

《电力拖动自动控制系统—运动控制系统》习题

C

2-2 调速系统的调速范围是 1000~100r/min, 要求静差率 $s=2\%$, 那么系统允许的稳态速降是多少?

解: 系统允许的稳态速降

$$\Delta n_N = \frac{s n_{\min}}{(1-s)} = \frac{0.02 \times 100}{(1-0.02)} = 2.04(r/min)$$

2-5 某龙门刨床工作台采用晶闸管整流器-电动机调速系统。已知直流电动机 $P_N = 60kW$, $U_N = 220V$, $I_N = 305A$, $n_N = 1000r/min$, 主电路总电阻 $R = 0.18\Omega$, $C_e = 0.2V \cdot \min/r$, 求:

- (1) 当电流连续时, 在额定负载下的转速降落 Δn_N 为多少?
- (2) 开环系统机械特性连续段在额定转速时的静差率 s_N 多少?
- (3) 额定负载下的转速降落 Δn_N 为多少, 才能满足 $D=20, s \leq 5\%$ 的要求。

解: (1) 当电流连续时, 在额定负载下的转速降落

$$\Delta n_N = \frac{I_N R}{C_e} = \frac{305 \times 0.18}{0.2} = 274.5(r/min)$$

- (2) 开环系统机械特性连续段在额定转速时的静差率

$$s_N = \frac{\Delta n_N}{n_N + \Delta n_N} = \frac{274.5}{1000 + 274.5} \approx 0.215 = 21.5\%$$

- (3) 额定负载下满足 $D=20, s \leq 5\%$ 要求的转速降落

$$\Delta n_N = \frac{n_N s}{D(1-s)} = \frac{1000 \times 0.05}{20 \times (1-0.05)} \approx 2.63(r/min)$$

2-6 有一晶闸管稳压电源, 其稳态结构如图所示, 已知给定电压 $U_u^* = 8.8V$, 比例调节放大系数 $K_p = 2$, 晶闸管装置放大系数 $K_s = 15$, 反馈系数 $\gamma = 0.7$ 。求:

- (1) 输出电压 U_d ;
- (2) 若把反馈线断开, U_d 为何值? 开环时的输出电压是闭环时的多少倍?
- (3) 若把反馈系数减至 $\gamma = 0.35$, 当保持同样的输出电压时, 给定电压 U_u^* 应为多少?

解: (1) 输出电压

$$U_d = \frac{K_p K_s}{1 + K_p K_s \gamma} U_u^* = \frac{2 \times 15}{1 + 2 \times 15 \times 0.7} \times 8.8 = 12(V);$$

(2) 若把反馈线断开, $U_d = K_p K_s U_u^* = 2 \times 15 \times 8.8 = 264(V)$; 开环时的输出电压是闭环时的 $264/12 = 22$ 倍。

- (3) 若把反馈系数减至 $\gamma = 0.35$, 当保持同样的输出电压时, 给定电压

$$U_u^* = \frac{1 + K_p K_s \gamma}{K_p K_s} U_d = \frac{1 + 2 \times 15 \times 0.35}{2 \times 15} \times 12 = 4.6(V)。$$

2-9 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 $R_a = 1.5\Omega$ ， 整流装置内阻 $R_{rec} = 1.0\Omega$ ， 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 $s \leq 10\%$ 。

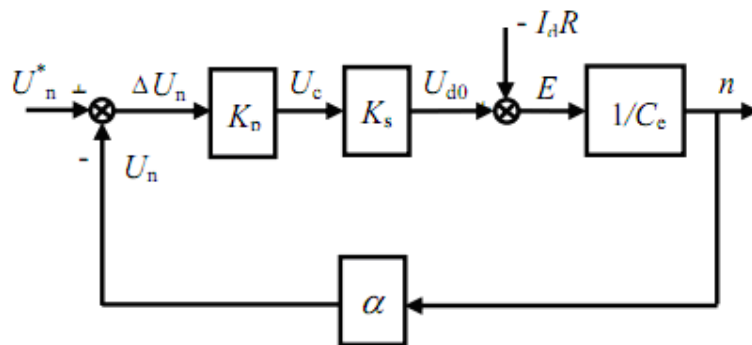
- (1) 计算开环系统的静态速降 Δn_{op} 和调速要求所允许的闭环静态速降 Δn_{cl} 。
- (2) 采用转速负反馈组成闭环系统，试画出系统的原理图和静态结构框图。
- (3) 调整该系统参数，使当 $U_n^* = 15V$ 时， $I_d = I_N$ ， $n=n_N$ ， 则转速负反馈系数 α 应该是多少？
- (4) 计算放大器所需的放大倍数。

解：(1) $C_e = \frac{U_N - I_d R_a}{n_N} = \frac{220 - 12.5 \times 1.5}{1500} = 0.1341 V \cdot \min / r$

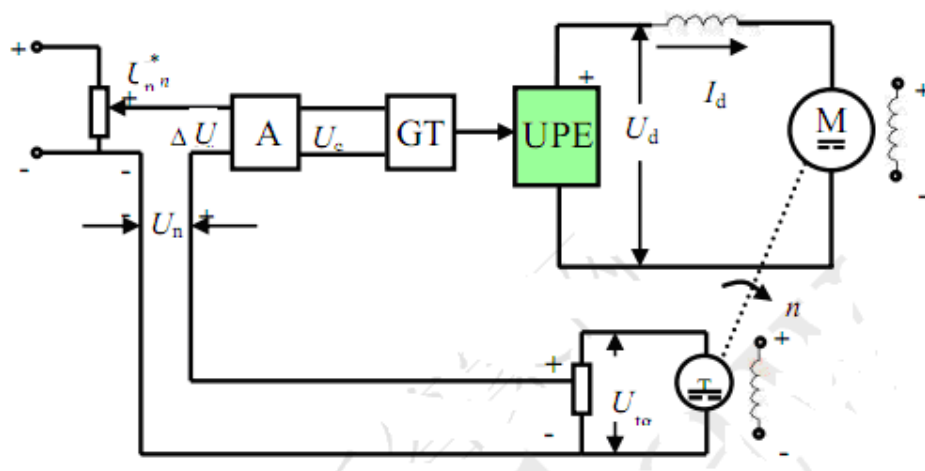
$$\Delta n_{op} = \frac{R I_N}{C_e} = \frac{12.5 \times (1.5 + 1.0 + 0.8)}{0.1341} = 307.6 r / \min$$

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

(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 α 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为 $K = \frac{\Delta n_{op}}{\Delta n_{cl}} - 1 = \frac{307.6}{8.33} - 1 = 35.93$

$$\text{运算放大器所需的放大倍数 } K_p = \frac{K}{K_s \alpha / C_e} = \frac{35.93}{35 \times 0.01 / 0.1341} = 13.77$$

2-10 在题 2-9 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:

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

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

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

$$R = 4.8\Omega \quad R_s / R = 0.3125 < 1/3$$

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

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

图见 49 页

2-11 在题 2-9 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 $GD^2 = 1.6N \cdot m^2$, 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

$$\text{电磁时间常数 } T_l = \frac{L}{R} = \frac{0.05}{1.5 + 1.0} = 0.02s$$

$$\text{机电时间常数 } T_m = \frac{GD^2 R}{375 C_e C_m} = \frac{1.6 \times (1.5 + 1.0 + 0.8)}{375 \times 0.1341 \times \frac{30}{\pi} \times 0.1341} = 0.082s$$

$$\text{晶闸管装置的滞后时间常数为 } T_s = 0.00167s$$

为保证系统稳定, 应满足的稳定条件:

$$K < \frac{T_m(T_l + T_s) + T_s^2}{T_l T_s} = \frac{0.082 \times (0.02 + 0.00167) + 0.00167^2}{0.02 \times 0.00167} = 53.29$$

可以稳定运行, 最大开环放大系数是 53.29

2-12 有一晶闸管-电动机调速系统, 已知: 电动机 $P_N = 2.8kW$, $U_N = 220V$, $I_N = 15.6A$, $n_N = 1500r/\text{min}$, $R_a = 1.5\Omega$, 整流装置内阻 $R_{rec} = 1\Omega$, 电枢回路电抗器电阻 $R_L = 0.8\Omega$, 触发整流环节的放大倍数 $K_s = 35$ 。求:

(1) 系统开环时, 试计算调速范围 $D=30$ 时的静差率 s 。

(2) 当 $D=30, s=10\%$ 时, 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 $U_n^*=10\text{V}$ 时 $I_d=I_N$, $n=n_N$, 计算转速反馈系数 α 和放大器放大系数 K_p 。

解: 先计算电动机的反电动势系数

$$C_e = \frac{U_N - I_N R_a}{n_N} = \frac{220 - 15.6 \times 1.5}{1500} = 0.131 (\text{V} \cdot \text{min}/r)$$

系统开环时的额定转速降落

$$\Delta n_{Nop} = \frac{I_N (R_a + R_{rec} + R_L)}{C_e} = \frac{15.6 \times (1.5 + 1 + 0.8)}{0.131} \approx 393 (r/\text{min})$$

(1) 系统开环时, 调速范围 $D=30$ 时的静差率

$$s = \frac{D \Delta n_N}{n_N + D \Delta n_N} = \frac{30 \times 393}{1500 + 30 \times 393} \approx 0.887 = 88.7\%;$$

(2) 当 $D=30, s=10\%$ 时, 系统允许的稳态速降

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

(3) 如组成转速负反馈有静差调速系统, 要求 $D=30, s=10\%$, 则系统开环放大系数

$$K = \frac{\Delta n_{op}}{\Delta n_{cl}} - 1 = \frac{393}{5.56} - 1 \approx 69.68;$$

$$\text{转速反馈系数 } \alpha = \frac{U_n^*}{n_N} = \frac{10}{1500} \approx 0.0067 (\text{V} \cdot \text{min}/r)$$

$$\text{放大器放大系数 } K_p = \frac{K C_e}{K_s \alpha} = \frac{69.68 \times 0.131}{35 \times 0.0067} \approx 38.93。$$

2-13 旋转编码器光栅数为 1024, 倍数系数为 4, 高频时钟脉冲频率 $f_0=1\text{MHz}$, 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 位计算器, M 法和 T 法测速时间均为 0.01s, 求转速 $n=1500\text{r/min}$ 和 $n=150\text{r/min}$ 时的测速分辨率和误差率最大值。

解: (1) M 法测速

$$\text{转速 } n=1500\text{r/min} \text{ 和 } n=150\text{r/min} \text{ 时的测速分辨率 } Q = \frac{60}{Z T_c} = \frac{60}{1024 \times 4 \times 0.01} \approx 1.465$$

$$\text{转速 } n=1500\text{r/min} \text{ 时, } M_1 = \frac{n Z T_c}{60} = \frac{1500 \times 4096 \times 0.01}{60} = 1024, \text{ 误差率最大值}$$

$$\delta_{\max} = \frac{1}{M_1} = \frac{1}{1024} \approx 0.00097 = 0.097\%;$$

$$\text{转速 } n=150\text{r/min} \text{ 时, } M_1 = \frac{n Z T_c}{60} = \frac{150 \times 4096 \times 0.01}{60} = 102.4, \text{ 误差率最大值}$$

$$\delta_{\max} = \frac{1}{M_1} = \frac{1}{102.4} \approx 0.0097 = 0.97\%。$$

(2) T 法测速

$$\text{转速 } n=1500\text{r/min} \text{ 时, } M_2 = \frac{60 f_0}{Z n} = \frac{60 \times 1 \times 10^6}{4096 \times 1500} \approx 9.8, \text{ 测速分辨率}$$

$$Q = \frac{Z n^2}{60 f_0 - Z n} = \frac{4096 \times 1500^2}{60 \times 1 \times 10^6 - 4096 \times 1500} \approx 171$$

误差率最大值

$$\delta_{\max} = \frac{1}{M_2 - 1} = \frac{1}{9.8 - 1} \approx 0.103 = 10.3\%。$$

转速 $n=150\text{r/min}$ 时, $M_2 = \frac{60f_0}{Zn} = \frac{60 \times 1 \times 10^6}{4096 \times 150} \approx 98$, 测速分辨率

$$Q = \frac{Zn^2}{60f_0 - Zn} = \frac{4096 \times 150^2}{60 \times 1 \times 10^6 - 4096 \times 150} \approx 1.55$$

误差率最大值

$$\delta_{\max} = \frac{1}{M_2 - 1} = \frac{1}{98 - 1} \approx 0.0103 = 1.03\%。$$

3-1 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 $U_{nm}^* = U_{im}^* = 15\text{V}$, $n_N = 1500\text{r/min}$, $I_N = 20\text{A}$, 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?

解: 转速反馈系数

$$\alpha = \frac{U_{nm}^*}{n_N} = \frac{15}{1500} = 0.01(\text{V} \cdot \text{min/r})$$

电流反馈系数

$$\beta = \frac{U_{im}^*}{I_{dm}} = \frac{15}{2 \times 20} = 0.375(\text{V/A})$$

(1) 当系统稳定运行在 $U_n^* = 5\text{V}$, $I_{dL} = 10\text{A}$ 时,

$$U_n = U_n^* = 5(\text{V})$$

$$n = \frac{U_n^*}{\alpha} = \frac{5}{0.01} = 500(\text{r/min})$$

$$U_i = \beta I_{dL} = 0.375 \times 10 = 3.75(\text{V})$$

$$U_i^* = U_i = 3.75(\text{V})$$

$$U_c = \frac{U_{d0}}{K_s} = \frac{C_e n + I_{dL} R}{K_s} = \frac{0.127 \times 500 + 10 \times 2}{20} = 4.175(\text{V})。$$

(2) 当电动机负载过大而堵转时, $n=0$;

$$U_i^* = \beta I_{dm} = 0.375 \times 2 \times 20 = 15(\text{V})$$

$$U_c = \frac{I_{dm} R}{K_s} = \frac{2 \times 20 \times 2}{20} = 4(\text{V})。$$

3-2 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: $P_N = 3.7\text{kW}$, $U_N = 220\text{V}$, $I_N = 20\text{A}$, $n_N = 1000\text{r/min}$, 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倍数 $K_s = 40$ 。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 和 U_c 的值。

解：(1) 电流反馈系数

$$\beta = \frac{U_{im}^*}{I_{dm}} = \frac{8}{40} = 0.2(\text{V/A})$$

转速反馈系数

$$\alpha = \frac{U_{nm}^*}{n_N} = \frac{8}{1000} = 0.008(\text{V} \cdot \text{min/r})。$$

(2) 当电动机在最高转速发生堵转时, $n=0$;

$$U_{d0} = C_e n + I_{dm} R = 0 + 40 \times 1.5 = 60(\text{V})$$

$$U_i^* = U_i = \beta I_{dm} = 0.2 \times 40 = 8(\text{V})$$

$$U_c = \frac{U_{d0}}{K_s} = \frac{60}{40} = 1.5(\text{V})。$$

3-5 某反馈系统已校正成典型 I 型系统。已知时间常数 $T=0.1\text{s}$ ，要求阶跃响应超调量 $\sigma \leq 10\%$ 。

(1) 系统的开环增益。

(2) 计算过渡过程时间 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 $t_r < 0.25\text{s}$ ，则 $K=?$ $\sigma=?$

解：典型 I 型系统开环传递函数为

$$W(s) = \frac{K}{s(Ts+1)}$$

(1) 要求阶跃响应超调量 $\sigma \leq 10\%$ ，则要求 $KT \leq 0.69$ ，为获得尽量短的上升时间 t_r ，选择 $KT = 0.69$ ；则 $K = 0.69/0.1 = 6.9$

(2) 过渡过程时间 $t_s = 6T = 6 \times 0.1 = 0.6(\text{s})$ ；

上升时间 $t_r = 3.3T = 3.3 \times 0.1 = 0.33(\text{s})$ 。

(3) 如果要求上升时间 $t_r < 0.25\text{s}$ ，则选择 $KT = 1$ ；

$$K = 1/0.1 = 10, \quad \sigma = 16.3\%。$$

3-7 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。

解：PI 调节器 $W(s) = \frac{K_i(\tau_i s + 1)}{\tau_i s}$

$$\text{开环传递函数 } W_{op}(s) = \frac{10}{s(0.02s+1)} \cdot \frac{K_i(\tau_i s + 1)}{\tau_i s} = \frac{\frac{10K_i}{\tau_i}(\tau_i s + 1)}{s^2(0.02s+1)}$$

对 II 型系统 $\sigma \leq 30\%$ ， $h=7$

$$\tau_i = hT = 0.14\text{s}$$

$$K = \frac{h+1}{2h^2 T^2} = 204.1$$

$$K_i = \frac{K\tau_i}{10} = 2.8571$$

$$\text{PI 调节器 } W(s) = \frac{2.8571(0.14s+1)}{0.14s}$$

$$K_i = \frac{R_i}{R_0} \quad R_0 \text{ 取 } 10\text{k}\Omega \quad R_i = 28.571\text{k}\Omega \text{ 取 } 30\text{k}\Omega$$

$$C_i = R_i / \tau_i = 14\mu F$$

3-8 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： $P_N = 60\text{kW}$, $U_N = 220\text{V}$, $I_N = 308\text{A}$, $n_N = 1000\text{r/min}$ ，电动势系数 $C_e = 0.196\text{V}\cdot\text{min/r}$ ，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 $T_l = 0.012\text{s}$ ，机电时间常数 $T_m = 0.12\text{s}$ ，电流反馈滤波时间常数 $T_{oi} = 0.0025\text{s}$ ，转速反馈滤波时间常数 $T_{on} = 0.015\text{s}$ 。额定转速时的给定电压 $(U_n^*)_N = 10\text{V}$ ，调节器 ASR、ACR 饱和输出电压 $U_{im}^* = 8\text{V}$, $U_{om} = 6.5\text{V}$ 。

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 β （假设起动电流限制在 339A 以内）和转速反馈系数 α ；
- (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 $R_0 = 40\text{k}\Omega$ ；
- (3) 设计转速调节器 ASR，计算其参数 R_n 、 C_n 、 C_{on} 。（ $R_0 = 40\text{k}\Omega$ ）；
- (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 σ_n 。
- (5) 计算空载起动到额定转速的时间。

解：1. 电流反馈系数 β 和转速反馈系数 α 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 $T_{\Sigma i}$. 按小时间常数近似处理, 取 $T_{\Sigma i} = T_s + T_{oi} = 0.0058s$

(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: $\frac{T_i}{T_{\Sigma i}} = \frac{0.012s}{0.0058s} = 2.07$, 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: $\tau_i = T_i = 0.012s$.

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

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

② 忽略反电动势变化对电流环动态影响的条件

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

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.

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

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

满足近似条件.

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:

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

(4) 检验近似条件

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

① 电流环传递函数简化条件为:

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

② 转速环小时间常数近似处理条件为:

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

(5) 计算调节器电阻和电容

(5) 计算调节器电阻和电容

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

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

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

(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。

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

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

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

$$4 \text{ h} = 3 \quad \sigma_n \% = 2 \left(\frac{\Delta C_{\max}}{C_b} \% \right) (\lambda - z) \frac{\Delta n_N}{n^*} \frac{T_{\Sigma n}}{T_m} = 63.4\%$$

5. 空载起动到额定转速的时间

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

3-10 有一转速、电流双闭环直流调速系统, 主电路采用三相桥式整流电路。已知电动机参数为: $P_N = 500kW$, $U_N = 750V$, $I_N = 760A$, $n_N = 375r/min$, 电动势系数 $C_e = 1.82V \cdot \min/r$, 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 $U_{nm}^* = U_{im}^* = U_{nm} = 10V$, 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 ω_{ci} 和转速环的截止频率 ω_{cn} , 并考虑它们是否合理?

解: 三相桥式整流电路的平均失控时间 $T_s = 0.0017s$, 电流环小时间常数之和 $T_{\Sigma i} = T_s + T_{oi} = 0.0037s$, 要求电流超调量 $\sigma_i \leq 5\%$, 应取 $K_I T_{\Sigma i} = 0.5$, 因此 $K_I \approx 135.1s^{-1}$ 。

(1) 电流环等效时间常数 $1/K_I = 0.0074s$;

转速环小时间常数 $T_{\Sigma n} = 1/K_I + T_{on} = 0.0074 + 0.02 = 0.0274s$;

电流反馈系数

$$\beta = \frac{U_{im}^*}{\lambda I_N} = \frac{10}{1.5 \times 760} \approx 0.0088 (\text{V/A})$$

转速反馈系数

$$\alpha = \frac{U_{nm}^*}{n_N} = \frac{10}{375} = 0.0267 (\text{V} \cdot \text{min/r})$$

选择转速调节器结构，其传递函数为

$$W_{ASR}(s) = \frac{K_n(\tau_n s + 1)}{\tau_n s}$$

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

$$\tau_n = hT_{\Sigma n} = 5 \times 0.0274 = 0.137s$$

转速环开环增益

$$K_N = \frac{h+1}{2h^2 T_{\Sigma n}^2} = \frac{5+1}{2 \times 5^2 \times 0.0274^2} = 159.84s^{-2},$$

可得 ASR 的比例系数为

$$K_n = \frac{(h+1)\beta C_e T_m}{2h\alpha R T_{\Sigma n}} = \frac{6 \times 0.0088 \times 1.82 \times 0.112}{2 \times 5 \times 0.0267 \times 0.14 \times 0.0274} \approx 10.51;$$

取调节器输入电阻 $R_0 = 40k\Omega$ ，则

$$R_n = K_n R_0 = 10.51 \times 40 = 420.4k\Omega, \text{ 取 } 420k\Omega$$

$$C_n = \frac{\tau_n}{R_n} = \frac{0.137}{420 \times 10^3} = 3.26 \times 10^{-7} (\text{F}) = 0.326\mu\text{F}, \text{ 取 } 0.33\mu\text{F}$$

$$C_{on} = \frac{4T_{on}}{R_0} = \frac{4 \times 0.02}{40 \times 10^3} = 2 \times 10^{-6} (\text{F}) = 2\mu\text{F}, \text{ 取 } 2\mu\text{F}。$$

$$(2) \text{ 电流环的截止频率 } \omega_{ci} = K_I = 135.1s^{-1},$$

$$\text{转速环的截止频率 } \omega_{cn} = K_N \tau_n = 159.84 \times 0.137 \approx 21.9s^{-1};$$

检验近似条件

1) 校验晶闸管整流装置传递函数的近似条件

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

校验忽略反电动势变化对电流环动态影响的条件

$$3\sqrt{\frac{1}{T_m T_l}} = 3\sqrt{\frac{1}{0.112 \times 0.031}} \approx 50.91(s^{-1}) < \omega_{ci}, \text{ 满足近似条件;}$$

校验电流环小时间常数近似条件

$$\frac{1}{3\sqrt{T_s T_{oi}}} = \frac{1}{3\sqrt{0.0017 \times 0.002}} \approx 180.8(s^{-1}) > \omega_{ci}, \text{ 满足近似条件;}$$

校验电流环传递函数近似条件

$$\frac{1}{3\sqrt{\frac{K_I}{T_{\Sigma i}}}} = \frac{1}{3\sqrt{\frac{135.1}{0.0037}}} \approx 63.7(s^{-1}) > \omega_{cn}, \text{ 满足近似条件;}$$

校验转速环小时间常数近似条件

$$\frac{1}{3\sqrt{\frac{K_I}{T_{on}}}} = \frac{1}{3\sqrt{\frac{135.1}{0.02}}} \approx 27.4(s^{-1}) > \omega_{cn}, \text{ 满足近似条件。}$$

校核转速超调量

$$\begin{aligned}
\sigma_n &= \left(\frac{\Delta C_{\max}}{C_b} \right) \frac{\Delta n_b}{n^*} \\
&= 2 \left(\frac{\Delta C_{\max}}{C_b} \right) (\lambda - z) \frac{\Delta n_N}{n^*} \frac{T_{\Sigma n}}{T_m} \\
&= 2 \times 0.812 \times (1.5 - 0) \times \frac{760 \times 0.14}{375} \times \frac{0.0274}{0.112} \\
&\approx 0.093 < 10\%
\end{aligned}$$

满足设计要求。

3-11 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 $U_c = ?$

(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 Δn_{\max} 和恢复时间 t_v 。

解: (1) $\alpha = \frac{15}{1500} = 0.01 V \cdot \min / r$

$$n = \frac{U_n^*}{\alpha} = \frac{5}{0.01} = 500 r / \min$$

$$U_{d0} = C_e n + I_d R = 104 V$$

$$U_c = \frac{U_{d0}}{K_s} = 3.47 V$$

(2) 当电动机突然失磁, 电机停转。

$$U_n = 0$$

$$U_i^* = U_{im}^* = 10 V$$

$$U_i = -10 V$$

$$I_d = I_{dm} = 2 V$$

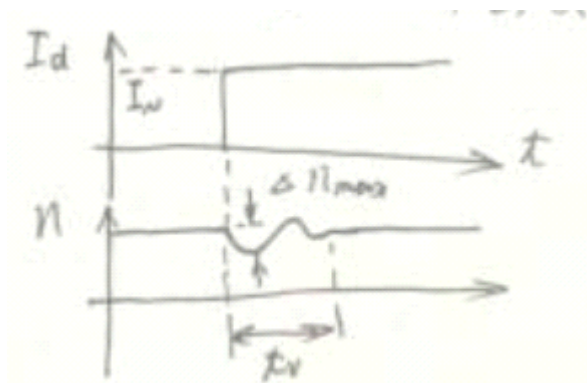
$$(3) \quad W(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{s^2(Ts + 1)}$$

$$\tau = hT = 0.25 s$$

$$K_N = \frac{h+1}{2h^2 T^2} = 48 s^{-2}$$

$$W(s) = \frac{48(0.25s + 1)}{s^2(0.05s + 1)}$$

$$(4) \quad t_v = 8.8 T_m = 0.44 s$$



$$\Delta n_b = \frac{2RT_{\Sigma n}(I_{dm} - I_{dL})}{C_e T_m} = 93.75 r/\min$$

$$\Delta n_{\max} = \left(\frac{\Delta C_{\max}}{C_b} \%\right) \Delta n_b = 76.12 r/\min$$

5-1 一台三相鼠笼异步电动机的铭牌数据为：额定电压 $U_N = 380V$ ，额定转速 $n_N = 960 r/\min$ ，额定频率 $f_N = 50Hz$ ，定子绕组为 Y 联接。由实验测得定子电阻 $R_s = 0.35\Omega$ ，定子漏感 $L_s = 0.006H$ ，定子绕组产生气隙主磁通的等效电感 $L_m = 0.26H$ ，转子电阻 $R'_r = 0.5\Omega$ ，转子漏感 $L'_r = 0.007H$ ，转子参数已折算到定子侧，忽略铁芯损耗。

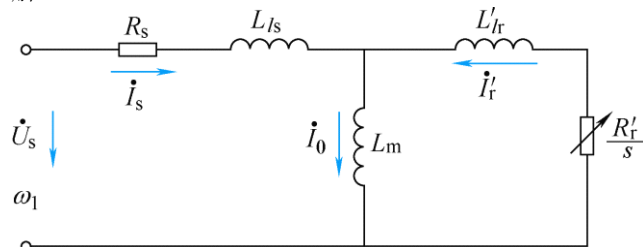
(1) 画出异步电动机 T 形等效电路和简化电路。

(2) 额定运行时的转差率 s_N ，定子额定电流 I_{1N} 和额定电磁转矩。

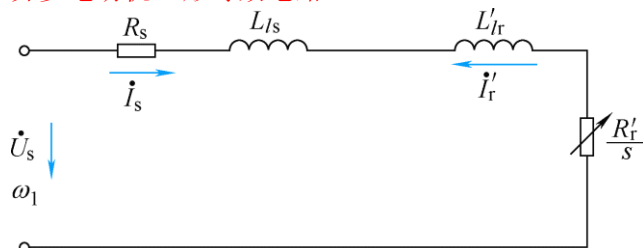
(3) 定子电压和频率均为额定值时，理想空载时的励磁电流 I_0 。

(4) 定子电压和频率均为额定值时，临界转差率 s_m 和临界转矩 T_{em} ，画出异步电动机的机械特性。

解：(1)



异步电动机 T 形等效电路



异步电动机简化电路

(2) 由于额定转速 $n_N = 960 r/\min$ ，同步转速 $n_1 = \frac{60f_N}{n_p} = \frac{60 \times 50}{3} = 1000(r/\min)$ ，

额定运行时的转差率 $s_N = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{1000 - 960}{1000} = 0.04$

由异步电动机 T 形等效电路，

$$C_1 = 1 + \frac{R_s + j\omega_1 L_{ls}}{j\omega_1 L_m} = 1 + \frac{L_{ls}}{L_m} - j \frac{R_s}{2\pi f_N L_m} = 1 + \frac{0.006}{0.26} - j \frac{0.35}{100\pi \times 0.26} \approx 1.023 - j0.004 \approx 1.023$$

可得转子相电流幅值

$$\begin{aligned}
I_r' &= \frac{U_s}{\sqrt{\left(R_s + C_1 \frac{R_r'}{s_N}\right)^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + C_1 L_{lr}')^2}} \\
&= \frac{220}{\sqrt{\left(0.35 + 1.023 \times \frac{0.5}{0.04}\right)^2 + (100\pi)^2 \times (0.006 + 1.023 \times 0.007)^2}} \\
&= \frac{220}{\sqrt{172.5939 + 17.0953}} \\
&= 15.9735(\text{A})
\end{aligned}$$

气隙磁通在定子每相绕组中的感应电动势

$$E_g = I_r' \sqrt{\left(\frac{R_r'}{s_N}\right)^2 + \omega_1^2 L_{lr}'^2} = 15.9735 \times \sqrt{156.25 + 4.8361} \approx 202.7352 \text{ (V)}$$

额定运行时的励磁电流幅值

$$I_0 = \frac{E_g}{\omega_1 L_m} = \frac{202.7352}{100\pi \times 0.26} \approx 2.482(\text{A})$$

由异步电动机简化电路，额定运行时的定子额定电流幅值

$$\begin{aligned}
I_{1N} &= \frac{U_s}{\sqrt{\left(R_s + \frac{R_r'}{s}\right)^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2}} = \frac{220}{\sqrt{\left(0.35 + \frac{0.5}{0.04}\right)^2 + (100\pi)^2 \times (0.006 + 0.007)^2}} \\
&= \frac{220}{\sqrt{165.1225 + 16.6796}} \\
&= 16.3164(\text{A})
\end{aligned}$$

额定电磁转矩

$$T_e = \frac{P_m}{\omega_m} = \frac{3n_p}{\omega_1} I_r'^2 \frac{R_r'}{s_N} = \frac{3 \times 3}{100\pi} \times 15.9735^2 \times \frac{0.5}{0.04} \approx 91.37(\text{N} \cdot \text{m}) \quad (\text{依据 T 形等效电路})$$

或

$$T_e = \frac{P_m}{\omega_m} = \frac{3n_p}{\omega_1} I_{1N}^2 \frac{R_r'}{s_N} = \frac{3 \times 3}{100\pi} \times 16.3164^2 \times \frac{0.5}{0.04} \approx 95.33(\text{N} \cdot \text{m}) \quad (\text{依据简化等效电路})$$

(3) 定子电压和频率均为额定值时，理想空载时的励磁电流

$$I_0 = \frac{U_s}{\sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L_m)^2}} = \frac{220}{\sqrt{0.35^2 + (100\pi)^2 \times (0.006 + 0.26)^2}} = 2.633(\text{A})$$

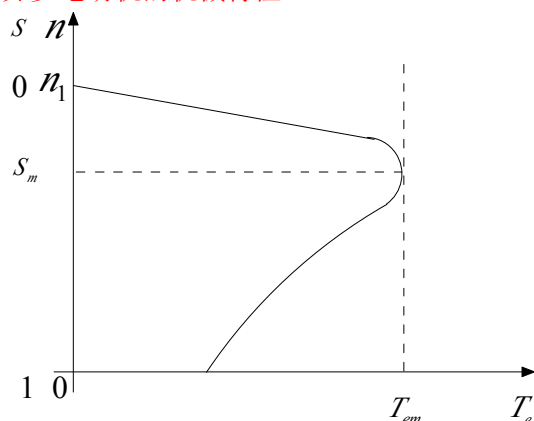
(4) 定子电压和频率均为额定值时，临界转差率

$$s_m = \frac{R_r'}{\sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2}} = \frac{0.5}{\sqrt{0.35^2 + (100\pi)^2 \times (0.006 + 0.007)^2}} = 0.122$$

临界转矩

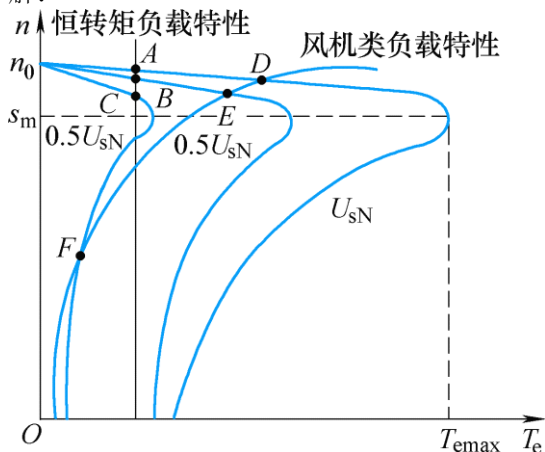
$$\begin{aligned}
T_{em} &= \frac{3n_p U_s^2}{2\omega_1 \left[R_s + \sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2} \right]} = \frac{3 \times 3 \times 220^2}{200 \times \pi \times \left[0.35 + \sqrt{0.35^2 + (100\pi)^2 \times (0.006 + 0.007)^2} \right]} \\
&= 155.83(\text{N} \cdot \text{m})
\end{aligned}$$

异步电动机的机械特性：



5-2 异步电动机参数如习题 5-1 所示，画出调压调速在 $\frac{1}{2}U_N$ 和 $\frac{2}{3}U_N$ 时的机械特性，计算临界转差率 s_m 和临界转矩 T_{em} ，分析气隙磁通的变化，在额定电流下的电磁转矩，分析在恒转矩负载和风机类负载两种情况下，调压调速的稳定运行范围。

解：



定子相电压改变，临界转差率不变，即

$$s_m = \frac{R'_r}{\sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_s + L'_r)^2}} = \frac{0.5}{\sqrt{0.35^2 + (100\pi)^2 \times (0.006 + 0.007)^2}} = 0.122$$

当调压至 $\frac{1}{2}U_N$ 时，临界转矩 $T_{em} = \frac{1}{4}T_{emax} = \frac{1}{4} \times 155.83 = 38.96(N \cdot \min)$ ，

当调压至 $\frac{2}{3}U_N$ 时，临界转矩 $T_{em} = \frac{4}{9}T_{emax} = \frac{4}{9} \times 155.83 = 69.26(N \cdot \min)$ 。

气隙磁通： $\Phi_m \approx \frac{U_s}{4.44 f_1 N_s k_{Ns}}$ 随定子电压的降低而减小。

5-6 异步电动机参数如习题 5-1 所示，输出频率 f 等于额定频率 f_N 时，输出电压 U 等于额定电压 U_N ，考虑低频补偿，若频率 $f \neq 0$ ，输出电压 $U \approx 10\% U_N$ 。

(1) 求出基频以下电压频率特性曲线 $U=f(f)$ 的表达式，并画出特性曲线。

(2) 当 $f=5\text{Hz}$ 和 $f=2\text{Hz}$ 时，比较补偿与不补偿的机械特性曲线，两种情况下的临界转矩 T_{emax} 。

解：(1) $U_N=220(\text{V})$

斜率

$$k = \frac{U_N - 0.1U_N}{f_N - 0} = \frac{220 - 22}{50 - 0} = 3.96,$$

考虑低频补偿时，电压频率特性曲线 $U = 3.96f + 22$ ；

不补偿时，电压频率特性曲线 $U = \frac{220}{50}f = 4.4f$

(2) 当 $f=5\text{Hz}$ 时

A、不补偿时，输出电压 $U = 4.4f = 22(\text{V})$ ，临界转矩

$$T_{em} = \frac{3n_p U_s^2}{2\omega_1 \left[R_s + \sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2} \right]} = \frac{3 \times 3 \times 22^2}{20 \times \pi \times \left[0.35 + \sqrt{0.35^2 + (10\pi)^2 \times (0.006 + 0.007)^2} \right]}$$

$$= 78.084(\text{N} \cdot \text{m})$$

B、补偿时，输出电压 $U = 3.96f + 22 = 41.8(\text{V})$

$$T_{em} = \frac{3n_p U_s^2}{2\omega_1 \left[R_s + \sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2} \right]} = \frac{3 \times 3 \times 41.8^2}{20 \times \pi \times \left[0.35 + \sqrt{0.35^2 + (10\pi)^2 \times (0.006 + 0.007)^2} \right]}$$

$$= 281.883(\text{N} \cdot \text{m})$$

当 $f=2\text{Hz}$ 时

A、不补偿时，输出电压 $U = 4.4f = 8.8(\text{V})$ ，临界转矩

$$T_{em} = \frac{3n_p U_s^2}{2\omega_1 \left[R_s + \sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2} \right]} = \frac{3 \times 3 \times 8.8^2}{8 \times \pi \times \left[0.35 + \sqrt{0.35^2 + (4\pi)^2 \times (0.006 + 0.007)^2} \right]}$$

$$= 37.666(\text{N} \cdot \text{m})$$

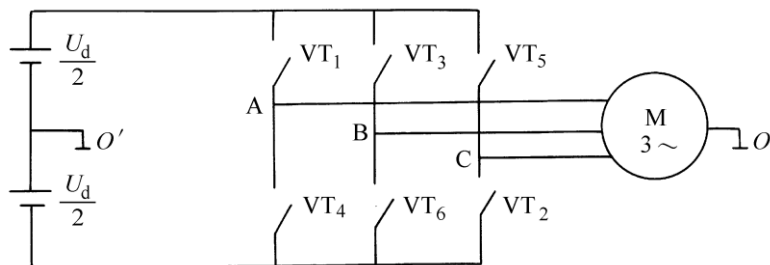
B、补偿时，输出电压 $U = 3.96f + 22 = 29.92(\text{V})$

$$T_{em} = \frac{3n_p U_s^2}{2\omega_1 \left[R_s + \sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2} \right]} = \frac{3 \times 3 \times 29.92^2}{8 \times \pi \times \left[0.35 + \sqrt{0.35^2 + (4\pi)^2 \times (0.006 + 0.007)^2} \right]}$$

$$= 435.419(\text{N} \cdot \text{m})$$

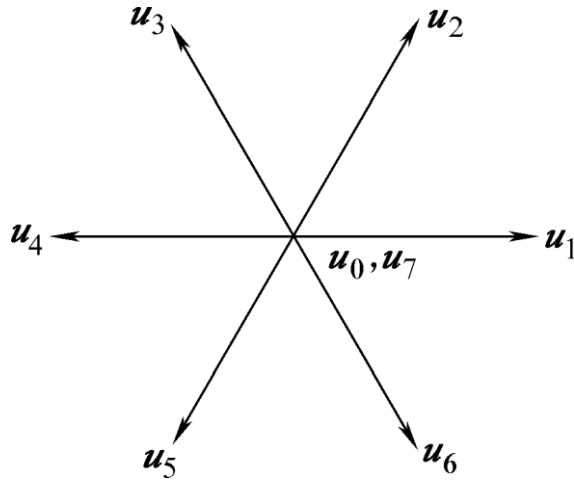
5-8 两电平 PWM 逆变器主回路，采用双极性调制时，用“1”表示上桥臂开通，“0”表示上桥臂关断，共有几种开关状态，写出其开关函数。根据开关状态写出其电压矢量表达式，画出空间电压矢量图。

解：



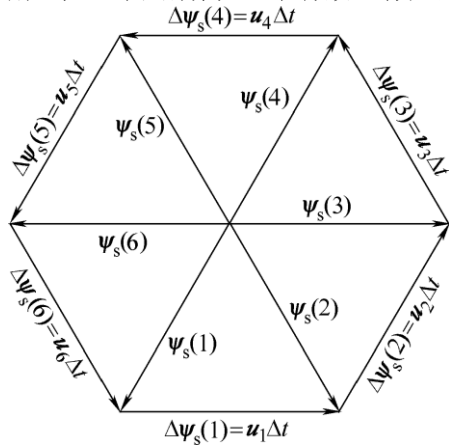
序号	开 关 状 态	开关代码
1	$\text{VT}_6 \text{VT}_1 \text{VT}_2$	100
2	$\text{VT}_1 \text{VT}_2 \text{VT}_3$	110
2	$\text{VT}_2 \text{VT}_3 \text{VT}_4$	010
4	$\text{VT}_3 \text{VT}_4 \text{VT}_5$	011
5	$\text{VT}_4 \text{VT}_5 \text{VT}_6$	001
6	$\text{VT}_5 \text{VT}_6 \text{VT}_1$	101
7	$\text{VT}_1 \text{VT}_3 \text{VT}_5$	111
8	$\text{VT}_2 \text{VT}_4 \text{VT}_6$	000

	S_A	S_B	S_C	u_A	u_B	u_C	u_s
u_0	0	0	0	$-\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	0
u_1	1	0	0	$\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_d$
u_2	1	1	0	$\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_d e^{j\frac{\pi}{3}}$
u_3	0	1	0	$-\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_d e^{j\frac{2\pi}{3}}$
u_4	0	1	1	$-\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_d e^{j\pi}$
u_5	0	0	1	$-\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_d e^{j\frac{4\pi}{3}}$
u_6	1	0	1	$\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_d e^{j\frac{5\pi}{3}}$
u_7	1	1	1	$\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	0



5-11 采用电压空间矢量 PWM 调制方法，若直流电压 u_d 恒定，如何协调输出电压与输出频率的关系。

解：在一个周期内，6 个有效工作矢量顺序作用一次，定子磁链矢量是一个封闭的正六边形。



$$|\psi_s(k)| = |\Delta\psi_s(k)| = |u(k)|\Delta t = \sqrt{\frac{2}{3}}u_d\Delta t = \sqrt{\frac{2}{3}}\frac{\pi u_d}{3\omega_1}$$

正六边形定子磁链的大小与直流侧电压成正比，而与电源角频率成反比。在基频以下调速时，应保持正六边形定子磁链的最大值恒定。若直流侧电压恒定，则 ω_1 越小时， Δt 越大，势必导致 $|\psi_s(k)|$ 增加。因此，要保持正六边形定子磁链不变，必须使 u_d/ω_1 为常数，这意味着在变频的同时必须调节直流电压，造成了控制的复杂性。

有效的方法是插入零矢量，当零矢量作用时，定子磁链矢量的增量 $\Delta\psi_s(k) = 0$ ，表明定子磁链矢量停留不动。

有效工作矢量作用时间 $\Delta t_1 < \Delta t$ ，

零矢量作用时间 $\Delta t_0 = \Delta t - \Delta t_1$ ，

当 $\omega_1\Delta t = \omega_1(\Delta t_1 + \Delta t_0) = \pi/3$ 时，定子磁链矢量的增量为

$$\Delta\psi_s(k) = \mathbf{u}_s(k)\Delta t_1 + \mathbf{0}\Delta t_0 = \sqrt{\frac{2}{3}}U_d\Delta t_1 \cdot e^{j\frac{(k-1)\pi}{3}}$$

正六边形定子磁链的最大值

$$|\psi_s(k)| = |\Delta\psi_s(k)| = |\mathbf{u}_s(k)|\Delta t_1 = \sqrt{\frac{2}{3}}U_d\Delta t_1$$

在直流电压不变的条件下，要保持 $|\psi_s(k)|$ 恒定，只要使 Δt_1 为常数即可。输出频率越低， Δt 越大，零矢量作用时间 Δt_0 也越大，定子磁链矢量轨迹停留的时间越长。由此可知，零矢量

的插入有效地解决了定子磁链矢量幅值与旋转速度的矛盾。

6-1 按磁动势等效、功率相等原则，三相坐标系变换到两相静止坐标系的变换矩阵为

$$C_{3/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

现有三相正弦对称电流 $i_A = I_m \sin(\omega t)$ 、 $i_B = I_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$ 、 $i_C = I_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})$ ，求变换后两相静止坐标系中的电流 $i_{s\alpha}$ 和 $i_{s\beta}$ ，分析两相电流的基本特征与三相电流的关系。

$$\text{解: } \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_m \sin(\omega t) \\ I_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ I_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} I_m \sin(\omega t) \\ -I_m \cos(\omega t) \end{bmatrix};$$

6-2 两相静止坐标系到两相旋转坐标系的变换矩阵为

$$C_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix}$$

将习题 6-1 中的静止坐标系中的电流 $i_{s\alpha}$ 和 $i_{s\beta}$ 变换到两相旋转坐标系中的电流 i_{sd} 和 i_{sq} ，坐标系旋转速度为 $\frac{d\varphi}{dt} = \omega_1$ 。分析当 $\omega_1 = \omega$ 时，电流 i_{sd} 和 i_{sq} 的基本特征，电流矢量幅值 $i_s = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}$ 与三相电流幅值 I_m 的关系，其中 ω 是三相电源角频率。 $\omega_1 > \omega$ 和 $\omega_1 < \omega$ 时， i_{sd} 和 i_{sq} 的表现形式。

$$\text{解: } \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} I_m \sin(\omega t) \\ -I_m \cos(\omega t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} I_m \sin(\omega t - \varphi) \\ -I_m \cos(\omega t - \varphi) \end{bmatrix}$$

由坐标系旋转速度为 $\frac{d\varphi}{dt} = \omega_1$ ，则 $\varphi = \omega_1 t + \varphi_0$ （ φ_0 为初始角位置）

(1) 当 $\omega_1 = \omega$ 时， $\varphi = \omega_1 t + \varphi_0 = \omega t + \varphi_0$ ，则

$$i_{sd} = -\sqrt{\frac{3}{2}} I_m \sin \varphi_0,$$

$$i_{sq} = -\sqrt{\frac{3}{2}} I_m \cos \varphi_0,$$

$$i_s = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m;$$

(2) 当 $\omega_1 > \omega$ 和 $\omega_1 < \omega$ 时，设 $\omega_s = \omega_1 - \omega$ ， $\omega t - \varphi = -\omega_s t - \varphi_0$ ，则

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} I_m \sin(\omega t - \varphi) \\ -I_m \cos(\omega t - \varphi) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} -I_m \sin(\omega_s t + \varphi_0) \\ -I_m \cos(\omega_s t + \varphi_0) \end{bmatrix}。$$

6-3 按转子磁链定向同步旋转坐标系中状态方程为

$$\begin{aligned}\frac{d\omega}{dt} &= \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} i_{st} \psi_r - \frac{n_p}{J} T_L \\ \frac{d\psi_r}{dt} &= -\frac{1}{T_r} \psi_r + \frac{L_m}{T_r} i_{sm} \\ \frac{di_{sm}}{dt} &= \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sm} + \omega_1 i_{st} + \frac{u_{sm}}{\sigma L_s} \\ \frac{di_{st}}{dt} &= -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{st} - \omega_1 i_{sm} + \frac{u_{st}}{\sigma L_s}\end{aligned}$$

坐标系的旋转角速度为

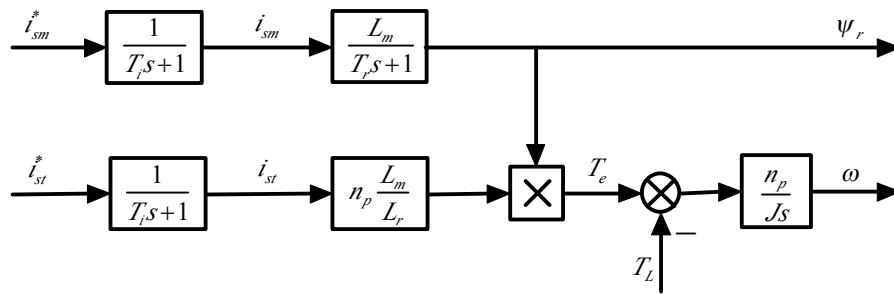
$$\omega_1 = \omega + \frac{L_m}{T_r \psi_r} i_{st}$$

假定电流闭环控制性能足够好，电流闭环控制的等效传递函数为惯性环节

$$\begin{aligned}\frac{di_{sm}}{dt} &= -\frac{1}{T_i} i_{sm} + \frac{1}{T_i} i_{sm}^* \\ \frac{di_{st}}{dt} &= -\frac{1}{T_i} i_{st} + \frac{1}{T_i} i_{st}^*\end{aligned}$$

T_i 为等效惯性时间常数。画出电流闭环控制后系统的动态结构图，输入为 i_{sm}^* 和 i_{st}^* ，输出为 ω 和 ψ_r ，讨论系统稳定性。

解：电流闭环控制后系统的动态结构图如下：



转子磁链环节为稳定的惯性环节；转速通道存在积分环节，系统不稳定，必须加转速外环使之稳定。

6-4 鼠笼异步电动机铭牌数据为：额定功率 $P_N = 3kW$ ，额定电压 $U_N = 380V$ ，额定电流 $I_N = 6.9A$ ，额定转速 $n_N = 1400r/min$ ，额定频率 $f_N = 50Hz$ ，定子绕组 Y 联接。由实验测得定子电阻 $R_s = 1.85\Omega$ ，转子电阻 $R_r = 2.658\Omega$ ，定子电感 $L_s = 0.294H$ ，转子自感 $L_r = 0.2898H$ ，定、转子互感 $L_m = 0.2838H$ ，转子参数已折合到定子侧，系统的转动惯量 $J = 0.1284kg \cdot m^2$ ，电动机稳定运行在额定工作状态，试求转子磁链 ψ_r 和按转子磁链定向的定子电流两个分量 i_{sm} 和 i_{st} 。

解：额定转速 $n_N = 1400r/min$ ，额定频率 $f_N = 50Hz$ ，则电动机极对数 $n_p = 2$ ，额定转

$$\text{速 } \omega_m = \frac{2\pi n_N}{60} = 146.6(rad/s); \quad \omega = n_p \omega_m = 293.2(rad/s);$$

设三相正弦对称电流

$$i_A = I_m \sin(2\pi f_N t) = 9.758 \sin(100\pi t),$$

$$i_B = I_m \sin(2\pi f_N t - \frac{2\pi}{3}) = 9.758 \sin(100\pi t - \frac{2\pi}{3}),$$

$$i_C = I_m \sin(2\pi f_N t + \frac{2\pi}{3}) = 9.758 \sin(100\pi t + \frac{2\pi}{3}),$$

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_m \sin(2\pi f_N t) \\ I_m \sin(2\pi f_N t - \frac{2\pi}{3}) \\ I_m \sin(2\pi f_N t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 11.951 \sin(100\pi t) \\ -11.951 \cos(100\pi t) \end{bmatrix}$$

$$\text{转子电磁时间常数 } T_r = \frac{L_r}{R_r} = \frac{0.2898}{2.658} = 0.109(s),$$

电动机稳定运行在额定工作状态时

$$\psi_{r\alpha} = L_m i_{s\alpha} - \omega T_r \psi_{r\beta}, \text{ 得}$$

$$\psi_{r\beta} = L_m i_{s\beta} + \omega T_r \psi_{r\alpha}$$

$$\begin{aligned} \psi_{r\alpha} &= \frac{L_m i_{s\alpha} - \omega T_r L_m i_{s\beta}}{1 + \omega^2 T_r^2} \\ &= \frac{0.2838 \times 11.951 \times \sin(100\pi t) - 293.2 \times 0.109 \times 0.2838 \times (-11.951) \times \cos(100\pi t)}{1 + 293.2^2 \times 0.109^2} \end{aligned}$$

$$= 0.0033 \times \sin(100\pi t) + 0.1060 \times \cos(100\pi t)$$

$$\begin{aligned} \psi_{r\beta} &= \frac{L_m i_{s\beta} + \omega T_r L_m i_{s\alpha}}{1 + \omega^2 T_r^2} \\ &= \frac{0.2838 \times (-11.951) \times \cos(100\pi t) + 293.2 \times 0.109 \times 0.2838 \times 11.951 \times \sin(100\pi t)}{1 + 293.2^2 \times 0.109^2} \\ &= -0.0033 \times \cos(100\pi t) + 0.1060 \times \sin(100\pi t) \end{aligned}$$

$$\psi_{r\alpha}^2 = 0.0033^2 \times \sin^2(100\pi t) + 0.0006996 \times \sin(100\pi t) \times \cos(100\pi t) + 0.1060^2 \times \cos^2(100\pi t)$$

$$\psi_{r\beta}^2 = 0.0033^2 \times \cos^2(100\pi t) - 0.0006996 \times \sin(100\pi t) \times \cos(100\pi t) + 0.1060^2 \times \sin^2(100\pi t)$$

$$\psi_r = \sqrt{\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2} = \sqrt{0.0033^2 + 0.1060^2} \approx 0.1061$$

$$\sin \varphi = \frac{\psi_{r\beta}}{\psi_r} = \frac{-0.0033 \times \cos(100\pi t) + 0.1060 \times \sin(100\pi t)}{0.1061}$$

$$\approx -0.0311 \times \cos(100\pi t) + 0.9991 \times \sin(100\pi t)$$

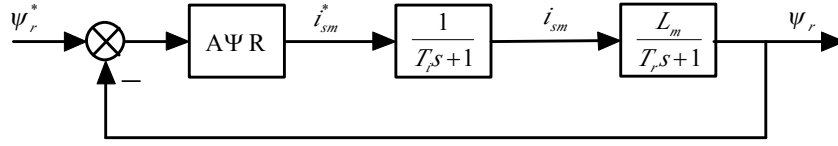
$$\cos \varphi = \frac{\psi_{r\alpha}}{\psi_r} = \frac{0.0033 \times \sin(100\pi t) + 0.1060 \times \cos(100\pi t)}{0.1061}$$

$$\approx 0.0311 \times \sin(100\pi t) + 0.9991 \times \cos(100\pi t)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{sm} \\ i_{st} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = 11.951 \times \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin(100\pi t) \\ -\cos(100\pi t) \end{bmatrix} \\ &= 11.951 \times \begin{bmatrix} 0.0311 \\ -0.9991 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.3717 \\ -11.9402 \end{bmatrix} (A) \end{aligned}$$

6-5 根据习题 6-3 得到电流闭环控制后的动态结构图，电流闭环控制等效惯性时间常数 $T_i = 0.001s$ ，设计矢量控制系统转速调节器 ASR 和磁链调节器 AψR，其中，ASR 按典型 II 型系统设计，AψR 按典型 I 型系统设计，调节器的限幅按 2 倍过电流计算，电动机参数同习题 6-4。

解：(1) AψR 按典型 I 型系统设计



磁链调节器 AψR 采用 PI 调节器，其传递函数可写成

$$W_{A\psi R} = \frac{K_\psi (\tau_\psi s + 1)}{\tau_\psi s}$$

磁链环开环传递函数为

$$W_{op\psi} = \frac{K_\psi (\tau_\psi s + 1)}{\tau_\psi s} \frac{L_m}{(T_r s + 1)(T_r s + 1)}$$

其中转子电磁时间常数 $T_r = \frac{L_r}{R_r} = \frac{0.2898}{2.658} = 0.109(s)$ ，电流闭环控制等效惯性时间常数

$T_i = 0.001s$ ，选择 $\tau_\psi = T_r = 0.109s$ ，使校正成典型 I 型系统，因此

$$W_{op\psi} = \frac{K_\psi L_m}{\tau_\psi s (T_r s + 1)} = \frac{K_\psi}{s (T_r s + 1)}, \text{ 其中: } K_\psi = \frac{K_\psi L_m}{\tau_\psi};$$

在一般情况下，希望超调量 $\sigma_i \leq 5\%$ ，可选择 $\xi = 0.707$ ， $K_\psi T_i = 0.5$ ，则

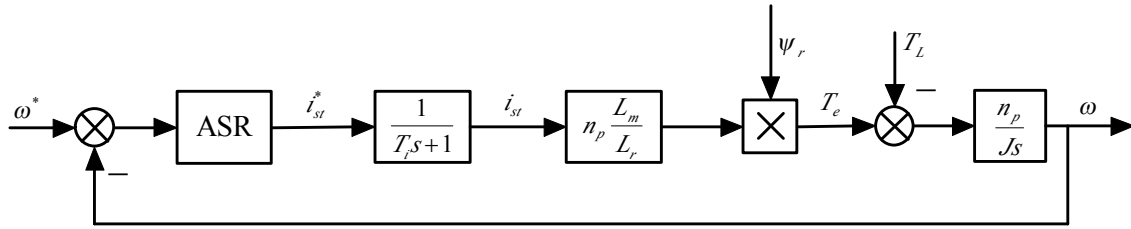
$$K_\psi = \omega_{c\psi} = \frac{1}{2T_i} = 500(s^{-1}),$$

$$K_\psi = \frac{K_\psi \tau_\psi}{L_m} = \frac{K_\psi T_r}{L_m} = \frac{500 \times 0.109}{0.2838} = 192.04,$$

调节器的限幅按 2 倍过电流计算，磁链调节器 AψR 输出限幅值

$$i_{sm\max}^* = 2i_{smN} = 2 \times 0.3717 = 0.7434(A)。$$

(2) ASR 按典型 II 型系统设计



转速调节器 ASR 采用 PI 调节器，其传递函数可写成

$$W_{ASR} = \frac{K_n (\tau_n s + 1)}{\tau_n s}$$

转速环开环传递函数为

$$W_{opn} = \frac{K_n (\tau_n s + 1)}{\tau_n s} \frac{1}{T_i s + 1} \frac{n_p L_m}{L_r} \psi_r \frac{n_p}{Js} = \frac{K_n n_p^2 L_m \psi_r (\tau_n s + 1)}{\tau_n L_r Js^2 (T_i s + 1)}$$

令转速环开环增益 $K_N = \frac{K_n n_p^2 L_m \psi_r}{\tau_n L_r J}$ ，则

$$W_{opn} = \frac{K_N (\tau_n s + 1)}{s^2 (T_i s + 1)}$$

按跟随和抗扰性能都较好的原则，取中频宽 $h=5$ ，则

$$\tau_n = hT_i = 5 \times 0.001 = 0.005(s)$$

$$K_N = \frac{h+1}{2h^2 T_i^2} = \frac{5+1}{2 \times 5^2 \times 0.001^2} s^{-2} = 120000 s^{-2}$$

$$K_n = \frac{K_N \tau_n L_r J}{n_p^2 L_m \psi_r} = \frac{120000 \times 0.005 \times 0.2898 \times 0.1284}{2^2 \times 0.2838 \times 0.1061} \approx 185.365$$

$$\text{转速环截止频率 } \omega_{cn} = K_N \tau_n = 120000 \times 0.005 s^{-1} = 600 s^{-1}$$

调节器的限幅按 2 倍过电流计算，转速调节器 ASR 输出限幅值

$$i_{st\max}^* = 2i_{stN} = 2 \times 11.9402 = 23.8804(A)$$