

第二章

思考题：

2-1 直流电动机有哪几种调速方法？各有哪些特点？

1. 电枢回路串电阻调速

特点：电枢回路的电阻增加时，理想空载转速不变，机械特性的硬度变软。反之机械特性的硬度变硬。

2. 调节电源电压调速

特点：电动机的转速随着外加电源电压的降低而下降，从而达到降速的目的。不同电源电压下的机械特性相互平行，在调速过程中机械特性的硬度不变，比电枢回路串电阻的降压调速具有更宽的调速范围。

3. 弱磁调速

特点：电动机的转速随着励磁电流的减小而升高，从而达到弱磁降速的目的。调速是在功率较小的励磁回路进行，控制方便，能耗小，调速的平滑性也较高。

2-2 简述直流 PWM 变换器电路的基本结构。

IGBT，电容，续流二极管，电动机。

2-3 直流 PWM 变换器输出电压的特征是什么？

直流电压

2-4 为什么直流 PWM 变换器-电动机系统比 V-M 系统能够获得更好的动态性能？

直流 PWM 变换器-电动机系统比 V-M 系统开关频率高，电流容易连续，谐波少，电动机损耗及发热都较小；低速性能好，稳速精度高，调速范围宽；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；电力电子开关器件工作在开关状态，导通损耗小，当开关频率适中时，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。

2-5 在直流脉宽调速系统中，当电动机停止不动时，电枢两端是否还有电压？电路中是否还有电流？为什么？

电枢两端还有电压，因为在直流脉宽调速系统中，电动机电枢两端电压仅取决于直流。

电路中无电流，因为电动机处已断开，构不成通路。

2-6 直流 PWM 变换器主电路中反并联二极管有何作用？如果二极管断路会产生什么后果？

反并联二极管是续流作用。若没有反并联二极管，则 IGBT 的门极控制电压为负时，无法完成续流，导致电动机电枢电压不近似为零。

2-7 直流 PWM 变换器的开关频率是否越高越好？为什么？

不是越高越好，因为太高的话可能出现电容还没充完电就 IGBT 关断了，达不到需要的输出电压。

2-8 泵升电压是怎样产生的？对系统有何影响？如何抑制？

对滤波电容充电的结果造成直流侧电压升高。

过高的泵升电压将超过电力电子器件的耐压限制值。

选取电容量较大且合适的电容。

2-9 在晶闸管整流器-电动机开环调速系统中，为什么转速随负载增加而降低？

负载增加，负载转矩增大，电动机转速下降直到电磁转矩等于负载转矩时速度就不变了，达到稳态。 $T - T_L = J \frac{dn}{dt}$

2-10 静差率和调速范围有何关系？静差率和机械特性硬度是一回事吗？举个例子。

不是一回事。静差率是用来衡量调速系统在负载变化下转速的稳定度的。

机械特性硬度是用来衡量调速系统在负载变化下转速的降落的。是机械特性的斜率。如：变压调速系统在不同转速下的机械特性是相互平行的，机械特性硬度是一样的，但是静差率却不同，空载转速高的静差率小。

2-11 调速范围与静态速降和最小静差率之间有何关系？为什么必须同时提才有意义？

若只考虑一个量，其余两个量在一个量一定的情况下另一个量就会不满足要求。

2-12 转速单闭环调速系统有哪些特点？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，调节转速反馈系数是否能够改变转速？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？

特点：减小转速降落，降低静差率，扩大调速范围。

改变给定电压能改变电动机转速，因为改变给定电压会改变电压变化值，进而改变控制电压，然后改变输出电压，最后改变转速。

如果给定电压不变，调节转速反馈系数是能够改变转速，因为调节转速反馈系数会改变反馈电压，进而改变电压变化值，控制电压，输出电压，最终改变转速。

如果测速发电机的励磁发生了变化，会造成 C_e 的变化，会影响转速，被测速装置检测出来，再通过反馈控制的作用，减小对稳态转速的影响。系统有克服这种干扰的能力。

2-13 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？它决定于哪些因素？

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。虽然到稳态时，只要历史上有过，其积分就有一定的数值，足以产生稳态运行所需要的控制电压 U_c 。

2-14 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？为什么？

受影响。因为无静差转速单闭环调速系统若给定电源发生偏移或者测速发电机精度受到影响会导致转速改变，进而反馈电压改变，使电压偏差为零，所以转速的稳态精度会受影响。

2-15 在转速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 U_d 。
- (3) 电枢电阻 R_a 。
- (4) 电动机励磁电流 I_f 。
- (5) 转速反馈系数 α 。

- (1) 放大器的放大系数 K_p 发生变化时系统有调节作用, 因为 K_p 发生变化时, 控制电压 U_c 就会改变, 然后输出电压 U_{d0} 就会改变, 转速改变, 反馈电压随之改变, 改变电压偏差进一步调节输出电压和转速达到调节作用。
- (2) 供电电网电压 U_d 发生变化时系统有调节作用, 因为 U_d 发生变化时, 会使 K_s 变化, 进而改变输出电压和转速, 反馈电压随之改变, 改变电压偏差进一步调节输出电压和转速达到调节作用。
- (3) 电枢电阻 R_a 发生变化时系统有调节作用, 因为 R_a 发生变化时, 会使电枢电路总电阻变化, 使得转速改变, 反馈电压随之改变, 改变电压偏差进一步调节输出电压和转速达到调节作用。
- (4) 电动机励磁电流 I_f 发生变化时系统有调节作用, 因为 I_f 发生变化时, 使得 C_e 变化, 转速改变, 反馈电压随之改变, 改变电压偏差进一步调节输出电压和转速达到调节作用。
- (5) 转速反馈系数 α 发生变化时系统有调节作用, 因为 α 发生变化时, 使反馈电压改变, 改变电压偏差进一步调节输出电压和转速达到调节作用。

2-16 (1) 在转速负反馈单闭环有静差调速系统中, 突减负载后又进入稳定运行状态, 此时晶闸管整流装置的输出电压 U_d 较之负载变化前是增加、减少还是不变?

(2) 在无静差调速系统中, 突加负载后进入稳态时转速 n 和整流装置的输出电压 U_d 是增加、减少还是不变?

在转速负反馈单闭环有静差调速系统中, 突减负载后又进入稳定运行状态, 此时转速有所增大, 反馈电压增大, 电压偏差减小, 控制电压减小, 晶闸管整流装置的输出电压 U_d 较之负载变化前减小。

在无静差调速系统中, 突加负载后引起动态速降时, 产生电压偏差, 控制电压 U_c 从 U_{c1} 不断上升, 使电枢电压也由 U_{d1} 不断上升, 从而使转速 n 在下降到一定程度后又回升。达到新的稳态时, 电压偏差又恢复为零, 但 U_c 已从 U_{c1} 上升到 U_{c2} , 使电枢电压由 U_{d1} 上升到 U_{d2} , 以克服负载电流增加的压降。所以转速是不变的, 输出电压 U_d 是增加的。

2-17 闭环调速系统有哪些基本特征? 它能减少或消除转速稳态误差的实质是什么?

基本特征: 闭环, 有反馈调节作用, 减小速降, 降低静差率, 扩大调速范围。

实质: 闭环调速系统中参数变化时会影响到转速, 都会被测速装置检测出来, 再通过反馈控制的作用, 减小它们对稳态转速的影响从而减小或消除转速稳态误差。

习题

2-1

有制动电流通路的不可逆 PWM 变换器-直流电动机系统进行制动时, $VT1$ 始终不导通。 $VT2$ 导通时, 电动机处于能耗制动状态; $VT2$ 不导通时, $VD1$ 续流, 电动机处于回馈制动状态。

2.2 系统的调速范围是 $1000 \sim 100 \text{ r/min}$, 要求静差率 $s=2\%$, 那么系统允许的静差转速降是多少?

$$\text{解: } \Delta n = \frac{n_s s}{D(1-s)} = 1000 \times 0.02 / (10 \times 0.98) = 2.04 \text{ rpm}$$

系统允许的静态速降为 $2.04rpm$ 。

2.3 某一调速系统，在额定负载下，最高转速特性为 $n_{0max} = 1500r/min$ ，最低转速特性为 $n_{0min} = 150r/min$ ，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？

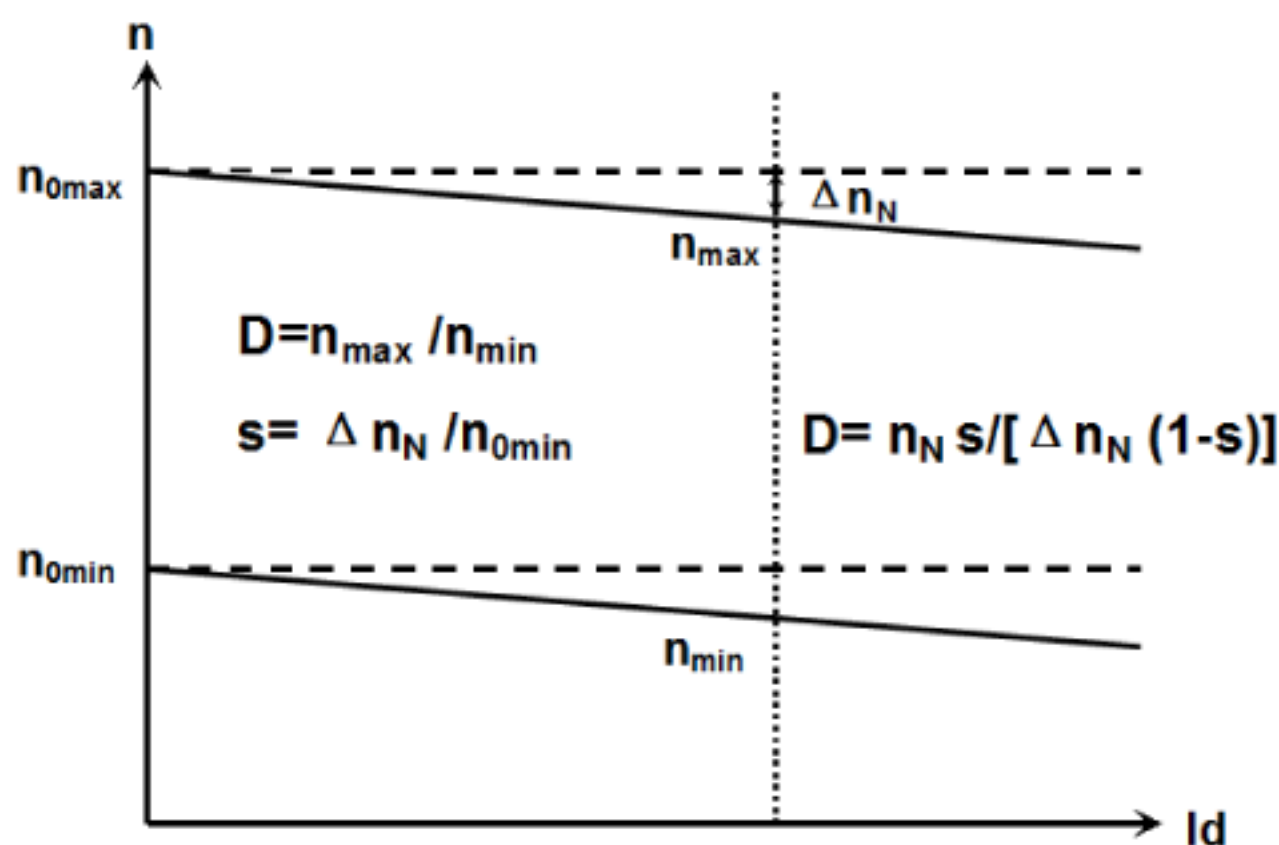
解：1) 调速范围 $D = n_{max}/n_{min}$ (均指额定负载情况下)

$$n_{max} = n_{0max} - \Delta n_N = 1500 - 15 = 1485$$

$$n_{min} = n_{0min} - \Delta n_N = 150 - 15 = 135$$

$$D = n_{max}/n_{min} = 1485/135 = 11$$

$$2) \quad \text{静差率 } s = \Delta n_N / n_0 = 15/150 = 10\%$$



2.4 直流电动机为 $P_N=74kW, U_N=220V, I_N=378A, n_N=1430r/min, R_a=0.023\Omega$ 。相控整流器内阻 $R_{rec}=0.022\Omega$ 。采用降压调速。当生产机械要求 $s=20\%$ 时，求系统的调速范围。如果 $s=30\%$ 时，则系统的调速范围又为多少？

$$\text{解： } Ce = (U_N - I_N R_a) / n_N = (220 - 378 \times 0.023) / 1430 = 0.1478V/rpm$$

$$\Delta n = I_N R / Ce = 378 \times (0.023 + 0.022) / 0.1478 = 115rpm$$

$$D = n_N S / [\Delta n (1 - s)] = 1430 \times 0.2 / [115 \times (1 - 0.2)] = 3.1$$

$$D = n_N S / [\Delta n (1 - s)] = 1430 \times 0.3 / [115 \times (1 - 0.3)] = 5.33$$

2.5 某龙门刨床工作台采用 $V-M$ 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 $R=0.18\Omega, Ce=0.2V \cdot$

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) 若要满足 $D=20, s \leq 5\%$ 的要求,额定负载下的转速降落 Δn_N 又为多少?

解: (1) $\Delta n_N = I_N \times R / Ce = 305 \times 0.18 / 0.2 = 274.5 r / \min$

$$(2) S_N = \Delta n_N / n_0 = 274.5 / (1000 + 274.5) = 21.5\%$$

$$(3) \Delta n = n_N S / [D(1-s)] = 1000 \times 0.05 / [20 \times 0.95] = 2.63 r / \min$$

2.6 有一晶闸管稳压电源,其稳态结构图如图所示,已知给定电压 $U_u^* = 8.8V$ 、比例调节器放大系数 $K_p = 2$ 、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是的多少倍? (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) $U_d = K_p K_s U_u^* / (1 + K_p K_s \gamma) = 2 \times 15 \times 8.8 / (1 + 2 \times 15 \times 0.7) = 12V$

$$(2) U_d = 8.8 \times 2 \times 15 = 264V, \text{开环输出电压是闭环的 } 22 \text{ 倍}$$

$$(3) U_u^* = U_d (1 + K_p K_s \gamma) / K_p K_s = 12 \times (1 + 2 \times 15 \times 0.35) / (2 \times 15) = 4.6V$$

2.7 某闭环调速系统的调速范围是 $1500r/min \sim 150r/min$, 要求系统的静差率 $s \leq 5\%$, 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: 1) $D = n_N s / \Delta n_N (1-s)$

$$10 = 1500 \times 2\% / \Delta n_N \times 98\%$$

$$\Delta n_N = 1500 \times 2\% / 98\% \times 10 = 3.06 r / \min$$

$$2) K = (\Delta n_{op} / \Delta n_{cl}) - 1 = 100 / 3.06 - 1 = 31.7$$

2.8 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 $8 r/min$, 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?

解: $\Delta n_{op} = (1 + K) \Delta n_{cl} = (1 + 15) \times 8 = 128$

如果将开环放大倍数提高到 30, 则速降为:

$$\Delta n_{cl} = \Delta n_{op} / (1 + K) = 128 / (1 + 30) = 4.13 \text{ rpm}$$

在同样静差率要求下, D 可以扩大 $\Delta n_{cl1} / \Delta n_{cl2} = 1.937$ 倍

2.9 有一 V-M 调速系统: 电动机参数 $P_N=2.2\text{kW}$, $U_N=220\text{V}$, $I_N=12.5\text{A}$, $n_N=1500 \text{ r/min}$, 电枢电阻 $R_a=1.5\Omega$, 电枢回路电抗器电阻 $R_L=0.8\Omega$, 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图。
- (3) 调整该系统参数, 使当 $U_n^*=15\text{V}$ 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)

$$n = (U_N - I_N \times R_a) / C_e$$

$$\Rightarrow C_e = (220 - 12.5 \times 1.5) / 1500 = 201.25 / 1500 = 0.134 \text{ V min/r}$$

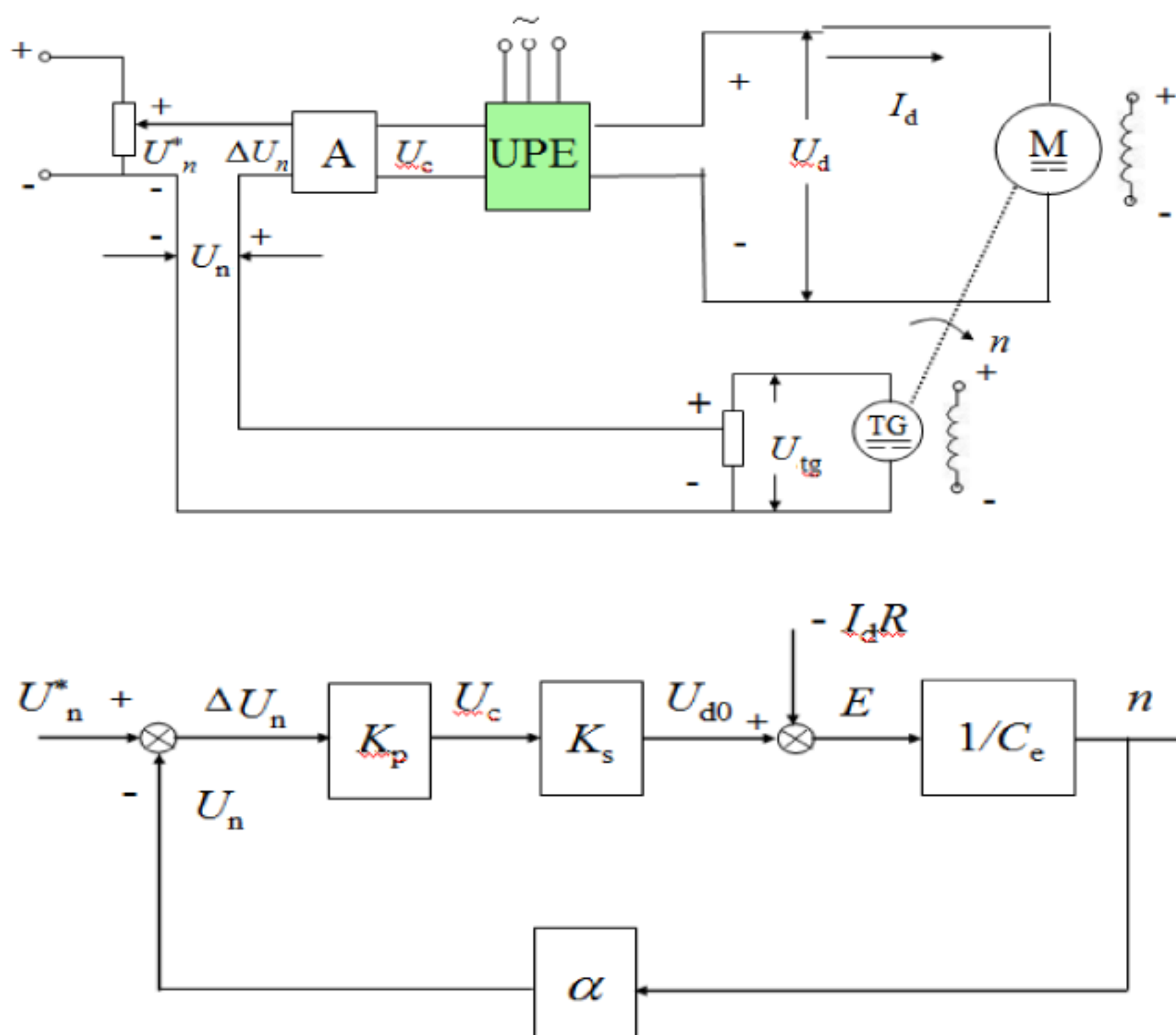
$$n = (U_N - I_N \times R_\Sigma) / C_e$$

$$\Rightarrow \Delta n_{op} = I_N \times R_\Sigma / C_e = 12.5 \times 3.3 / 0.134 = 307.836 \text{ r/min}$$

$$\Delta n_N = n_N s / (D(1-s)) = 1500 \times 10\% / (20 \times 90\%) = 8.33 \text{ r/min}$$

所以, $\Delta n_{cl} = 8.33 \text{ r/min}$

(2)



$$(3) (4) \quad n = (K_p K_s U_n^* - I_d R) / (C_e (1 + K)) = [K U_n^* / \alpha (1 + K)] - [I_d R / (C_e (1 + K))]$$

$$K = (\Delta n_{op} / \Delta n_{cl}) - 1 = 307.836 / 8.33 - 1 = 35.955$$

$$1500 = [35.955 \times 15 / \alpha (1 + 35.955)] - [12.5 \times 3.3 / (0.134(1 + 35.955))]]$$

$$\Rightarrow \alpha = 0.0096 \text{ V min/r}$$

$$\text{可以求得, } K_p = \frac{K^* C_e}{K_s^* \alpha} = \frac{35.955 * 0.134}{35 * 0.0096} = 14.34$$

也可以用粗略算法:

$$U_n^* \approx U_n = \alpha n, \quad \alpha = \frac{U_n^*}{n} = \frac{15}{1500} = 0.01$$

$$K_p = K C_e / K_s \alpha, \quad K_p = 35.955 \times 0.134 / (35 \times 0.01) = 13.76$$

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: (1) $I_{dbl} \leq 2I_N = 25\text{A}$, $I_{dcr} \geq 1.2I_N = 15\text{A}$

$$I_{dcr} = U_{com} / R_s \Rightarrow 15 = U_{com} / R_s$$

$$I_{dbl} \approx (U_n^* + U_{com}) / R_s \Rightarrow 25 = (15 + U_{com}) / R_s \Rightarrow R_s = 1.5\Omega, \quad ,$$

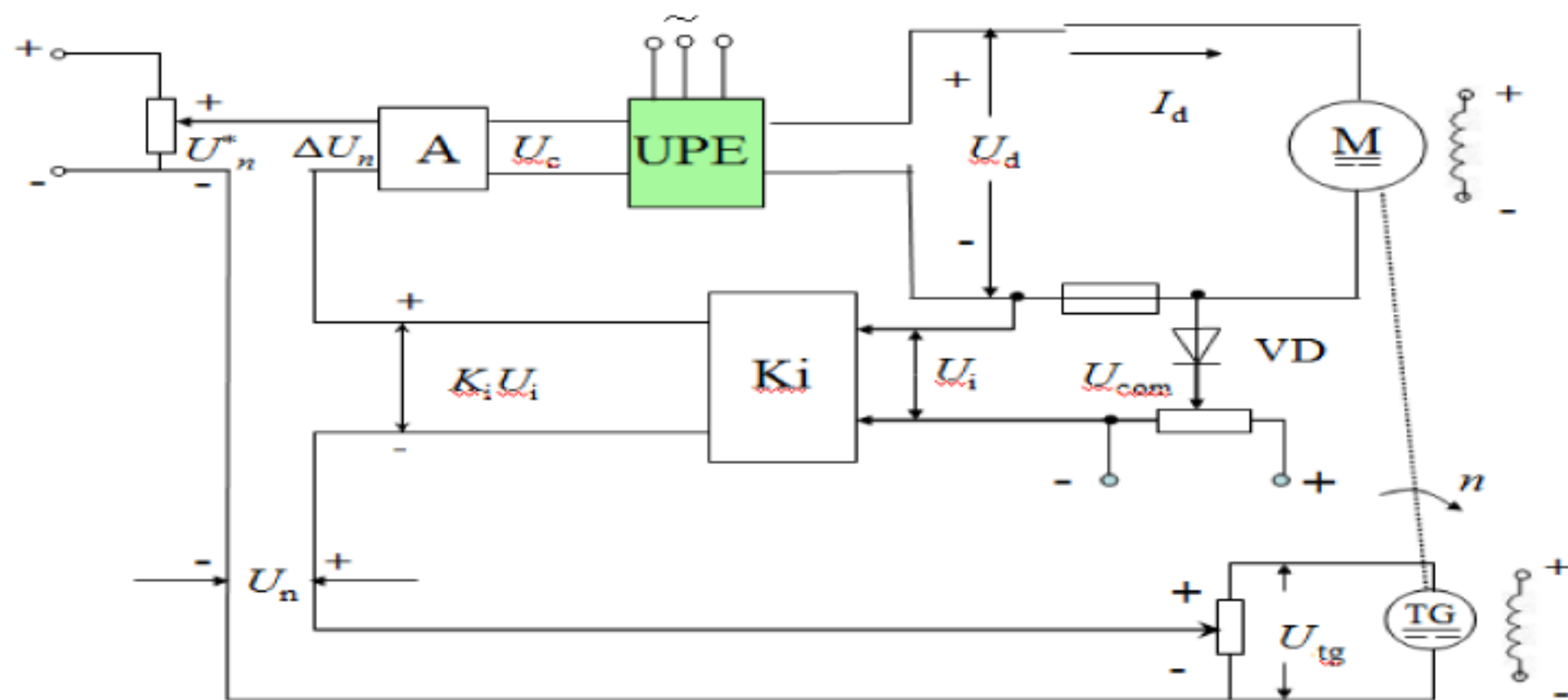
$$U_{com} = 15 \times 1.5 = 22.5\text{V}$$

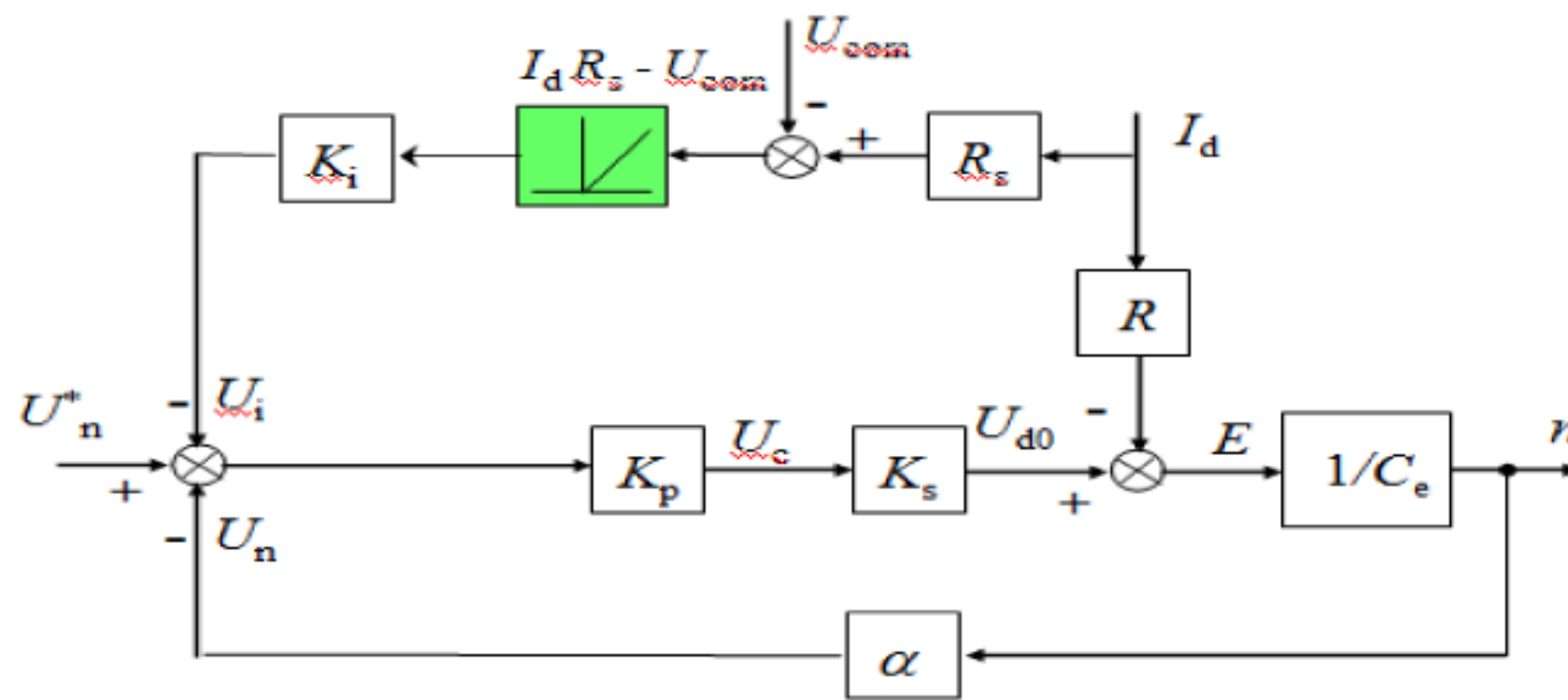
$$(2) \quad (R_\Sigma / 3) = (1.0 + 1.5 + 0.8) / 3 = 1.1\Omega, \quad R_s > (R_\Sigma / 3)$$

不符合要求, 取 $R_s = 1.1\Omega$, 需加电流反馈放大器

由于需要的检测电阻值大, 说明要求的电流信号值也大。要同时满足检测电阻小和电流信号大的要求, 则必须采用放大器, 对电流信号进行放大。为此,

取 $R_s = 1.1\Omega$, 则 $U_{com} = I_{dcr} \times R_s = 15 \times 1.1 = 16.5\text{V}$





(3) 当 $I_d > I_{dcr}$ 时, 有

$$n = \left[K_p K_s U_n^* / C_e (1 + K) \right] - \left[K_p K_s K_i (R_s I_d - U_{com}) / C_e (1 + K) \right] - \left[R I_d / C_e (1 + K) \right]$$

$$= \left[K_p K_s (U_n^* + K_i U_{com}) / (C_e (1 + K)) \right] - \left[(R + K_p K_s K_i R_s) I_d / (C_e (1 + K)) \right]$$

当 $n=0$ 时,

$$I_{dbl} = K_p K_s (U_n^* + K_i U_{com}) / (R + K_p K_s K_i R_s) \approx (U_n^* + K_i U_{com}) / K_i R_s$$

$$25 = (15 + 16.5 K_i) / 1.1 K_i \Rightarrow K_i = 15 / (22.5 - 13.5) = 1.36$$

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 $GD^2=1.6\text{Nm}^2$, 整流装置采用三相零式电路, 试判断按题 2-9 要求设计的转速负反馈系统能否稳定运行? 如要保证系统稳定运行, 允许的最大开环放大系数是多少?

解: $L = 50\text{mH}$, $GD^2 = 1.6\text{Nm}^2$, $R_\Sigma = 3.3\Omega$, $C_e = 0.134\text{V} / \text{rpm}$

$$T_l = L / R_\Sigma = 0.05 / 3.3 = 0.015\text{s}$$

$$T_m = GD^2 R_\Sigma / (375 C_e C_m) = 1.6 \times 3.3 / (375 \times 0.134 \times 0.134 \times 30 / 3.14)$$

$$= 5.28 / 64.33 = 0.082\text{s}$$

$$T_s = 0.00333\text{s}$$

$$K < \left[T_m (T_l + T_s) + T_s^2 \right] / T_l T_s = \left[0.082 \times (0.015 + 0.00333) + 0.00333^2 \right] / (0.0151 \times 0.00333)$$

$$= \left[0.0015 + 0.00333^2 \right] / 0.00004983 = 30.52 \quad \text{可}$$

见与前面的 $K > 35.955$ 相矛盾, 故系统不稳定。要使系统能够稳定运行, K 最大为 30.52。

2.12 有一个晶闸-电动机调速系统, 已知: 电动机: $P_N = 2.8\text{kW}$, $U_N = 220\text{V}$, $I_N = 15.6\text{A}$,

$n_N = 1500\text{r/min}$, $R_a = 1.5\Omega$, 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 $K_s = 35$ 。

(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 $D = 30$, $s = 10\%$ 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 $U_n^* = 10V$ 时 $I_d = I_N$,

$n = n_N$, 计算转速负反馈系数 α 和放大器放大系数 K_p 。

解:

$$C_e = (220 - 15.6 \times 1.5) / 1500 = 0.1311 V \cdot \min / r$$

$$\Delta n_{op} = I_N \times R_\Sigma / C_e = 15.6 \times 3.3 / 0.1311 = 392.68 r / \min$$

$$(1) n_{\min} = 1500 / 30 = 50$$

$$s = \Delta n_{op} / \Delta n_{0\min} = 392.68 / (392.68 + 50) = 88.7\%$$

$$(2) 0.1 = \Delta n / (\Delta n + 50)$$

$$\Delta n = 5 / 0.9 = 5.56 r / \min$$

(3)

$$\begin{cases} n = K_p K_s U_n^* / C_e (1 + K) - R_\Sigma I_d / C_e (1 + K) \\ K = K_p \alpha K_s / C_e \end{cases}$$

$$\begin{cases} 1500 = K_p K_s U_n^* / C_e (1 + K) - (R_\Sigma 15.6) / C_e (1 + K) \\ K = (\Delta n_{op} / \Delta n_{cl}) - 1 = (297.48 / 5.56) - 1 = 52.5 \end{cases}$$

2.13 旋转编码器光栅数 1024, 倍频系数 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 位计数器, M 法测速时间为 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。

$$\text{解: (1) M 法: 分辨率 } Q = \frac{60}{ZT_c} = \frac{60}{1024 \times 4 \times 0.01} = 1.465 r / \min$$

$$\text{最大误差率: } n = \frac{60M_1}{ZT_c} \rightarrow$$

$$n = 1500r / \min \text{ 时, } M_1 = \frac{nZT_c}{60} = \frac{1500 \times 4 \times 1024 \times 0.01}{60} = 1024$$

$$n = 150r / \min \text{ 时, } M_1 = \frac{nZT_c}{60} = \frac{150 \times 4 \times 1024 \times 0.01}{60} = 102.4$$

$$1500r / \min \text{ 时, } \delta_{\max} \% = \frac{1}{M_1} \times 100\% = \frac{1}{1024} \times 100\% = 0.098\%$$

$$150r / \min \text{ 时, } \delta_{\max} \% = \frac{1}{M_1} \times 100\% = \frac{1}{102.4} \times 100\% = 0.98\%$$

可见 M 法适合高速。

(2) T 法:

分辨率:

$$n = 1500r/min \text{ 时, } Q = \frac{Zn^2}{60f_0 - Zn} = \frac{1024 \times 4 \times 1500^2}{60 \times 1 \times 10^6 - 1025 \times 4 \times 1500} = 171r/min$$

$$n = 150r/min \text{ 时, } Q = \frac{Zn^2}{60f_0 - Zn} = \frac{1024 \times 4 \times 150^2}{60 \times 1 \times 10^6 - 1024 \times 4 \times 150} = 1.55r/min$$

$$\text{最大误差率: } n = \frac{60f_0}{ZM_2}, \quad M_2 = \frac{60f_0}{Zn},$$

$$\text{当 } n = 1500r/min \text{ 时, } M_2 = \frac{60 \times 10^6}{1024 \times 4 \times 1500} = 9.77$$

$$\text{当 } n = 150r/min \text{ 时, } M_2 = \frac{60 \times 10^6}{1024 \times 4 \times 150} = 97.7$$

$$n = 1500r/min \text{ 时, } \delta_{\max} \% = \frac{1}{M_2 - 1} \times 100\% = \frac{1}{9.77 - 1} \times 100\% = 11.4\%$$

$$n = 150r/min \text{ 时, } \delta_{\max} \% = \frac{1}{M_2 - 1} \times 100\% = \frac{1}{97.7 - 1} \times 100\% = 1\%$$

可见 T 法适合低速

第三章作业

思考题

3-1 在恒流起动过程中, 电枢电流能否达到最大值 I_{dm} ? 为什么?

答: 不能达到最大值, 因为在恒流升速阶段, 电流闭环调节的扰动是电动机的反电动势, 它正是一个线性渐增的斜坡扰动量, 所以系统做不到无静差, 而是 I_d 略低于 I_{dm} 。

3-2 由于机械原因, 造成转轴堵死, 分析双闭环直流调速系统的工作状态。

答: 转轴堵死, 则 $n=0$, 比较大, 导致比较大, 也比较大, 然后输出电压较大, 最终可能导致电机烧坏。

3-3 双闭环直流调速系统中, 给定电压 U_n^* 不变, 增加转速负反馈系数 α , 系统稳定后转速反馈电压 U_n 和实际转速 n 是增加、减小还是不变?

答: 反馈系数增加使得增大, 减小, 减小, 减小, 输出电压减小, 转速 n 减小, 然后会有所减小, 但是由于 α 增大了, 总体还是增大的。

3-4 双闭环直流调速系统调试时, 遇到下列情况会出现什么现象?

(1) 电流反馈极性接反。(2) 转速极性接反。

答：(1) 转速一直上升，ASR 不会饱和，转速调节有静差。

(2) 转速上升时，电流不能维持恒值，有静差。

3-5 某双闭环调速系统，ASR、均采用 PI 调节器，ACR 调试中怎样才能做到 $U_{im}^*=6V$ 时， $I_{dm}=20A$ ；如欲使 $U_n^*=10V$ 时， $n=1000rpm$ ，应调什么参数？

答：前者应调节，后者应调节。

3-6 在转速、电流双闭环直流调速系统中，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 α 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：转速 n 是由给定电压决定的，若要改变电动机转速，应调节给定电压。改变 K_n 和 K_s 不行。改变转速反馈系数 α 行。

若要改变电动机的堵转电流，应调节或者。

3-7 转速电流双闭环直流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：均为零。因为双闭环调速系统在稳态工作中，当两个调节器都不饱和时，PI 调节器工作在线性调节状态，作用是使输入偏差电压在稳态时为零。各变量之间关系如下：

3-8 在双闭环系统中，若速度调节器改为比例调节器，或电流调节器改为比例调节器，对系统的稳态性能影响如何？

答：稳态运行时有静差，不能实现无静差。稳定性能没有比例积分调节器作用时好。

3-9 从下述五个方面来比较转速电流双闭环直流调速系统和带电流截止负反馈环节的转速单闭环直流调速系统：(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：转速电流双闭环调速系统的静态特性，动态限流性能，起动的快速性，抗负载扰动的性能，抗电源电压波动的性能均优于带电流截止负反馈环节的转速单闭环直流调速系统。

3-10 根据速度调节器 ASR、电流调节器 ACR 的作用，回答下面问题（设 ASR、ACR 均采用 PI 调节器）：

(1) 双闭环系统在稳定运行中，如果电流反馈信号线断开，系统仍能正常工作吗？

(2) 双闭环系统在额定负载下稳定运行时，若电动机突然失磁，最终电动机会飞车吗？

答：(1) 系统仍能正常工作，但是如果有扰动的话，系统就不能稳定工作了。

(3) 电动机突然失磁，转子在原有转速下只能产生较小的感应电动势，直流电机转子电流急剧增加，可能飞车。

习题：

3.1 双闭环调速系统的 ASR 和 ACR 均为 PI 调节器，设系统最大给定电压 $U_{nm}^*=15V$ ，

$n_N=1500r/min$ ， $I_N=20A$ ，电流过载倍数为 2，电枢回路总电阻 $R=2\Omega$ ， $K_s=20$ ，

$C_e=0.127V \cdot \text{min/r}$, 求: (1) 当系统稳定运行在 $U_n^*=5V$, $I_{dL}=10A$ 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: (1)

$$\alpha = U_{nm}^* / n_N = 15V / 1500rpm = 0.01V / rpm$$

$$\text{当 } U_n^* = 5V, \quad \text{转速} \quad n = \frac{U_n^*}{\alpha} = \frac{5V}{0.01V / rpm} = 500rpm$$

$$\beta = \frac{U_{im}^*}{I_{dm}} = \frac{15V}{40A} = 0.375V / A$$

$$U_i^* = \beta I_d = 0.375 * 10 = 3.75V = U_i$$

$$U_c = \frac{U_{d0}}{K_s} = \frac{E + I_{dL}R}{K_s} = \frac{C_e n_N + I_{dL}R}{K_s} = \frac{0.127 * 500 + 10 * 2}{20} = 4.175V$$

$$\text{即} \quad n = 500rpm, U_n = 5V, U_i^* = U_i = 3.75V, U_c = 4.175V$$

$$(2) \text{ 堵转时, } U_i^* = \beta I_{dm} = 15V,$$

$$U_c = \frac{U_{d0}}{K_s} = \frac{(C_e n + I_d R)}{K_s} = \frac{I_{dm} R}{K_s} = \frac{40 * 2}{20} = 4V$$

3.2 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: $P_N=3.7kW$, $U_N=220V$, $I_N=20A$, $n_N=1000 \text{ r/min}$, 电枢回路总电阻 $R=1.5\Omega$, 设

$U_{nm}^* = U_{im}^* = U_{cm} = 8V$, 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 β 和转速反馈系数 α 。

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

$$\text{解:1) } \beta = \frac{U_{im}^*}{I_{dm}} = \frac{8V}{40A} = 0.2V / A \quad \alpha = \frac{U_{nm}^*}{n_N} = \frac{8V}{1000rpm} = 0.008V / rpm$$

$$2) \quad U_{d0} = E + I_{dL}R_\Sigma = C_e n_N + I_{dL}R_\Sigma = 40A * 1.5\Omega = 60V$$

这时: $U_n^* = 8V, U_n = 0$, ASR 处于饱和, 输出最大电流给定值。

$$U_i^* = 8V, U_i = 8V,$$

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

3.3 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?

解: 1) $\beta = \frac{U_{im}^*}{I_{dm}} = \frac{8V}{80A} = 0.1V/A$

因此当电流从 $40A \Rightarrow 70A$ 时, U_i^* 应从 $4V \Rightarrow 7V$ 变化。

2) U_c 要有所增加。

3) U_c 取决于电机速度和负载大小。因为 $U_{d0} = E + I_{dl}R_\Sigma = C_e n_N + I_{dl}R_\Sigma$

$$U_c = \frac{U_{d0}}{K_s} = \frac{(C_e n + I_d R)}{K_s}$$

3.5 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) 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 $t_r < 0.25s$, 则 $K=?$, $\sigma\%=?$

解: 取 $KT = 0.69, \xi = 0.6, \sigma\% = 9.5\%$

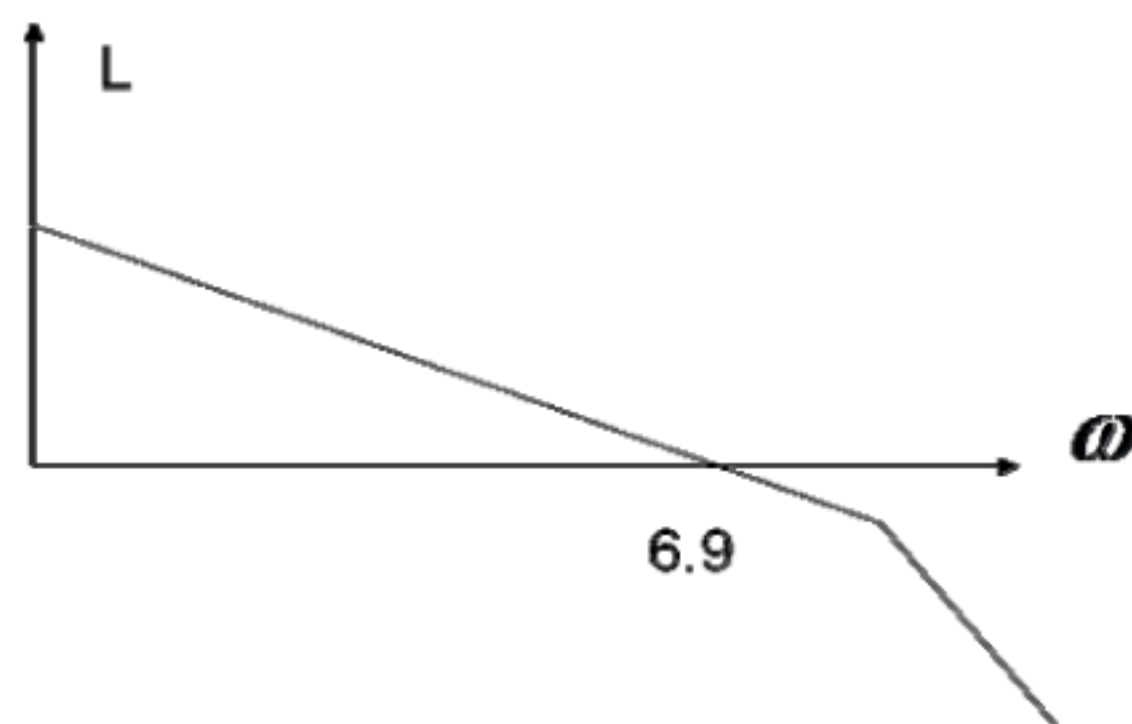
(1) 系统开环增益: $K = 0.69/T = 0.69/0.1 = 6.9(1/s)$

(2) 上升时间 $t_r = 3.3T = 0.33s$

过渡过程时间:

$$t_s \approx \frac{3}{\xi\omega_n} = 6T = 6 \times 0.1 = 0.6s$$

(3)



如要求 $t_r < 0.25s$, 查表 3-1 则应取 $KT = 1, \xi = 0.5$, $t_r = 2.4T = 2.4 \times 0.1 = 0.24s$ 这时

$K = 1/T = 10$, 超调量 $= 16.3\%$ 。

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

解：按典型 I 型系统设计，选 $KT = 0.5$ ， $\xi = 0.707$ ，查表 3-1，得 $\sigma \% = 4.3\%$ 。

选 I 调节器， $W(s) = \frac{1}{\tau s}$ ，校正后系统的开环传递函数为

$W(s) = \frac{1}{\tau s} \frac{10}{(0.01s + 1)}$ ，这样， $T = 0.01$ ， $K = 10/\tau$ ，已选 $KT = 0.5$ ，则 $K = 0.5/T = 50$ ，所以

$\tau = 10/K = 10/50 = 0.2s$ ，积分调节器： $W(s) = \frac{1}{\tau s} = \frac{1}{0.2s}$ 。

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：应选择 PI 调节器， $W_{PI}(s) = \frac{K_{PI}(\tau s + 1)}{\tau s}$ ，校正后系统的开环传递函数 $W(s) = \frac{K_{PI}(\tau s + 1)}{\tau s} \frac{K_1}{s(Ts + 1)}$ ，

对照典型 II 型系统， $K = K_{PI}K_1/\tau$ ， $\tau = hT$ ，选 $h = 8$ ，查表 3-4， $\sigma \% = 27.2\%$ ，满足设计要

求。这样 $\tau = hT = 8 * 0.02 = 0.16s$ ，

$$K = \frac{h+1}{2h^2T^2} = \frac{8+1}{2*8^2*0.02^2} = 175.78, \quad K_{PI} = K\tau/K_1 = 175.78*0.16/10 = 2.81$$

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 $T_{0i} = 0.0025 \text{ s}$ ，转速反馈滤波时间常数 $T_{0n} = 0.015 \text{ s}$ 。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 $U_{im}^* = 8 \text{ V}$ ， $U_{cm} = 6.5 \text{ V}$ 。

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 $1.1I_N$ 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_{0i} 。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_{0n} 。 ($R_0=40k\Omega$)

(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 σ_n 。

(5) 计算空载起动到额定转速的时间。

解: (1) $\beta = U_{im}^* / I_{dm} = 8V / (1.1 * I_N) = 8V / 339A = 0.0236V / A$

$\alpha = 10 / 1000 = 0.01V \text{ min} / r$

(2) 电流调节器设计

确定时间常数: a) $T_s = 0.00333s$

b) $T_{oi} = 0.0025s$

c) $T_{\Sigma i} = T_{oi} + T_s = 0.0025 + 0.00333 = 0.00583s$

电流调节器结构确定: 因为 $\sigma_i \leq 5\%$, 可按典型 I 型系统设计, 选用 PI 调节器,

$$W_{ACR}(S) = \frac{K_i(\tau_i S + 1)}{\tau_i S},$$

电流调节器参数确定: $\tau_i = T_l = 0.012s$, 选 $K_I T_{\Sigma i} = 0.5$, $K_I = 0.5 / T_{\Sigma i} = 85.76s^{-1}$,

$$K_i = \frac{K_I \tau_i R}{K_s \beta} = \frac{85.76 \times 0.012 \times 0.18}{35 \times 0.0173} = 0.224。$$

校验等效条件: $\omega_{ci} = K_I = 85.76s^{-1}$

a) 电力电子装置传递函数的近似条件: $\frac{1}{3T_s} = \frac{1}{3 \times 0.00333} = 101.01 > \omega_{ci}$

b) 忽略反电势的影响的近似条件: $3\sqrt{\frac{1}{T_m T_l}} = 3\sqrt{\frac{1}{0.12 \times 0.012}} = 79.06s^{-1} < \omega_{ci}$

c) 电流环小时间常数的近似条件: $\frac{1}{3\sqrt{T_s T_{oi}}} = \frac{1}{3\sqrt{0.00333 \times 0.0025}} = 115.52s^{-1} > \omega_{ci}$

可见满足近似等效条件, 电流调节器的实现: 选 $R_0 = 40K$, 则:

$$R_i = K_i R_0 = 0.224 \times 40K = 8.96K, \text{ 取 } 9K.$$

由此 $C_i = \tau_i / R_i = 0.012 / (9 \times 10^3) = 1.33\mu F$

$$C_{oi} = 4T_{oi} / R_0 = 4 \times 0.0025 / 40 \times 10^3 = 0.25\mu F$$

(3) 速度调节器设计

确定时间常数:

a) 电流环等效时间常数 $1/K_I$: 因为 $K_I T_{\Sigma i} = 0.5$

$$\text{则 } 1/K_I = 2T_{\Sigma i} = 2 \times 0.00583 = 0.01166s$$

b) $T_{on} = 0.015s$

c) $T_{\Sigma n} = 1/K_I + T_{on} = 0.01166 + 0.015 = 0.02666s$

速度调节器结构确定:

按照无静差的要求, 应选用 PI 调节器,

$$W_{ASR}(s) = \frac{K_n(\tau_n s + 1)}{\tau_n s}, \text{速度调节器参数确定:}$$

$$\tau_n = hT_{\Sigma n}, \text{取 } h = 5, \tau_n = hT_{\Sigma n} = 0.1333s$$

$$K_N = \frac{h+1}{2h^2 T_{\Sigma n}^2} = \frac{6}{2 \times 5^2 \times 0.02666^2} = 168.82s^{-2}$$

校 验 等 效 条 件 :

$$K_n = \frac{(h+1)\beta C_e T_m}{2h\alpha R T_{\Sigma n}} = \frac{6 \times 0.0236 \times 0.196 \times 0.12}{2 \times 5 \times 0.01 \times 0.18 \times 0.02666} = 6.94$$

$$\omega_{cn} = K_N / \omega_1 = K_N \tau_n = 168.82 \times 0.1333 = 22.5s^{-1}$$

$$a) \text{电流环近似条件: } \frac{1}{3} \sqrt{\frac{K_I}{T_{\Sigma i}}} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{85.76}{0.00583}} = 40.43s^{-1} > \omega_{cn}$$

$$b) \text{转速环小时间常数近似: } \frac{1}{3} \sqrt{\frac{K_I}{T_{0n}}} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{85.76}{0.015}} = 25.2s^{-1} > \omega_{cn}$$

可见满足近似等效条件。

转速超调量的校验 (空载 $Z=0$)

$$\sigma_n \% = 2 * \left(\frac{\Delta C_{\max}}{C_b} \right) (\lambda - z) \frac{\Delta n_N}{n^*} \frac{T_{\Sigma n}}{T_m} = 2 \times 81.2\% \times 1.1 \times \frac{308 \times 0.18}{0.196 \times 1000} \times \frac{0.02666}{0.12} \\ = 11.23\% > 10\%$$

转速超调量的校验结果表明, 上述设计不符合要求。因此需重新设计。

查表, 应取小一些的 h , 选 $h=3$ 进行设计。

按 $h=3$, 速度调节器参数确定如下: $\tau_n = hT_{\Sigma n} = 0.07998s$

$$K_N = (h+1) / 2h^2 T_{\Sigma n}^2 = 4 / (2 \times 9 \times 0.02666^2) = 312.656s^{-2}$$

$$K_n = (h+1)\beta C_e T_m / 2h\alpha R T_{\Sigma n} = 4 \times 0.0236 \times 0.196 \times 0.12 / (2 \times 3 \times 0.01 \times 0.18 \times 0.02666) = 7.6$$

$$\text{校验等效条件: } \omega_{cn} = K_N / \omega_1 = K_N \tau_n = 312.656 \times 0.07998 = 25s^{-1}$$

$$a) 1/3(K_I/T_{\Sigma i})^{1/2} = 1/3(85.76/0.00583)^{1/2} = 40.43s^{-1} > \omega_{cn}$$

$$b) 1/3(K_I/T_{on})^{1/2} = 1/3(85.76/0.015)^{1/2} = 25.2s^{-1} > \omega_{cn}$$

可见满足近似等效条件。

转速超调量的校验：

$$\sigma_n = 2 \times 72.2\% \times 1.1 \times (308 \times 0.18 / 0.196 \times 1000) \times (0.02666 / 0.12) = 9.97\% < 10\%$$

转速超调量的校验结果表明，上述设计符合要求。

速度调节器的实现：选 $R_0 = 40K$ ，则 $R_n = K_n \times R_0 = 7.6 \times 40 = 304K$ ，取 $310K$ 。

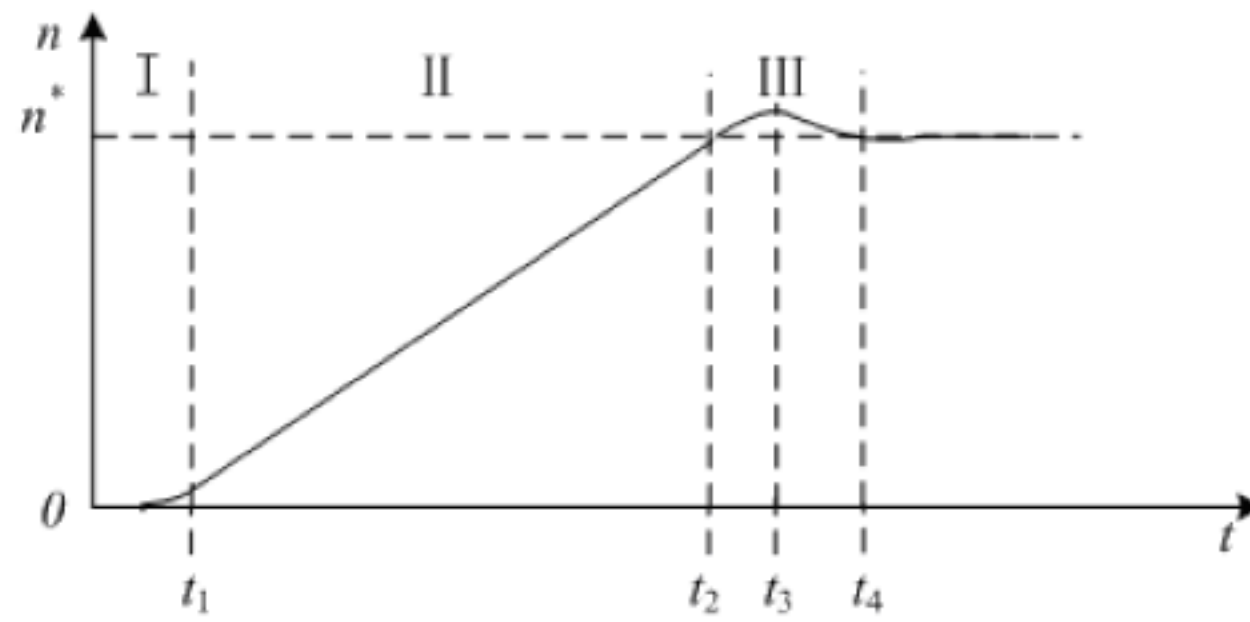
$$C_n = \tau_n / R_n = 0.07998 / 310 \times 10^3 = 0.258\mu F$$

$$C_{on} = 4T_{on} / R_0 = 4 \times 0.015 / 40 \times 10^3 = 1.5\mu F$$

4) 40%额定负载起动到最低转速时：

$$\sigma_n \% = 2 \times 72.2\% \times (1.1 - 0.4) \times (308 \times 0.18 / 0.196 \times 100) \times (0.02666 / 0.12) = 63.5\%$$

5) 空载起动到额定转速的时间是：(书上无此公式)



仅考虑起动过程的第二阶段。

$$\text{根据电机运动方程: } \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt} = T_e - T_L, \quad \frac{dn}{dt} = \frac{C_m(I_{dm} - I_{dL})}{\frac{GD^2}{375}} = \frac{R(I_{dm} - I_{dL})}{C_e \frac{GD^2 R}{375 C_m C_e}} = (I_{dm} - I_{dL}) \frac{R}{C_e T_m}$$

$$\text{所以: } t = \frac{C_e T_m n^*}{(I_{dm} - I_{dL}) R} = \frac{0.196 \times 0.12 \times 1000}{(1.1 \times 308 - 0) \times 0.18} = 0.385s$$

3.10 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：

$P_N = 500kW$, $U_N = 750V$, $I_N = 760A$, $n_N = 375 \text{ r/min}$, 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 $U_{im}^* = U_{in}^* = U_{nm} = 10V$, 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: (1)

$$\beta = \frac{U_{im}^*}{I_{dm}} = \frac{10}{1.5 \times 760} = 0.00877 \text{ V/A}$$

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

电流调节器已按典型 I 型系统设计如下:

$$a) T_s = 0.00176 \text{ s}$$

确定时间常数: $b) T_{oi} = 0.002 \text{ s}$

$$c) T_{\Sigma i} = 0.00367 \text{ s}$$

电流调节器结构确定: 因为 $\sigma\% \leq 5\%$, 可按典型 I 型系统设计, 选用 PI 调节器,

$$W_{ACR}(s) = K_i(\tau_i s + 1)/\tau_i s, \quad T_i/T_{\Sigma i} = 0.031/0.00367 = 8.25 < 10$$

电流调节器参数确定: $\tau_i = T_i = 0.031 \text{ s}$, $K_i T_{\Sigma i} = 0.5$, $K_i = 0.5/T_{\Sigma i} = 136.24 \text{ s}^{-1}$

$$K_i = K_I T_i R / K_s \beta = 136.24 \times 0.031 \times 0.14 / 75 \times 0.00877 = 0.899$$

校验等效条件: $\omega_{ci} = K_i = 136.24 \text{ s}^{-1}$

$$a) 1/3T_s = 1/3 \times 0.00167 = 199.6 \text{ s}^{-1} > \omega_{ci}$$

$$b) (1/T_m T_i)^{1/2} = 3(1/0.112 \times 0.031)^{1/2} = 50.9 \text{ s}^{-1} < \omega_{ci}$$

$$c) 1/3(1/T_s T_{oi})^{1/2} = 1/3(1/0.00167 \times 0.002)^{1/2} = 182.39 \text{ s}^{-1} > \omega_{ci}$$

可见满足近似等效条件。

电流调节器的实现: 选 $R_0 = 40 \text{ K}$, 则

$$R_i = K_i \times R_0 = 0.899 \times 40 = 35.96 \text{ 取 } 36 \text{ K}$$

$$C_i = T_i / R_i = 0.031 / 36 \times 10^3 = 0.86 \mu \text{ F}$$

$$C_{oi} = 4T_{oi} / R_0 = 4 \times 0.002 / 40 \times 10^3 = 0.2 \mu \text{ f}$$

速度调节器设计

确定时间常数:

a) 电流环等效时间常数 $1/K_I$: 因为 $K_i T_{\Sigma i} = 0.5$ 则 $1/K_I = 2T_{\Sigma i} = 2 \times 0.00367 = 0.00734 \text{ s}$

b) $T_{on} = 0.02 \text{ s}$

c) $T_{\Sigma n} = 1/K_I + T_{on} = 0.00734 + 0.02 = 0.02734 \text{ s}$

速度调节器结构确定:

按照无静差的要求, 应选用 PI 调节器,

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

速度调节器参数确定:

$\tau_n = hT_{\Sigma n}$, 选 $h=5$, 则 $\tau_n = hT_{\Sigma n} = 0.1367 \text{ s}$,

$$K_N = (h+1)/(2h^2 T_{\Sigma n}^2) = 6/2 \times 25 \times 0.02734^2 = 160.54 \text{ s}^{-2}$$

$$K_n = (h+1)\beta C_e T_m / (2h\alpha R T_{\Sigma n}) = 6 \times 0.00877 \times 1.82 \times 0.112 / 2 \times 5 \times 0.0267 \times 0.14 \times 0.02734 = 10.5$$

校验等效条件: $\omega_{cn} = K_N / \omega_1 = K_N \tau_n = 160.54 \times 0.1367 = 21.946 \text{ s}^{-2}$

$$a) 1/3(K_I/T_{\Sigma I})^{1/2}=1/3(136.24/0.00367)^{1/2}=64.22s^{-1}>\omega_{cn}$$

$$b) 1/3(K_I/T_{on})^{1/2}=1/3(136.24/0.02)^{1/2}=27.51s^{-1}>\omega_{cn}$$

可见满足近似等效条件。

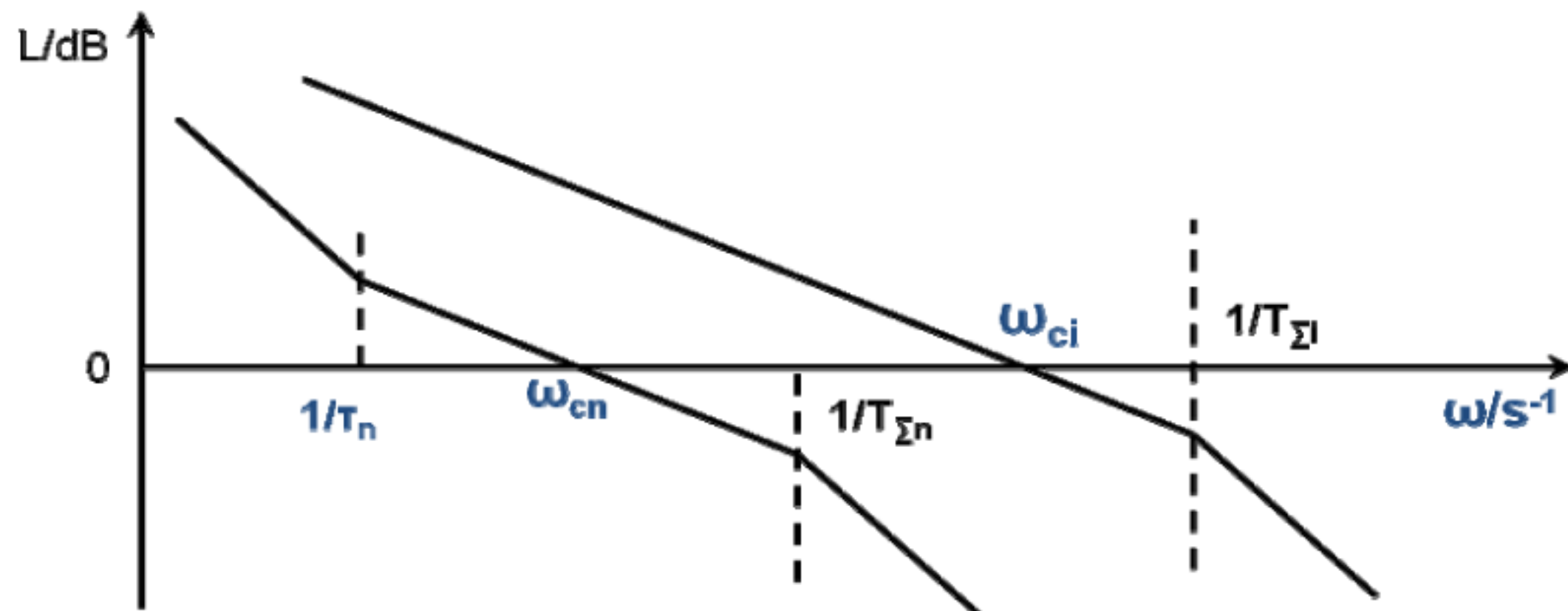
速度调节器的实现：选 $R_0=40K$ ，则 $R_n=K_n \cdot R_0=10.5 \cdot 40=420K$

由此 $C_n=\tau_n/R_n=0.1367/420 \cdot 10^3=0.325\mu F$ 取 $0.33\mu F$ $C_{0n}=4T_{0n}/R_0=4 \cdot 0.02/40 \cdot 10^3=2\mu F$

2) 电流环的截止频率是： $\omega_{ci}=K_I=136.24 s^{-1}$

速度环的截止频率是： $\omega_{cn}=21.946 s^{-2}$

从电流环和速度环的截止频率可以看出，电流环比速度环要快，在保证每个环都稳定的情况下，再求系统的快速性，充分体现了多环控制系统的设计特点。



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, $n=n_N=1500 r/min$;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 $U_n^*=5V$, $I_{d1}=20A$ 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？试分析并说明之。若系统能够稳定下来,则稳定后 $n=?$ $U_n=?$ $U_i^*=?$ $U_i=?$ $I_d=?$ $U_c=?$

(3) 该系统转速环按典型 II 型系统设计,且按 M_{rmin} 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 。

$$1) \alpha = U_{nm}^*/n_N = 15/1500 = 0.01 Vmin/r$$

$$\beta = U_{im}^*/I_{dm} = 10/30 = 0.33 V/A$$

$$U_n^* = 5 V, n = U_n^*/\alpha = 5/0.01 = 500 r/min$$

$$U_c = U_{d0}/K_s = (E + I_d R_\Sigma)/K_s = (C_e n + I_{dL} R_\Sigma)/K_s = (0.128 \times 500 + 20 \times 2)/30 = 3.467 \text{ V}$$

2) 在上述稳定运行情况下，电动机突然失磁 ($\Phi=0$) 则电动机无电动转矩，转速迅速下降到零，转速调节器很快达到饱和，要求整流装置输出最大电流 I_{dm} 。因此，系统稳定后，

$$n=0, U_n=0$$

$$U^*_i = U^*_{im} = 10, U_i = U^*_i = 10$$

$$I_d = I_{dm} = 30 \text{ A}$$

$$U_c = U_{d0}/K_s = (E + I_d R_\Sigma)/K_s = (0 + 30 \times 2)/30 = 2 \text{ V}$$

3) 在跟随给定作用下，转速环处于线性状态，此时系统的开环传递函数是：

$$W_n(s) = \frac{K_N (\tau_n s + 1)}{s^2 (T_{\Sigma n} s + 1)}$$

$$\tau_n = h T_{\Sigma n} = 5 \times 0.05 = 0.25 \text{ s}$$

$$T_{\Sigma n} = 0.05 \text{ s}$$

$$K_N = (h+1)/2h^2 T^2 = 6/2 \times 25 \times 0.05^2 = 48 \text{ s}^{-2}$$

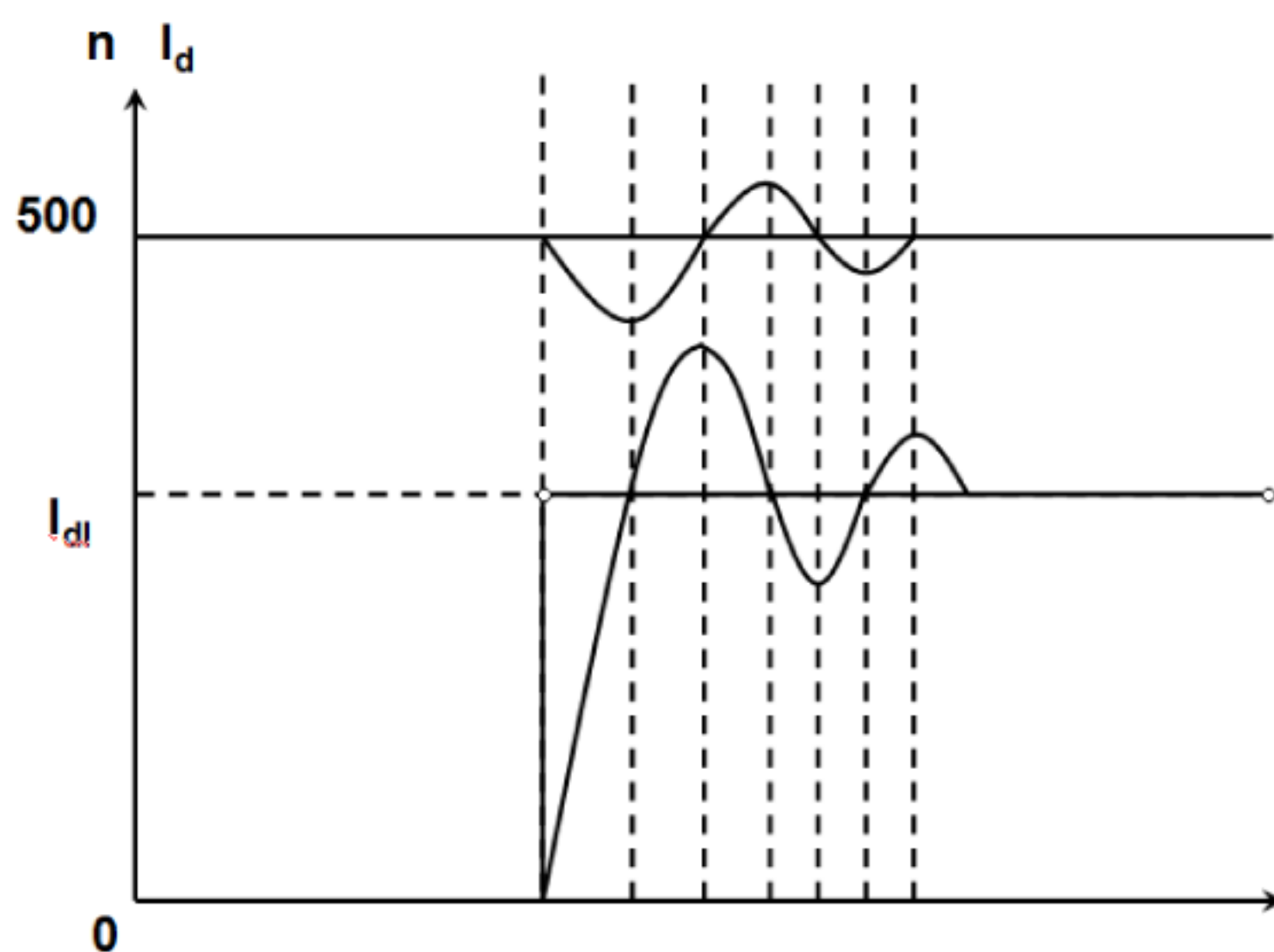
4) 空载突加额定负载时，转速有动态降落。(p93,94)

$$\Delta n_b = 2(\lambda - z) \Delta n_N T_{\Sigma n} / T_m = 2 \times (1 - 0) \times 20 \times 2 / 0.128 \times (0.05 / 0.05) = 625 \text{ r/min}$$

$$[C_b = 2FK_2 T = 2I_{dN} R T_{\Sigma n} / C_e T_m = 2 \times 20 \times 2 \times 0.05 / 0.128 \times 0.05 = 625 \text{ r/min}]$$

$$\text{最大动态速降: } \Delta n_{\max} = (\Delta C_{\max} / C_b) \times \Delta n_b = 81.2\% \times 625 = 507.5 \text{ r/min}$$

$$\text{恢复时间: } t_v = 8.8 T = 8.8 \times 0.05 = 0.44 \text{ s (p81 表)}$$



第四章

思考题：

4-1 分析直流脉宽调速系统的不可逆和可逆电路的区别。

答：直流 PWM 调速系统的不可逆电路电流、转速不能够反向，直流 PWM 调速系统的可逆电路电流、转速能反向。

4-2 晶闸管电路的逆变状态在可逆系统中的主要用途是什么

？答：晶闸管电路处于逆变状态时，电动机处于反转制动状态，成为受重物拖动的发电机，将重物的位能转化成电能，通过晶闸管装置回馈给电网。

4-3 V-M 系统需要快速回馈制动时，为什么必须采用可逆线路。

答：由于晶闸管的单向导电性，对于需要电流反向的直流电动机可逆系统，必须使用两组晶闸管整流装置反并联线路来实现可逆调速。快速回馈制动时，电流反向，所以需要采用可逆线路。

4-5 晶闸管可逆系统中的环流产生的原因是什么？有哪些抑制的方法？

答：原因：两组晶闸管整流装置同时工作时，便会产生不流过负载而直接在两组晶闸管之间流通的短路电流。抑制的方法：1. 消除直流平均环流可采用 $\alpha = \beta$ 配合控制，采用 $\alpha \geq \beta$ 能更可靠地消除直流平均环流。2. 抑制瞬时脉动环流可在环流回路中串入电抗器（叫做环流电抗器，或称均衡电抗器）。

4-6 试从电动机与电网的能量交换，机电能量转换关系及电动机工作状态和电动机电枢电流是否改变方向等方面对本组逆变和反组回馈制动列表作一比较。

答：本组逆变：大部分能量通过本组回馈电网。电动机正向电流衰减阶段，VF 组工作，VF 组是工作在整流状态。电动机电枢电流不改变方向。反组回馈制动：电动机在恒减速条件下回馈制动，把属于机械能的动能转换成电能，其中大部分通过 VR 逆变回馈电网。电动机恒值电流制动阶段，VR 组工作。电动机电枢电流改变方向。

4-7 试分析配合控制的有环流可逆系统正向制动过程中各阶段的能量转换关系，以及正、反组晶闸管所处的状态。

答：在制动时，当发出信号改变控制角后，同时降低了 u_{dof} 和 u_{dor} 的幅值，一旦电机反电动势 $E > |u_{dof}| = |u_{dor}|$ ，整流组电流将被截止，逆变组才真正投入逆变工作，使电机产生回馈制动，将电能通过逆变组回馈电网。当逆变组工作时，另一组也是在等待着整流，可称作处于“待整流状态”。即正组晶闸管处于整流状态，反组晶闸管处于逆变状态。

4-8 逻辑无环流系统从高速制动到低速时需经过几个象限？相应电动机与晶闸管状态如何？

答：逻辑无环流系统从高速制动到低速时需经过一，二两个象限。

相应电动机与晶闸管状态：正组逆变状态：电动机正转减速，VF 组晶闸管工作在逆变状态，电枢电流正向开始衰减至零；反组制动状态：电动机继续减速，VR 组晶闸管工作在逆变状态，电枢电流由零升至反向最大并保持恒定。

4-9 从系统组成、功用、工作原理、特性等方面比较直流 PWM 可逆调速系统与晶闸管直流可逆调速系统的异同点。

答：系统组成：直流 PWM 可逆调速系统：六个二极管组成的整流器，大电容滤波，桥式 PWM 变换器。晶闸管直流可逆调速系统：两组晶闸管整流装置反向并联。功用：直流 PWM 可逆调速系统：电流一定连续，可使电动机四象限运行晶闸管直流可逆调速系统：能灵活地控制电动机的起动，制动和升、降速。工作原理：直流 PWM 可逆调速系统：六个二极管构成的不可控整流器负责把电网提供的交流电整流成直流电，再经过 PWM 变换器调节直流电压，能够实现控制电动机的正反转。晶闸管直流可逆调速系统：当正组晶闸管 VF 供电，能量从电网通过 VF 输入电动机，此时工作在第 I 象限的正组整流电动运行状态；当电机需要回馈制动时，反组晶闸管装置 VR 工作在逆变状态，此时为第 II 象限运行；如果电动机原先在第

III 象限反转运行，那么它是利用反组晶闸管 VR 实现整流电动运行，利用反组晶闸管 VF 实现逆变回馈制动。特性：直流 PWM 可逆调速系统 1.电流一定连续 2.可使电动机四象限运行 3.电动机停止时有微震电流，能消除静摩擦死区。

习题：

4-1 试分析提升机构在提升重物 and 重物下降时，晶闸管、电动机工作状态及 α 角的控制范围？

答：提升重物： $\alpha < 90^\circ$ ，平均整流电压 $U_{d0} > E$ （ E 为电动机反电动势），输出整流电流 I_d ，电动机产生电磁转矩作电动运行，提升重物，这时电能从交流电网经晶闸管装置传送给电动机，V-M 系统运行于第 I 象限。

重物下降： $\alpha > 90^\circ$ ， U_{d0} 为负，晶闸管装置本身不能输出电流，电机不能产生转矩提升重物，只有靠重物本身的重量下降，迫使电机反转，产生反向的电动势 $-E$ 。

4-2 在配合控制的有环流可逆系统中，为什么要控制最小逆变角和最小整流角？系统中如何实现？

答：原因：为了防止出现“逆变颠覆”，必须形成最小逆变角 β_{\min} 保护。实现：通常取 $\alpha_{\min} = \beta_{\min} = 30^\circ$ 。

4-3 何谓待逆变、本组逆变和它组逆变，并说明这三种状态各出现在何种场合下。

答：待逆变：该组晶闸管装置在逆变角控制下等待工作，这时逆变组除环流外并未流过负载电流，也没有能量回馈给电网。本组逆变阶段：电动机正向电流衰减阶段，VF 组工作；它组逆变阶段：电动机恒值电流制动阶段，VR 组工作

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。

答：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，ACR 控制电流设置双向输出限幅电路以限制最小控制角 α_{\min} 与最小逆变角 β_{\min} 。

反向起动时 VF 处于整流状态，VR 处于待逆变状态；制动时 VF 处于逆变状态，VR 处于待整流状态。

4-5 逻辑控制无环流可逆系统消除环流的出发点是什么？

答：可逆系统中一组晶闸管工作时（不论是整流工作还是逆变工作），用逻辑关系控制使另一组处于完全封锁状态，彻底断开环流的通路，确保两组晶闸管不同时工作。

4-6 为什么逻辑无环流系统的切换过程比配合控制的有环流可逆系统的切换过程长？这是由哪些因素造成的？

答：原因：逻辑切换指令发出后并不能马上执行，还需经过两段延时时间，以确保系统的可靠工作。这就是封锁延时和开放延时。

造成的因素：封锁延时和开放延时。

4-7 无环流逻辑控制器中为什么必须设置封锁延时和开放延时？延时过大或过小对系统有何影响？

答：原因：由于主电流的实际波形是脉动的，如果脉动的主电流瞬时低于 I_0 就立即发出零电流数字信号，实际上电流仍在连续地变化，突然封锁触发脉冲将产生逆变颠覆。在检测到零

电流信号后等待一段时间，若仍不见主电流再超过 I_0 ，说明电流确已终止，再封锁本组脉冲。封锁延时 t_{abl} 大约需要半个到一个脉波的时间。在封锁触发脉冲后，已导通的晶闸管要过一段时间后才能关断，再过一段时间才能恢复阻断能力。如果在此以前就开放它组脉冲，仍有可能造成两组晶闸管同时导通，产生环流。

开放延时时间 t_{dt} ，一般应大于一个波头的时间

4-8 弱磁与调压配合控制系统空载起动到额定转速以上，主电路电流和励磁电流的变化规律是什么？

答：当提高 U_n ，转速升到额定转速 n_N 以上时，将根据感应电动势不变 ($E=E_N$) 的原则，逐步减小励磁电流给定 $U \cdot i_f$ ，在励磁电流闭环控制作用下，励磁电流 $I_f < I_{fN}$ ，气隙磁通 Φ 小于额定磁通 Φ_N ，电动机工作在弱磁状态，实现基速以上的调速。

第五章

思考题

5-1 对于恒转矩负载，为什么调压调速的调速范围不大？电动机机械特性越软，调速范围越大吗？

答：对于恒转矩负载，普通笼型异步电动机降压调速时的稳定工作范围为 $0 < S < S_m$ 所以调速范围不大。

电动机机械特性越软，调速范围不变，因为 S_m 不变。

5-2 异步电动机变频调速时，为何要电压协调控制？在整个调速范围内，保持电压恒定是否可行？为何在基频以下时，采用恒压频比控制，而在基频以上保持电压恒定？

答：当异步电动机在基频以下运行时，如果磁通太弱，没有充分利用电动机的铁心，是一种浪费；如果磁通，又会使铁心饱和，从而导致过大的励磁电流，严重时还会因绕组过热而损坏电动机。由此可见，最好是保持每极磁通量为额定值不变。当频率从额定值向下调节时，

必须同时降低 E_g 使 $\frac{E_g}{f_1} = 4.44 N_s \times K_{N_s} \times \varphi_{mN} = \text{常值}$ ，即在基频以下应采用电动势频

率比为恒值的控制方式。然而，异步电动机绕组中的电动势是难以直接检测与控制的。当电动势值较高时，可忽略定子电阻和漏感压降，而认为定子相电压 $U_s \approx E_g$ 。

在整个调速范围内，保持电压恒定是不可行的。

在基频以上调速时，频率从额定值向上升高，受到电动机绝缘耐压和磁路饱和的限制，定子电压不能随之升高，最多只能保持额定电压不变，这将导致磁通与频率成反比地降低，使得异步电动机工作在弱磁状态。

5-3 异步电动机变频调速时，基频以下和基频以上分别属于恒功率还是恒转矩调速方式？为什么？所谓恒功率或恒转矩调速方式，是否指输出功率或转矩恒定？若不是，那么恒功率或恒转矩调速究竟是指什么？

答：在基频以下，由于磁通恒定，允许输出转矩也恒定，属于“恒转矩调速”方式；在基频以上，转速升高时磁通减小，允许输出转矩也随之降低，输出功率基本不变，属于“近似的

恒功率调速”方式。

5-4 基频以下调速可以是恒压频比控制、恒定子磁通、恒气隙磁通和恒转子磁通的控制方式，从机械特性和系统实现两个方面分析与比较四种控制方法的优缺点。

答：恒压频比控制：恒压频比控制最容易实现，它的变频机械特性基本上是平行下移，硬度也较好，能够满足一般的调速要求，低速时需适当提高定子电压，以近似补偿定子阻抗压降。在对于相同的电磁转矩，角频率越大，速降落越大，机械特性越软，与直流电动机弱磁调速相似。在基频以下运行时，采用恒压频比的控制方法具有控制简便的优点，但负载变化时定子压降不同，将导致磁通改变，因此需采用定子电压补偿控制。根据定子电流的大小改变定子电压，以保持磁通恒定。

恒定子磁通：虽然改善了低速性能，但机械特性还是非线性的，仍受到临界转矩的限制。频率变化时，恒定子磁通控制的临界转矩恒定不变。恒定子磁通控制的临界转差率大于恒压频比控制方式。恒定子磁通控制的临界转矩也大于恒压频比控制方式。控制方式均需要定子电压补偿，控制要复杂一些。

恒气隙磁通：虽然改善了低速性能，但机械特性还是非线性的，仍受到临界转矩的限制。保

持气隙磁通恒定： $\frac{E_g}{\omega_1} = \text{常值}$ ，除了补偿定子电阻压降外，还应补偿定子漏抗压降。与恒

定子磁通控制方式相比较，恒气隙磁通控制方式的临界转差率和临界转矩更大，机械特性更硬。控制方式均需要定子电压补偿，控制要复杂一些。

恒转子磁通：机械特性完全是一条直线，可以获得和直流电动机一样的线性机械特性，这正是高性能交流变频调速所要求的稳态性能。

5-5 常用的交流 PWM 有三种控制方式，分别为 SPWM、CFPWM 和 SVPWM，论述它们的基本特征、各自的优缺点。

答：SPWM：特征：以频率与期望的输出电压波相同的正弦波作为调制波，以频率比期望波高得多的等腰三角波作为载波。由它们的交点确定逆变器开关器件的通断时刻，从而获得幅值相等、宽度按正弦规律变化的脉冲序列。

优缺点：普通的 SPWM 变频器输出电压带有一定的谐波分量，为降低谐波分量，减少电动机转矩脉动，可以采用直接计算各脉冲起始与终了相位的方法，以消除指定次数的谐波。

CFPWM：特征：在原来主回路的基础上，采用电流闭环控制，使实际电流快速跟随给定值。

优缺点：在稳态时，尽可能使实际电流接近正弦波形，这就能比电压控制的 SPWM 获得更好的性能。精度高、响应快，且易于实现。但功率开关器件的开关频率不定。

SVPWM：特征：把逆变器和交流电动机视为一体，以圆形旋转磁场为目标来控制逆变器的工作，磁链轨迹的控制是通过交替使用不同的电压空间矢量实现的。

优缺点：8 个基本输出矢量，6 个有效工作矢量和 2 个零矢量，在一个旋转周期内，每个有效工作矢量只作用 1 次的方式，生成正 6 边形的旋转磁链，谐波分量大，导致转矩脉动。用相邻的 2 个有效工作矢量，合成任意的期望输出电压矢量，使磁链轨迹接近于圆。开关周期越小，旋转磁场越接近于圆，但功率器件的开关频率将提高。用电压空间矢量直接生成三相 PWM 波，计算简便。与一般的 SPWM 相比较，SVPWM 控制方式的输出电压最多可提高 15%。

5-6 分析电流滞环跟踪 PWM 控制中，环宽 h 对电流波动于开关频率的影响。

答：当环宽 h 选得较大时，开关频率低，但电流波形失真较多，谐波分量高；如果环宽小，

电流跟踪性能好，但开关频率却增大了。

5-7 三相异步电动机 Y 联结，能否将中性点与直流侧参考点短接？为什么？

答：能。虽然直流电源中点和交流电动机中点的电位不等，但合成电压矢量的表达式相等。因此，三相合成电压空间矢量与参考点无关。可以将中性点与直流侧参考点短接。

5-8 当三相异步电动机由正弦对称电压供电，并达到稳态时，可以定义电压向量 \mathbf{U} 、电流向量 \mathbf{I} 等，用于分析三相异步电动机的稳定工作状态，4.2.4 节定义的空间矢量与向量有何区别？在正弦稳态时，两者有何联系？

答：相量是从时间域的三角函数到复指数函数的映射，空间矢量是从空间域的三角函数到复指数函数的映射。

相量的正弦性表现为时间域的正弦性，空间矢量的正弦性表现为空间域的正弦性。从本质看它们都是正弦性，但从形式上看，相量的正弦性还表现为复数在旋转，而空间矢量的正弦性则仅表示原象在空间按正弦规律变化。当然，也有旋转的空间矢量，但此时空间矢量的旋转性也是由于电流在时间上按正弦规律变化而引起的，并不起因于空间矢量本身的正弦性。

5-9 采用 SVPWM 控制，用有效工作电压矢量合成期望的输出电压矢量，由于期望输出电压矢量是连续可调的，因此，定子磁链矢量轨迹可以是圆，这种说法是否正确？为什么？

答：实际的定子磁链矢量轨迹在期望的磁链圆周围波动。 N 越大，磁链轨迹越接近于圆，但开关频率随之增大。由于 N 是有限的，所以磁链轨迹只能接近于圆，而不可能等于圆。

5-10 总结转速闭环转差频率控制系统的控制规律，若 $U_s = f(\omega_1, I_s)$ 设置不当，会产生什么影响？一般来说，正反馈系统是不稳定的，而转速闭环转差频率控制系统具有正反馈的内环，系统却能稳定，为什么？

答：控制规律：1) 在 $\omega_s \leq \omega_{sm}$ 的范围内，转矩基本上与转差频率成正比，条件是气隙磁通不变。2) 在不同的定子电流值时，按定子电压补偿控制的电压 - 频率特性关系控制定子电压和频率，就能保持气隙磁通恒定。

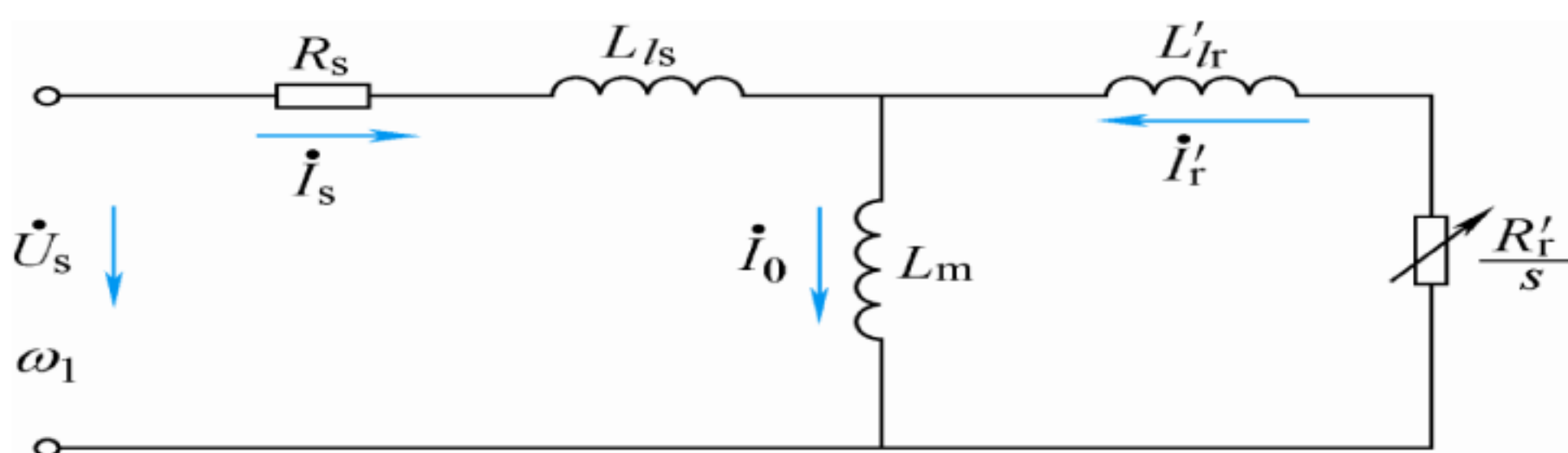
若 $U_s = f(\omega_1, I_s)$ 设置不当，则不能保持气隙磁通恒定。

一般来说，正反馈系统是不稳定的，而转速闭环转差频率控制系统具有正反馈的内环，系统却能稳定，是因为还设置了转速负反馈外环。

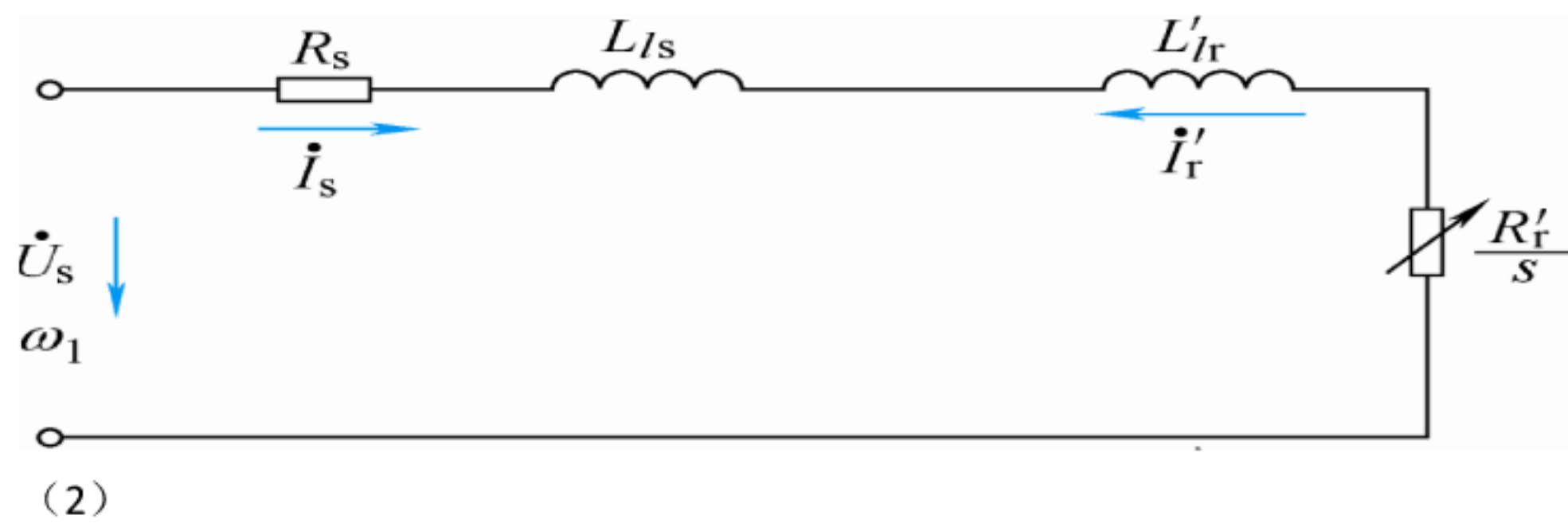
习题

5-1

(1) T 形等效电路：



简化等效电路：



$$S_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} = 4\%$$

$$\omega_1 = 2 \times \pi \times f_N = 314 \text{ rad} / \text{s}$$

$$C_1 = 1 + \frac{R_s + j\omega_1 L_{ls}}{j\omega_1 L_m} \approx 1 + \frac{L_{ls}}{L_m} = 1.023$$

$$I_{1N} = I'_r = \frac{U_s}{\sqrt{\left(R_s + C_1 \frac{R'_r}{s}\right)^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + C_1 L'_{ls})^2}} = 15.97 \text{ A}$$

$$P_m = \frac{3 I'^2_r R'_r}{s} = 5964 \text{ W}$$

$$\omega_{m1} = \frac{\omega_1}{n_p} = 104.67 \text{ rad} / \text{s}$$

$$T_{eN} = T_e = \frac{P_m}{\omega_{m1}} = 56.98$$

(3)

$$I_0 = \frac{U_s}{\sqrt{(R_s)^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L_m)^2}} = 2.63 \text{ A}$$

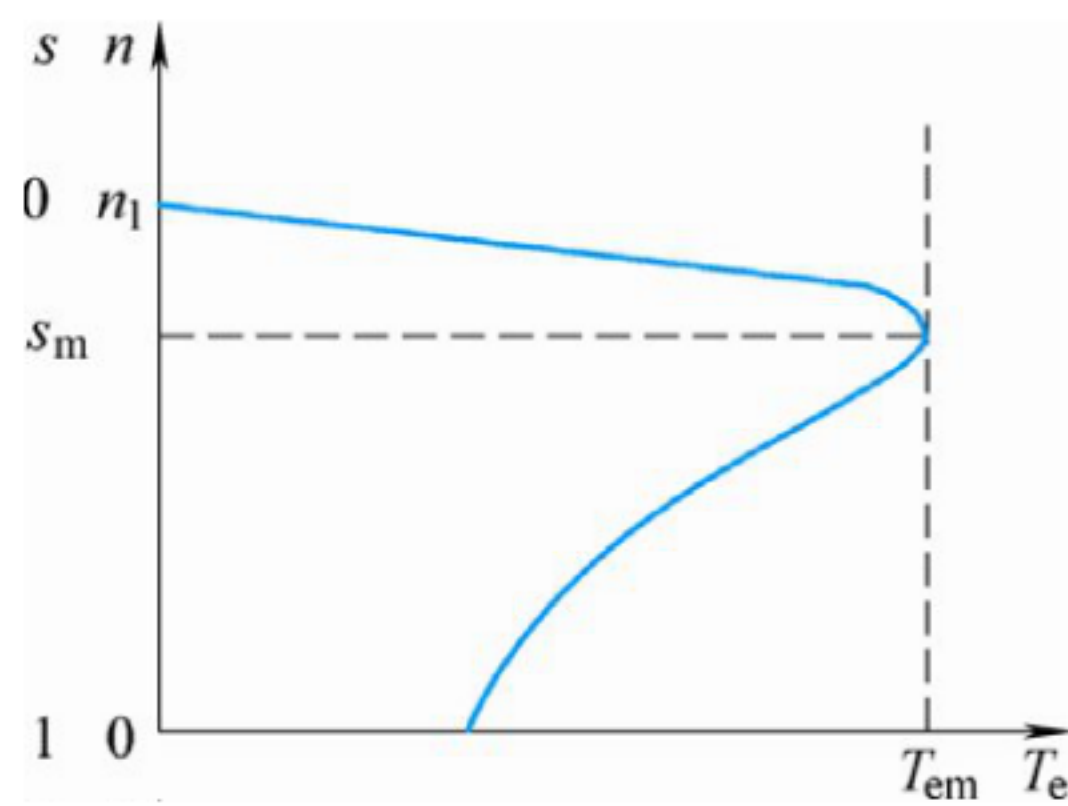
(4)

临界转差率：

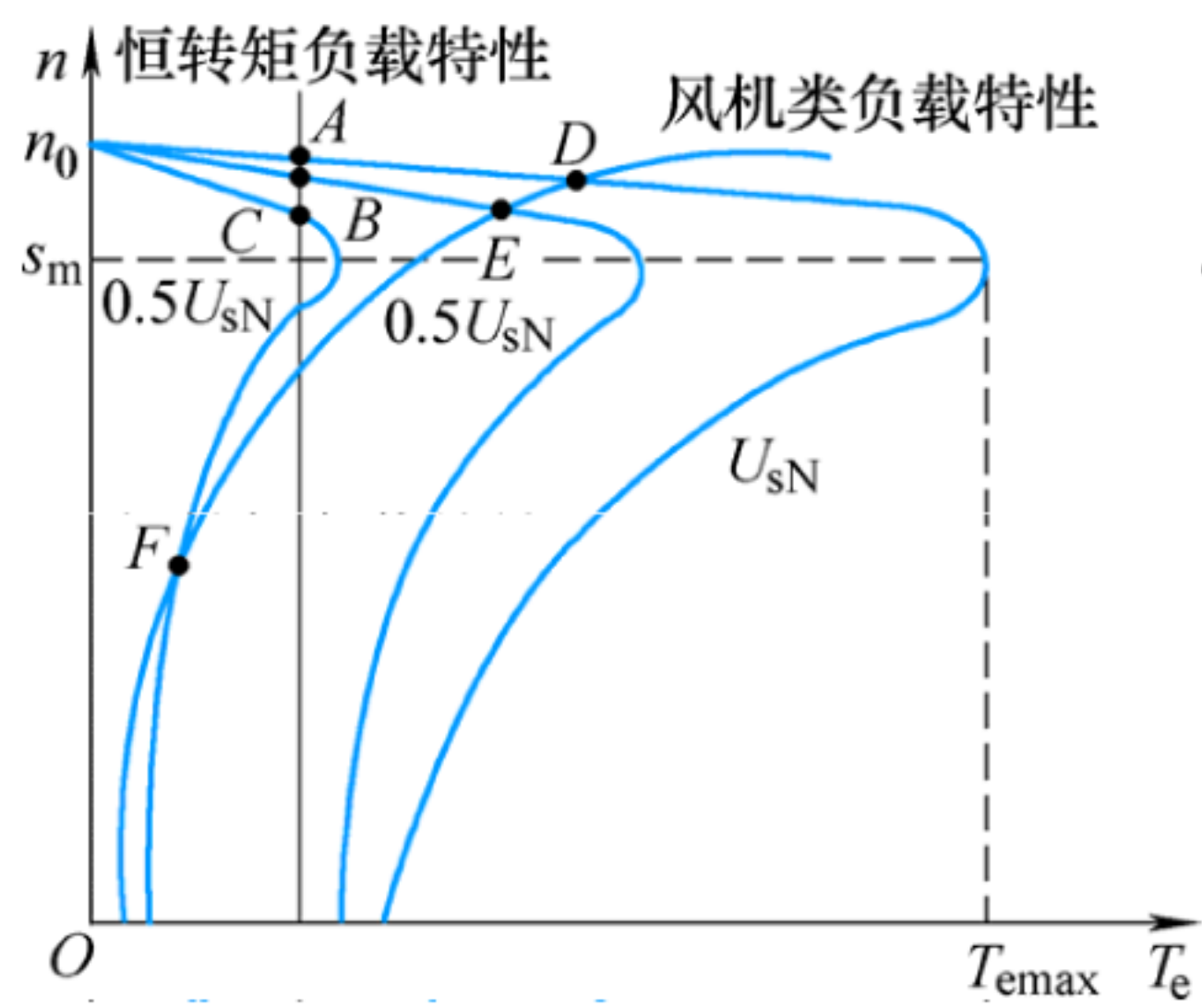
$$S_m = \frac{R'_r}{\sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{ls})^2}} = 0.122$$

临界转矩：

$$T_m = \frac{3 \times n_p \times U_s^2}{2\omega_1 [R_s + \sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{ls})^2}]} = 155.98$$



5-2



$$S_m = \frac{R'_r}{\sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{ls})^2}} = 0.122$$

调压调速在 $\frac{1}{2} U_N$:

$$T_m = \frac{3 \times n_p \times U_s^2}{2\omega_1 [R_s + \sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{ls})^2}]} = 38.99$$

调压调速在 $\frac{2}{3} U_N$:

$$T_m = \frac{3 \times n_p \times U_s^2}{2\omega_1 [R_s + \sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{ls})^2}]} = 69.32$$

气隙磁通 $\Phi_m \approx \frac{U_s}{4.44f_1 N_s k_{N_s}}$ 随定子电压的降低而减小，属于弱磁调速。

额定电流下的电磁转矩：

$$T_m = \frac{3 \times n_p \times U_s^2 \times R'_r \times s}{\omega_1 [(sR_s + R'_r)^2 + s^2 \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{ls})^2]}$$

Us 可调，电磁转矩与定子电压的平方成正比随着定子电压的降低而减小。

带恒转矩负载时，普通笼型异步电动机降压调速时的稳定工作范围为 $0 < S < S_m$ ，调速范围有限。

带风机类负载运行，稳定运行范围可以稍大一些 $0 < S < 1$ 。

5-3

(1) 忽略定子漏阻抗：

$$\Phi_m \approx \frac{U_s}{4.44f_1 N_s k_{N_s}} = 0.00862$$

$$E_g \approx U_s = 220V$$

(2) 考虑定子漏阻抗：

理想空载：

$$E_g = I_0 \omega_1 L_m = 214.71V$$

$$\Phi_m = \frac{E_g}{4.44f_1 N_s k_{N_s}} = 0.00841$$

额定负载：

$$E_g = I_{1N} \left(\sqrt{\left(C_1 \frac{R'_r}{s} \right)^2 + \left(\omega_1 C_1 L'_{ls} \right)^2} \right) = 207.35V$$

$$\Phi_m = \frac{E_g}{4.44f_1 N_s k_{N_s}} = 0.00812$$

(3) 忽略定子漏阻抗的气隙磁通要大于考虑定子漏阻抗理想空载时的气隙磁通大于考虑定子漏阻抗额定负载时气隙磁通。

忽略定子漏阻抗的 E_g 大于考虑下定子漏阻抗理想空载时的 E_g 大于额定负载时的 E_g 。

原因：忽略定子漏阻抗时，气隙磁通在定子每相中异步电动势的有效值 E_g 就等于定子相电压，而考虑定子漏阻抗时的 E_g 要用定子相电压减去定子漏阻抗的压降，所以忽略定子漏阻抗时的 E_g 必然大，相应每极气隙磁通也大。考虑定子漏阻抗时，理想空载时励磁电感上的压降只有励磁电感产生，而额定负载时还有负载并在励磁电感上，总的阻抗减小，压降也减小，所以理想空载时的 E_g 大于额定负载时的 E_g ，相应的每极气隙磁通也大。

5-4

(1) 理想空载：

$$E_s = U_s - I_0 R_s = 219.08V$$

$$\Phi_{ms} \approx \frac{E_s}{4.44 f_1 N_s k_{N_s}} = 0.00858$$

额定负载：

$$E_s = U_s - I_{1N} R_s = 214.41V$$

$$\Phi_{ms} \approx \frac{E_s}{4.44 f_1 N_s k_{N_s}} = 0.00840$$

(2)

$$E_r = E'_r = U_s - I_{1N} \sqrt{(R_s)^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + C_1 L'_{ls})^2} = 154.57V$$

$$\Phi_{mr} \approx \frac{E'_r}{4.44 f_1 N_s k_{N_s}} = 0.00605$$

(3)

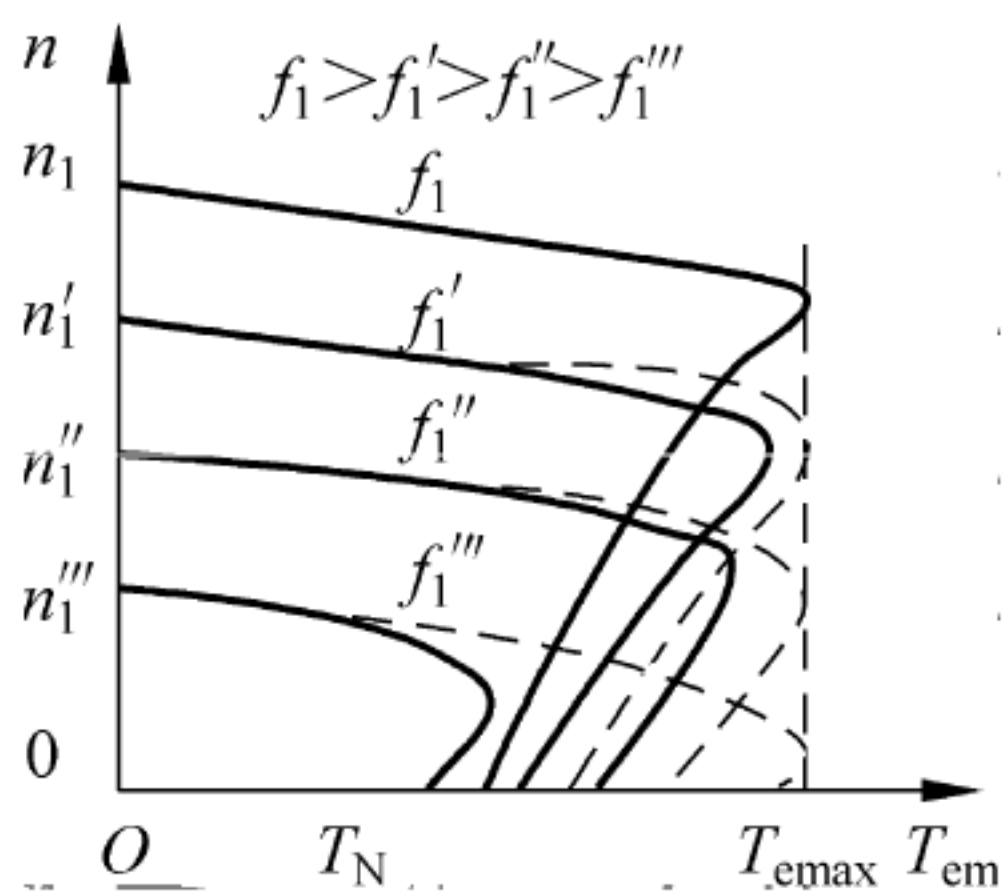
额定负载时： $\Phi_{ms} > \Phi_m > \Phi_{mr}, E_s > E_g > E_r$

气隙磁通 Φ_m 是由定子励磁绕组和转子绕组产生的，定子全磁通 Φ_{ms} 是定子绕组和转子绕组产生的，转子全磁通 Φ_{mr} 是转子绕组产生的。

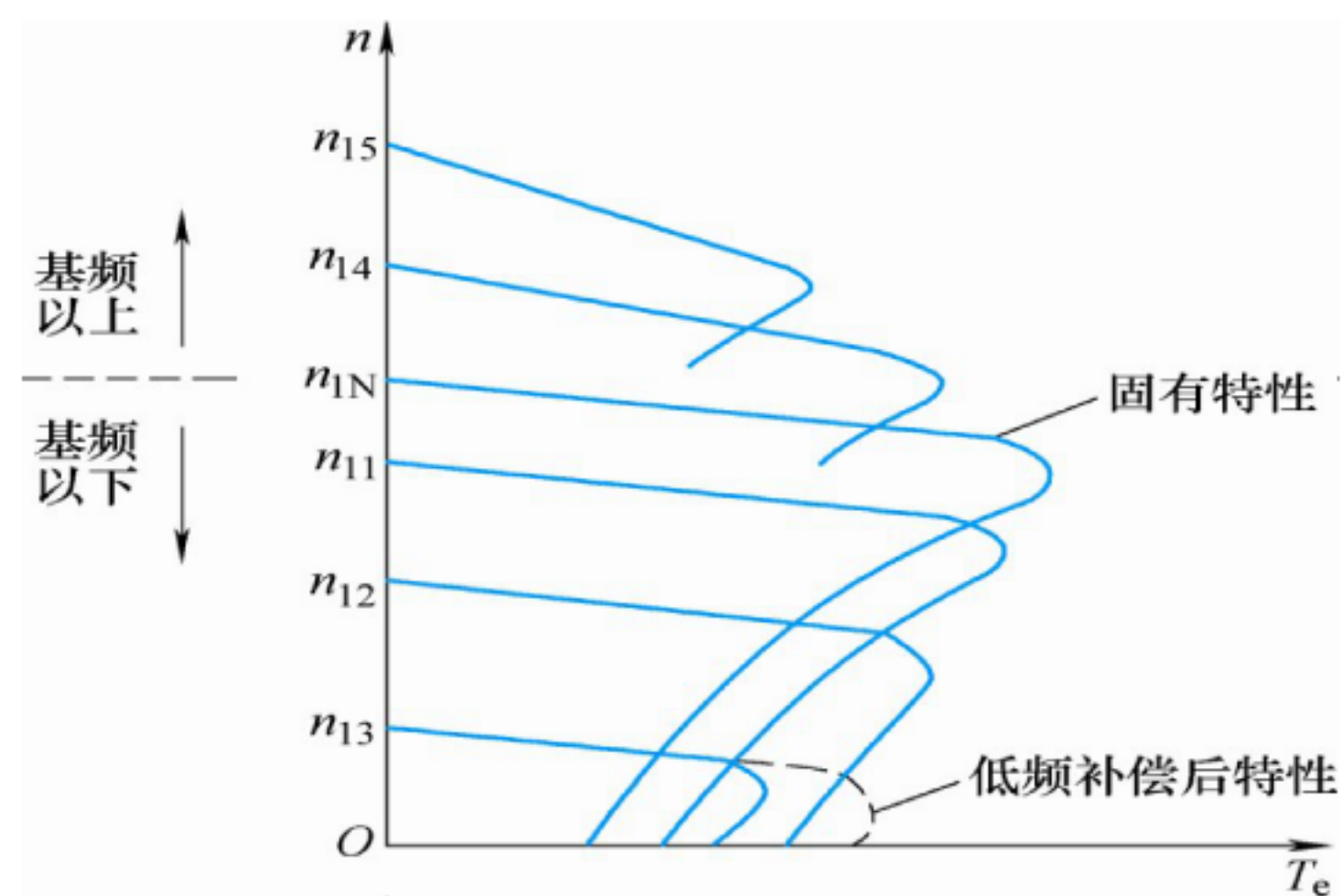
E_r 是转子磁通在转子绕组中的感应电动势， E_g 气隙磁通在是定子每相绕组中的感应电动势， E_s 是定子全磁通在每相绕组中的感应电动势。

5-5

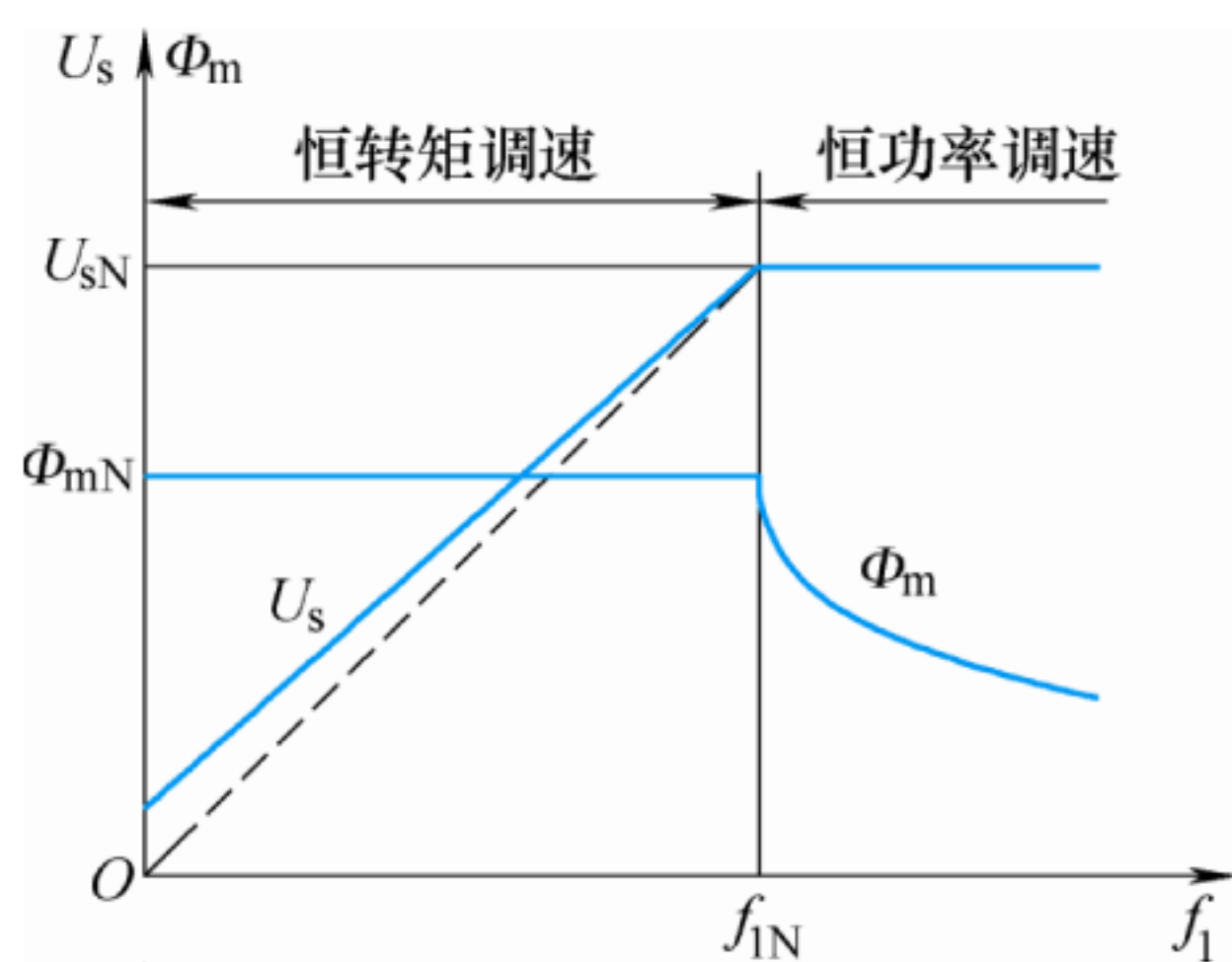
(1)



(2) (3)



(4)



5-6

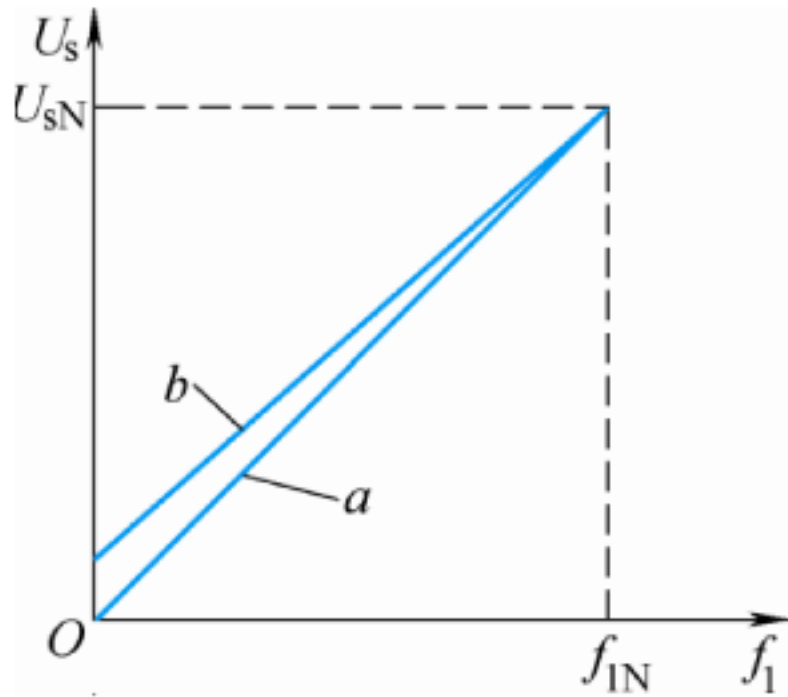
(1) 考虑低频补偿时:

$$U = \frac{90\%U_s}{f_N} f + 10\%U_s = 3.96f + 22$$

不考虑低频补偿时:

$$U = \frac{U_s}{f_N} f = 4.4f$$

(2)



$$f=5\text{Hz}, \quad \omega_1 = 2\pi f = 10\pi = 31.4$$

$$\text{考虑补偿: } U_s = U = 3.96f + 22 = 41.8$$

$$T_{\text{emax}} = \frac{3 \times n_p \times U_s^2}{2\omega_1 [R_s + \sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{ls})^2}]} = 282.07$$

$$\text{不考虑补偿: } U_s = U = 4.4f = 22$$

$$T_{\text{emax}} = \frac{3 \times n_p \times U_s^2}{2\omega_1 [R_s + \sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{ls})^2}]} = 78.14$$

$$f=2\text{Hz}, \quad \omega_1 = 2\pi f = 4\pi = 12.56$$

$$\text{考虑补偿: } U_s = U = 3.96f + 22 = 29.92$$

$$T_{\text{emax}} = \frac{3 \times n_p \times U_s^2}{2\omega_1 [R_s + \sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{ls})^2}]} = 435.65$$

$$\text{不考虑补偿: } U_s = U = 4.4f = 8.8$$

$$T_{\text{emax}} = \frac{3 \times n_p \times U_s^2}{2\omega_1 [R_s + \sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{ls})^2}]} = 37.69$$

定子磁通恒定: $\dot{U}_s = R_s \dot{I}_s + E_s$

气隙磁通恒定: $\dot{U}_s = (R_s + j\omega_1 L_{ls}) \dot{I}_s + E_g$

转子磁通恒定: $\dot{U}_s = [R_s + j\omega_1 (L_{ls} + \dot{L}_{ls})] \dot{I}_s + E_r$

若仅采用幅值补偿不可行, 缺少相位的补偿。

5-8

共有 8 种开关状态。

$(S_A, S_B, S_C) = (0, 0, 0), (u_A, u_B, u_C) = (-U_d/2, -U_d/2, -U_d/2)$

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{u}_{AO} + \mathbf{u}_{BO} + \mathbf{u}_{CO} = \sqrt{\frac{2}{3}} (u_{AO} + u_{BO} e^{j\gamma} + u_{CO} e^{j2\gamma}) = 0$$

$(S_A, S_B, S_C) = (1, 0, 0), (u_A, u_B, u_C) = (U_d/2, -U_d/2, -U_d/2)$

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{u}_{AO} + \mathbf{u}_{BO} + \mathbf{u}_{CO} = \sqrt{\frac{2}{3}} (u_{AO} + u_{BO} e^{j\gamma} + u_{CO} e^{j2\gamma}) = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d$$

$(S_A, S_B, S_C) = (1, 1, 0), (u_A, u_B, u_C) = (U_d/2, U_d/2, -U_d/2)$

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{u}_{AO} + \mathbf{u}_{BO} + \mathbf{u}_{CO} = \sqrt{\frac{2}{3}} (u_{AO} + u_{BO} e^{j\gamma} + u_{CO} e^{j2\gamma}) = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d e^{j\frac{\pi}{3}}$$

$(S_A, S_B, S_C) = (0, 1, 0), (u_A, u_B, u_C) = (-U_d/2, U_d/2, -U_d/2)$

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{u}_{AO} + \mathbf{u}_{BO} + \mathbf{u}_{CO} = \sqrt{\frac{2}{3}} (u_{AO} + u_{BO} e^{j\gamma} + u_{CO} e^{j2\gamma}) = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

$(S_A, S_B, S_C) = (0, 1, 1), (u_A, u_B, u_C) = (-U_d/2, U_d/2, U_d/2)$

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{u}_{AO} + \mathbf{u}_{BO} + \mathbf{u}_{CO} = \sqrt{\frac{2}{3}} (u_{AO} + u_{BO} e^{j\gamma} + u_{CO} e^{j2\gamma}) = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d e^{j\pi}$$

$(S_A, S_B, S_C) = (0, 0, 1), (u_A, u_B, u_C) = (-U_d/2, -U_d/2, U_d/2)$

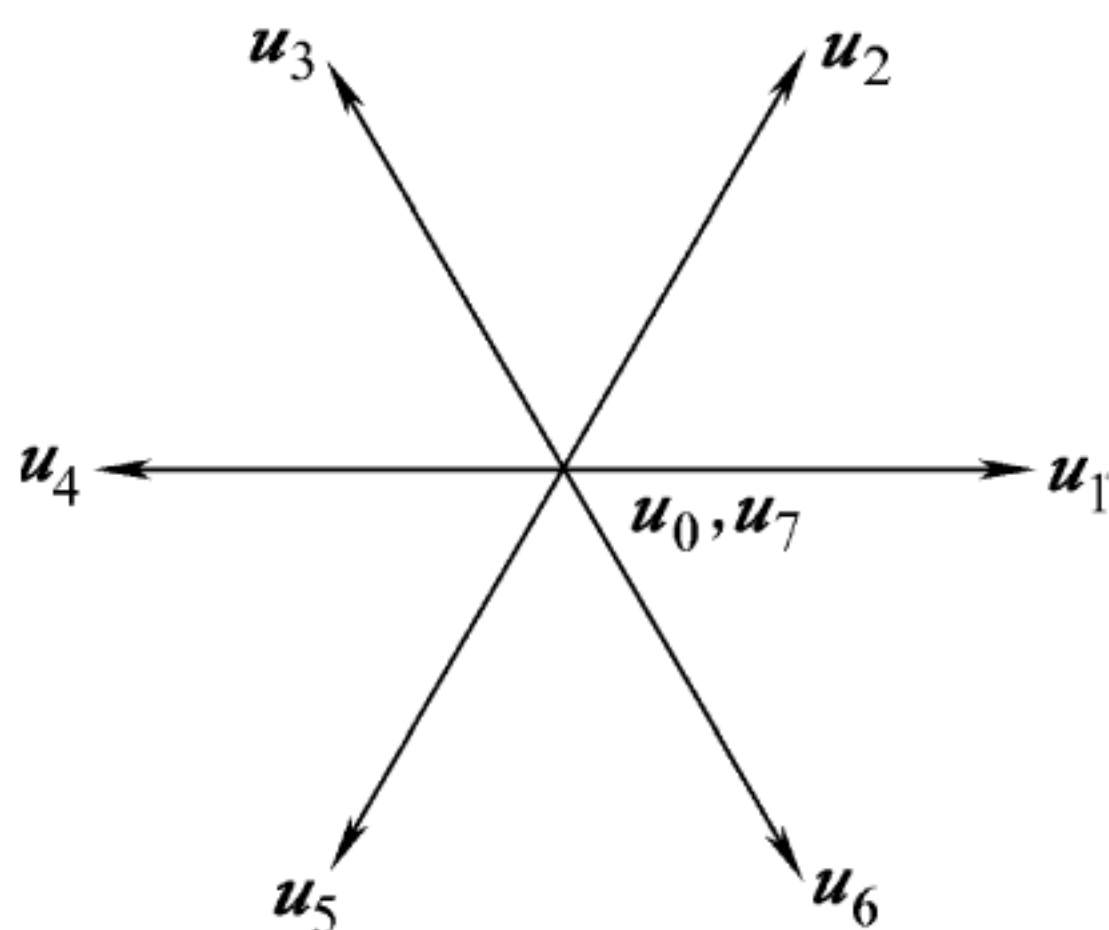
$$\mathbf{u}_s = \mathbf{u}_{AO} + \mathbf{u}_{BO} + \mathbf{u}_{CO} = \sqrt{\frac{2}{3}} (u_{AO} + u_{BO} e^{j\gamma} + u_{CO} e^{j2\gamma}) = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d e^{j\frac{4\pi}{3}}$$

$(S_A, S_B, S_C) = (1, 0, 1), (u_A, u_B, u_C) = (U_d/2, -U_d/2, U_d/2)$

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{u}_{AO} + \mathbf{u}_{BO} + \mathbf{u}_{CO} = \sqrt{\frac{2}{3}} (u_{AO} + u_{BO} e^{j\gamma} + u_{CO} e^{j2\gamma}) = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d e^{j\frac{5\pi}{3}}$$

$(S_A, S_B, S_C) = (1, 1, 1), (u_A, u_B, u_C) = (U_d/2, U_d/2, U_d/2)$

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{u}_{AO} + \mathbf{u}_{BO} + \mathbf{u}_{CO} = \sqrt{\frac{2}{3}} (u_{AO} + u_{BO} e^{j\gamma} + u_{CO} e^{j2\gamma}) = 0$$



5-9

交流电动机绕组的电压、电流、磁链等物理量都是随时间变化的，如果考虑到它们所在绕组的空间位置，可以定义为空间矢量。定义三相定子电压空间矢量（k 为待定系数）：

$$u_{Ao} = ku_{Ao}$$

$$u_{Bo} = ku_{Bo}e^{j\gamma}$$

$$u_{Co} = ku_{Co}e^{j2\gamma}$$

三相合成矢量：

$$u_s = u_{Ao} + u_{Bo} + u_{Co} = ku_{Ao} + ku_{Bo}e^{j\gamma} + ku_{Co}e^{j2\gamma}$$

5-10

$$u_s = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt}$$

忽略定子电阻压降，定子合成电压与合成磁链空间矢量的近似关系为

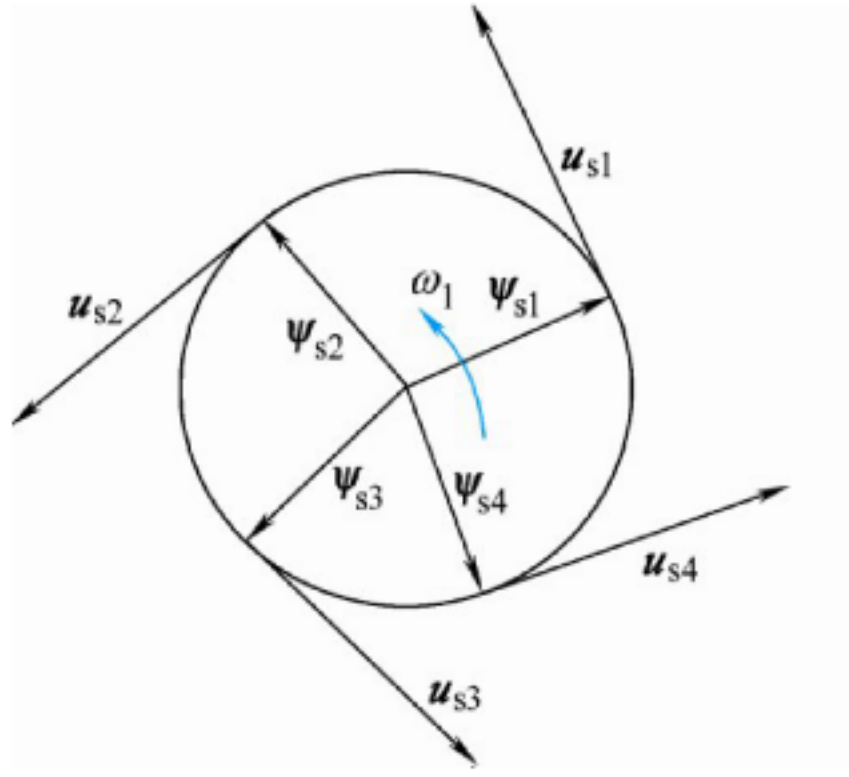
$$u_s \approx \frac{d\psi_s}{dt}$$

当电动机由三相平衡正弦电压供电时，电动机定子磁链幅值恒定，其空间矢量以恒速旋转，磁链矢量顶端的运动轨迹呈圆形（简称为磁链圆）。

定子磁链矢量：

$$\psi_s = \psi_s e^{j(\omega_1 t + \phi)}$$

$$\text{定子电压矢量: } u_s \approx \frac{d\psi_s}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\psi_s e^{j(\omega_1 t + \phi)} \right) = j\omega_1 \psi_s e^{j(\omega_1 t + \phi)} = \omega_1 \psi_s e^{j\left(\omega_1 t - \frac{\pi}{2} + \phi\right)}$$



5-11

若采用电压空间矢量 PWM 调制方法，若直流电压 U_d 恒定，要保持恒定，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。

5-12

按 6 个有效工作矢量将电压矢量空间分为对称的六个扇区，当期望输出电压矢量落在某个扇区内时，就用与期望输出电压矢量相邻的 2 个有效工作矢量等效地合成期望输出矢量。

按 6 个有效工作矢量将电压矢量空间分为对称的六个扇区，每个扇区对应 $\pi/3$ ，基本电压空间矢量的线性组合构成期望的电压矢量。期望输出电压矢量与扇区起始边的夹角。在一个开

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_s &= \frac{t_1}{T_0} \mathbf{u}_1 + \frac{t_2}{T_0} \mathbf{u}_2 \\ \text{关周期 } T_0, \mathbf{u}_1 \text{ 的作用时间 } t_1, \mathbf{u}_2 \text{ 的作用时间 } t_2, \text{ 合成电压矢量} \\ &= \frac{t_1}{T_0} \sqrt{\frac{2}{3}} U_d + \frac{t_2}{T_0} \sqrt{\frac{2}{3}} U_d e^{j\frac{\pi}{3}} \end{aligned}$$

5-13

给定积分环节的原理与作用：

由于系统本身没有自动限制起动制动电流的作用，因此频率设定必须通过给定积分算法产生平缓的升速或者降速信号。

$$\omega_1(t) = \begin{cases} \omega_1^* & \omega_1 = \omega_1^* \\ \omega_1(t_0) + \int_{t_0}^t \frac{\omega_{1N}}{\tau_{up}} dt & \omega_1 < \omega_1^* \\ \omega_1(t_0) - \int_{t_0}^t \frac{\omega_{1N}}{\tau_{down}} dt & \omega_1 > \omega_1^* \end{cases}$$

5-14

控制规律：1. 转矩基本上与转差频率成正比，条件是气隙磁通不变，且 $\omega_s \leq \omega_{sm}$

2. 在不同的定子电流值时，按定子电压补偿控制的电压 - 频率特性关系控制定子电压和频

率，就能保持气隙磁通恒定。

控制方法：保持气隙磁通不变，在 s 值较小的稳态运行范围内，异步电动机的转矩就近似与转差角频率成正比。

在保持气隙磁通不变的前提下，可以通过控制转差角频率来控制转矩，这就是转差频率控制的基本思想。

忽略电流相量相位变化的影响，仅采用幅值补偿

优缺点：

转速开环变频调速系统可以满足平滑调速的要求，但静、动态性能不够理想。采用转速闭环控制可提高静、动态性能，实现稳态无静差。需增加转速传感器、相应的检测电路和测速软件等。转速闭环转差频率控制的变压变频调速是基于异步电动机稳态模型的转速闭环控制系统。

5-15

临界转差频率：

$$\omega_{sm} = \frac{R'_r}{L'_{lr}} = \frac{R_r}{L_{lr}} = 71.43$$

最大的允许转差频率 $\omega_{smax} = 0.9\omega_{sm} = 64.287 \text{ rad} / \text{s}$

起动时的定子电流和启动转矩：

定子电压：

$$U_s = C_g \omega_{smax}$$

$$C_g = \frac{U_s}{\omega_{smax}} = 3.422$$

起动时的定子电流：

$$I_{smax} = I_{sQ} \approx I'_{rQ} = \frac{\frac{E_g}{\omega_1}}{\sqrt{\left(\frac{R'_r}{\omega_{smax}}\right)^2 + L'^2_{lr}}} = \frac{C_g}{\sqrt{\left(\frac{R'_r}{\omega_{smax}}\right)^2 + L'^2_{lr}}} = 327.03$$

起动转矩：

$$T_{emax} = T_{eQ} \approx 3n_p \left(\frac{E_g}{\omega_1}\right)^2 \frac{\omega_{smax}}{R'_r} = 3n_p C_g^2 \frac{\omega_{smax}}{R'_r} = 13550.511$$

第六章

思考题

6-1 异步电动机变压变频调速时需要进行电压（或电流）和频率的协调控制，有电压（或电流）和频率两种独立的输入变量。在输出变量中，除转速外，磁通也是一个输出变量。

异步电动机无法单独对磁通进行控制，电流乘磁通产生转矩，转速乘磁通产生感应电动势，在数学模型中含有两个变量的乘积项。

三相异步电动机三相绕组存在交叉耦合，每个绕组都有各自的电磁惯性，再考虑运动系统的机电惯性，转速与转角的积分关系等，动态模型是一个高阶系统。

6-2 异步电动机三相数学模型中存在一定的约束条件。

三相变量中只有两相是独立的，因此三相原始数学模型并不是物理对象最简洁的描述。完全可以而且也有必要用两相模型代替。

两相模型相差 90° 才能切割 d 轴最大地产生磁通，产生电动势。相差 180° 不行，无法切割 d 轴产生磁通。

6-3 三相绕组可以用相互独立的两相正交对称绕组等效代替，等效的原则是产生的磁动势相等。

功率相等不是变换的必要条件。

可以采用匝数相等的交换原则。变换前后的功率不相等。

6-4 旋转变换的等效原则是磁动势相等。

因为当磁动势矢量幅值恒定、匀速旋转时，在静止绕组中通入正弦对称的交流电流，同步旋转坐标系以与磁动势矢量转速相同的转速旋转，如果站在 d 轴上看，就是两个通入直流而相互垂直的静止绕组，所以同步旋转坐标系中的电流是直流电流。

如果坐标系的旋转速度大于或者小于磁动势矢量的旋转速度时，绕组中的电流是交流量。

6-5 坐标变换的优点：与三相原始模型相比， $3/2$ 变换减少了状态变量的维数，简化了定子和转子的自感矩阵。

旋转变换改变了定、转子绕组间的耦合关系，将相对运动的定、转子绕组用相对静止的等效绕组来代替，消除了定、转子绕组间夹角对磁链和转矩的影响。将非线性变参数的磁链方程转化为线性定常的方程，但却加剧了电压方程中的非线性耦合程度，将矛盾从磁链方程转移到电压方程中来了，并没有改变对象的非线性耦合性质。

6-6 矢量控制系统的基本工作原理：通过坐标变换，在按转子磁链定向同步旋转正交坐标系中，得到等效的直流电动机模型。仿照直流电动机的控制方法控制电磁转矩与磁链，然后将转子磁链定向坐标系中的控制量反变换得到三相坐标系的对应量，以实施控制

通过按转子磁链定向，将定子电流分解为励磁分量和转矩分量，转子磁链仅由定子电流励磁分量产生，电磁转矩正比于转子磁链和定子电流转矩分量的乘积，实现了定子电流两个分量的解耦。

在按转子磁链定向同步旋转正交坐标系中的异步电动机数学模型与直流电动机动态模型相当。

6-7 计算转子磁链的电流模型：

基本原理：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。

优缺点：需要实测的电流和转速信号，不论转速高低时都能适用。受电动机参数变化的影响。电动机温升和频率变化都会影响转子电阻，磁饱和程度将影响电感。这些影响都将导致磁链幅值与位置信号失真，而反馈信号的失真必然使磁链闭环控制系统的性能降低，这是电流模型的不足之处。

计算转子磁链的电压模型：

基本原理：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。

优缺点：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，在低速时，定子电阻压降变化的影响也较大。电压模型更适合于中、高速范围，而电流模型能适应低速。有时为了提高准确度，把两种模型结合起来。

6-8 直接定向：根据转子磁链的实际值进行控制的方法称作直接定向。

优缺点：转子磁链的直接检测比较困难，多采用按模型计算的方法。

间接定向：利用给定值间接计算转子磁链的位置，可简化系统结构，这种方法称为间接定向。

优缺点：用定子电流转矩分量和转子磁链计算转差频率给定信号 $\omega_s^* = \frac{L_m}{T_r \psi_r^*} i_{st}^*$ 将转差频率给

定信号加上实际转速，得到坐标系的旋转角速度，经积分环节产生矢量变换角。定子电流励

磁分量给定信号和转子磁链给定信号之间的关系是靠式 $i_{sm} = \frac{T_r s + 1}{L_m} \psi_r$ 建立的，比例微分环

节在动态中获得强迫励磁效应，从而克服实际磁通的滞后。

磁链定向的精度受转子参数的影响。

6-9 矢量控制系统通过电流闭环控制，实现定子电流的两个分量的解耦，进一步实现电磁转矩与转子磁链的解耦，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。按转子磁链定向受电动机转子参数变化的影响，降低了系统的鲁棒性。

直接转矩控制系统采用双位式控制，根据定子磁链幅值偏差、电磁转矩偏差的符号以及期望电磁转矩的极性，再依据当前定子磁链矢量所在的位置，直接产生 PWM 驱动信号，避开了旋转坐标变换，简化了控制结构。不可避免地产生转矩脉动，影响低速性能，调速范围受到限制。

6-10 6 个有效工作电压空间矢量，将产生不同的磁链增量。由于六个电压矢量的方向不同，有的电压作用后会使磁链幅值增大，另一些电压作用则使磁链幅值减小，磁链的空间矢量位置也都有相应变化。

选择电压空间矢量的规则：

d 轴分量 u_{sd}

为“+”时，定子磁链幅值加大；

为“-”时，定子磁链幅值减小；

为“0”时，定子磁链幅值维持不变。

q 轴分量 u_{sq}

为“+”时，定子磁链矢量正向旋转，转差频率增大，电流转矩分量和电磁转矩加大

为“-”时，定子磁链矢量反向旋转，电流转矩分量急剧变负，产生制动转矩；

为“0”时，定子磁链矢量停在原地，转差频率为负，电流转矩分量和电磁转矩减小。
 转矩脉动的原因：由于采用双位式控制，实际转矩必然在上下限内脉动；
 抑制转矩脉动的方法：对磁链偏差和转矩偏差实行细化，使磁链轨迹接近圆形，减少转矩脉动。

6-11 带有滞环的双位式控制器优缺点：转矩和磁链的控制采用双位式控制器，并在 PWM 逆变器中直接用这两个控制信号产生输出电压，省去了旋转变换和电流控制，简化了控制器的结构。

由于采用双位式控制，实际转矩必然在上下限内脉动。

6-12 直接转矩控制系统需采用两相静止坐标计算定子磁链，而避开旋转坐标变换。

定子磁链计算模型：
$$\begin{aligned}\psi_{s\alpha} &= \int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \psi_{s\beta} &= \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt\end{aligned}$$
，这是一个电压模型，适合于以中高速运行的

系统，在低速时的误差较大，甚至无法应用。必要时，只好在低速时切换到电流模型，但这时上述能提高鲁棒性的优点就不得不舍弃了。

转矩计算模型：
$$T = n_p (i_{s\beta} \psi_{s\alpha} - i_{s\alpha} \psi_{s\beta})$$

由于磁链计算采用了带积分环节的电压模型，积分初值、累积误差和定子电阻的变化都会影响磁链计算的准确度。

6-13 矢量控制系统的控制方法：转子磁链可以闭环控制也可以开环控制，转矩连续控制，电流闭环控制。

直接转矩控制系统的控制方法：定子磁链闭环控制，转矩双位式控制，电流无闭环控制。

习题：

6-1

$$i_A = I_m \cos(\omega t)$$

$$i_B = I_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

$$i_C = I_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$

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

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
i_\alpha &= \sqrt{\frac{3}{2}} i_A = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \cos(\omega t) \\
i_\beta &= \frac{1}{\sqrt{2}} i_A + \sqrt{2} i_B = \frac{1}{\sqrt{2}} I_m \cos(\omega t) + \sqrt{2} I_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\
&= \frac{1}{\sqrt{2}} I_m \cos(\omega t) + \sqrt{2} I_m [\cos(\omega t) \cos(\frac{2\pi}{3}) + \sin(\omega t) \sin(\frac{2\pi}{3})] \\
&= \frac{1}{\sqrt{2}} I_m \cos(\omega t) - \frac{1}{\sqrt{2}} I_m \cos(\omega t) + \sqrt{\frac{3}{2}} \sin(\omega t) \\
&= \sqrt{\frac{3}{2}} \sin(\omega t) = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{2})
\end{aligned}$$

两相电流空间互差 90° ，三相电流空间互差 120° 电角度。

两相电流幅值是三相电流的 $\sqrt{\frac{3}{2}}$ 倍。

6-2

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
i_d &= \cos \varphi i_\alpha + \sin \varphi i_\beta = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \cos(\omega t) \cos \varphi + \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \sin(\omega t) \sin \varphi \\
&= \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \cos(\omega t - \varphi)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
i_q &= -\sin \varphi i_\alpha + \cos \varphi i_\beta = -\sqrt{\frac{3}{2}} I_m \cos(\omega t) \sin \varphi + \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \sin(\omega t) \cos \varphi \\
&= \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \sin(\omega t - \varphi)
\end{aligned}$$

当 $\omega_1 = \omega$ 时， $\varphi = \omega_1 t = \omega t + \varphi_0$ ，

$$\text{则 } i_d = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \cos(\omega t - \varphi) = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \cos \varphi_0$$

$$i_q = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \sin(\omega t - \varphi) = -\sqrt{\frac{3}{2}} I_m \sin \varphi_0$$

$$i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m$$

6-3

按转子磁链定向同步旋转坐标系中状态方程为：

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} i_{st} \psi_r - \frac{n_p}{J} T_L$$

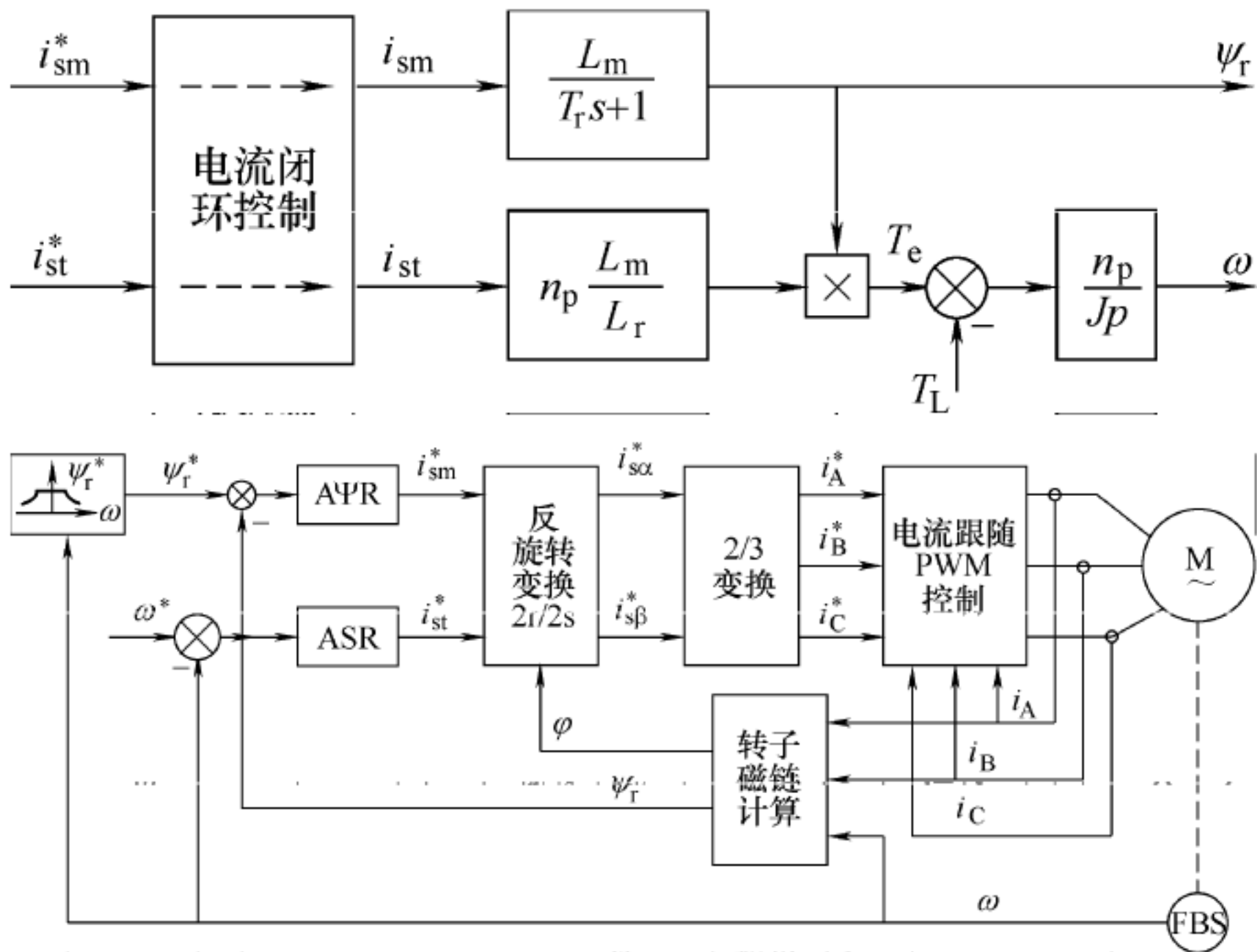
$$\frac{d\psi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \psi_r + \frac{L_m}{T_r} i_{sm}$$

$$\frac{di_{sm}}{dt} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sm} + \omega_1 i_{st} + \frac{u_{sm}}{\sigma L_s}$$

$$\frac{di_{st}}{dt} = -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{st} - \omega_1 i_{sm} + \frac{u_{st}}{\sigma L_s}$$

$$\text{坐标系旋转角速度: } \omega_1 = \omega + \frac{L_m}{T_r \psi_r} i_{st}$$

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：



稳定性：

转子磁链环节为稳定的惯性环节，可以采用闭环控制，也可以采用开环控制方式；而转速通道存在积分环节，必须加转速外环使之稳定。

6-4

$$s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} = \frac{1500 - 1400}{1500} = \frac{1}{15}$$

$$\omega_{sN} = s_N \omega_1 = s_N 2\pi f_N = \frac{100\pi}{15} \text{ rad/s}$$

$$i_{sm} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \cos(wt - \varphi)$$

$$i_{sq} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \sin(wt - \varphi)$$

$$i_s = \sqrt{i_{sm}^2 + i_{st}^2} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m = \sqrt{3} \times 6.9 = 11.95A$$

$$\frac{d\psi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \psi_r + \frac{L_m}{T_r} i_{sm}$$

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

$$\frac{dy_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} y_r + \frac{L_m}{T_r} i_{sm}$$

$$w_s = w_1 - w = \frac{L_m i_{st}}{T_r Y_r}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} = \frac{0.2898}{2.658} = 0.109$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} = 1 - \frac{0.2838^2}{0.294 \times 0.2898} = 0.7317$$

6-5

ASR 调节器:

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

$$W = \frac{K_n(\tau_n s + 1)}{\tau_n s} \times \frac{1}{T_i s + 1} \times n_p \frac{L_m}{L_r} \times \psi_r \times \frac{n_p}{J s} = \frac{K_n n_p^2 L_m \psi_r (\tau_n s + 1)}{J \tau_n L_r s^2 (T_i s + 1)}$$

$$K = \frac{K_n n_p^2 L_m \psi_r}{J \tau_n L_r}$$

取h=5, $T_i = 0.001s$

$\tau_n = hT_i = 0.005s$

$$K = \frac{h + 1}{2h^2 T_i^2} = 120000$$

$$K_n = \frac{K J \tau_n L_r}{n_p^2 L_m \psi_r} = \frac{120000 \times 0.1284 \times 0.005 \times 0.2898}{3^2 \times 0.2838 \times}$$

AΨR 调节器:

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

$$W = \frac{K_{\Psi}(\tau_{\Psi}s + 1)}{\tau_{\Psi}s} \times \frac{L_m}{(T_i s + 1)(T_r s + 1)}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} = \frac{0.2898}{2.658} = 0.109$$

$$\text{取 } \tau_{\Psi} = T_r = 0.109$$

$$W = \frac{K_{\Psi}L_m}{\tau_{\Psi}s(T_i s + 1)} = \frac{K}{s(T_i s + 1)}$$

$$K = \frac{K_{\Psi}L_m}{\tau_{\Psi}}$$

$$T_i = 0.001s$$

$$\text{取 } KT_i = 0.5, \sigma \leq 5\%$$

$$K = \frac{0.5}{0.001} = 500$$

$$K_{\Psi} = \frac{K\tau_{\Psi}}{L_m} = \frac{500 \times 0.109}{0.2838} = 192.04$$

$$W = \frac{192.04}{s(T_i s + 1)}$$