变换，简化了控制结构；控制定子磁链而不是转子磁链，不受转子参数变化的影响；但不可避免地产生转矩脉动，低速性能较差，调速范围受到限制。下表列出了两种系统的特点与性能的比较。

性能与特点	直接转矩控制系统	矢量控制系统
磁链控制	定子磁链	转子磁链
转矩控制	砰-砰控制，有转矩脉动	连续控制，比较平滑
坐标变换	静止坐标变换，较简单	旋转坐标变换，较复杂
转子参数变化影响	无[注]	有
调速范围	不够宽	比较宽