

# 电力拖动自动控制系统 —运动控制系统

---

第3篇

\*第10章

伺服系统

# 伺服系统

---

- 伺服（**Servo**）意味着“伺候”和“服从”。
- 广义的伺服系统是精确地跟踪或复现某个给定过程的控制系统，也可称作**随动系统**。

# 伺服系统

---

- 狹义伺服系統又称位置隨动系統，其被控制量（输出量）是负载机械空间位置的线位移或角位移，当位置给定量（输入量）作任意变化时，系統的主要任务是使输出量快速而准确地复现给定量的变化。

# 内 容 提 要

---

- 伺服系统的特征及组成
- 伺服系统控制对象的数学模型
- 伺服系统的设计

# 10.1 伺服系统的特征及组成

---

- 伺服系统的功能是使输出快速而准确地复现给定，对伺服系统具有如下的基本要求：  
**(1) 稳定性好** 伺服系统在给定输入和外界干扰下，能在短暂的过渡过程后，达到新的平衡状态，或者恢复到原先的平衡状态。

## 10.1.1 伺服系统的基本要求及特征

---

- (2) 精度高 伺服系统的精度是指输出量跟随给定值的精确程度，如精密加工的数控机床，要求很高的定位精度。
- (3) 动态响应快 动态响应是伺服系统重要的动态性能指标，要求系统对给定的跟随速度足够快、超调小，甚至要求无超调。

## 10.1.1 伺服系统的基本要求及特征

---

(4) 抗扰动能力强 在各种扰动作用时，  
系统输出动态变化小，恢复时间快，振  
荡次数少，甚至要求无振荡。

# 伺服系统的特征

---

- 必须具备高精度的传感器，能准确地给出输出量的电信号。
- 足够大的调速范围及足够强的低速带载性能。
- 快速的响应能力和较强的抗干扰能力。

## 10.1.2 伺服系统的组成

---

- 伺服系统由伺服电动机、功率驱动器、控制器和传感器四大部分组成。
- 除了位置传感器外，可能还需要电压、电流和速度传感器。

## 10.1.2 伺服系统的组成

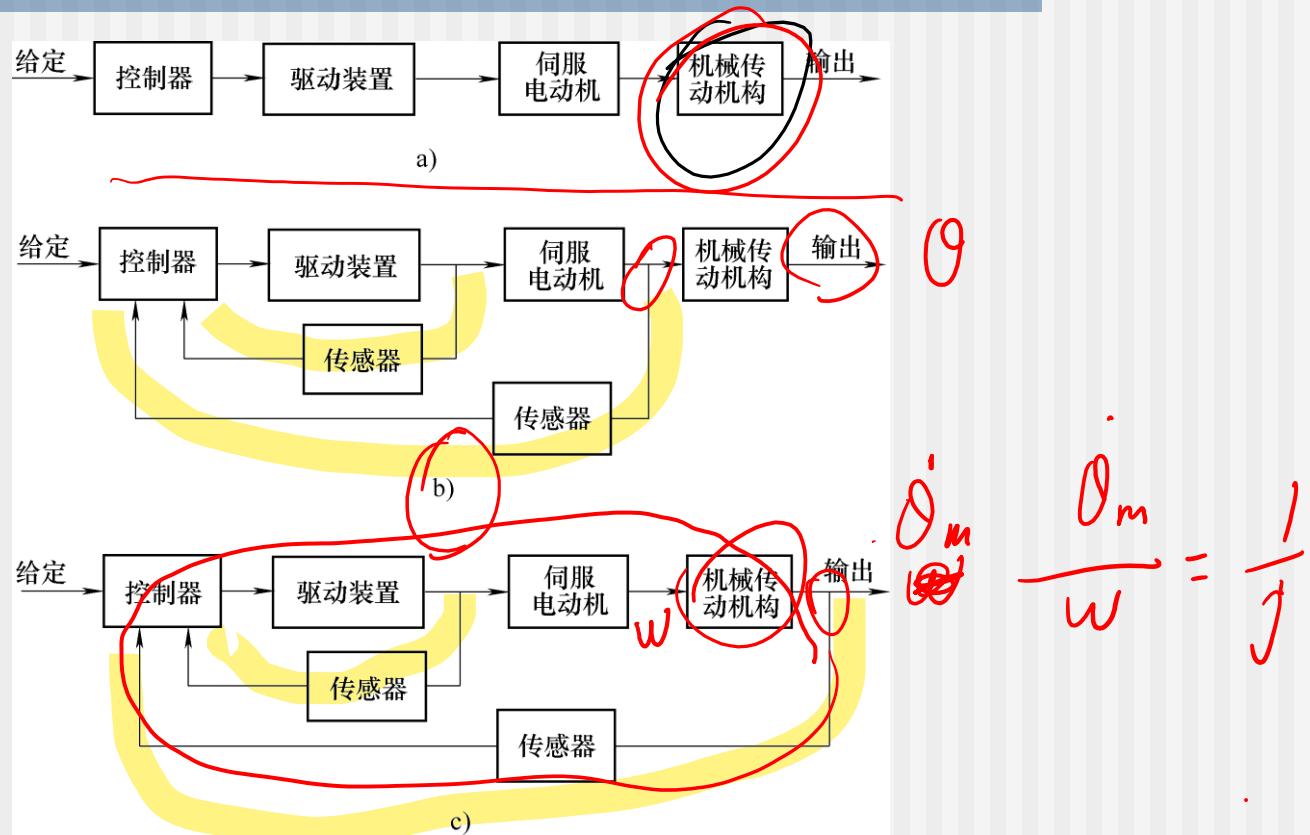


图10 -1 位置伺服系统结构示意图

**A) 开环系统 b) 半闭环系统 c) 全闭环系统**

## 10.1.2 伺服系统的组成

---

- 伺服电动机
  - 小功率伺服系统：永磁式伺服电机；
  - 大功率伺服系统：电励磁直流或交流伺服电机；
- 功率驱动器
  - 功率放大，常用IGBT等构成的PWM变换器；
- 控制器
  - 运行控制算法；
  - 模拟式向数字式发展；*DSP单片机*

# 10.1.2 伺服系统的组成

## ● 位置传感器

- **电位器**: 最简单的位移-电压传感器, 直接给出电压信号, 但滑臂和电阻间有滑动接触, 容易磨损和接触不良, 可靠性差;
- 基于**电磁感应原理**的位置传感器: 旋转变压器, 感应同步器等, 可靠性和精度都较好;
- **光电编码器**: 增量式和绝对式, 直接输出**数字式电脉冲**信号;
- **磁性编码器**: 直接输出**数字式电脉冲**信号, 环境适应能力强, 但制成高分辨率有一定困难。

## 10.1.2 伺服系统的组成

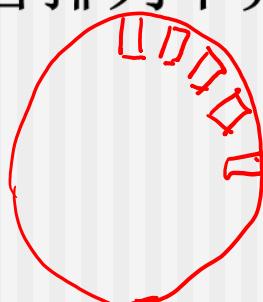
➤ 绝对式编码器：若干个同心圆构成码道，码道的道数与二进制的位数相同，有固定的零点。码盘的一周总计数为  $N = 2^n$ ，n 为码道数。

(1) 二进制码盘

$$\frac{1}{2^n}$$

□ 码道从外到里按二进制刻制，外层为最低位，内层为最高位；

□ 光电管排列不齐或特性不一致导致读取时高位偏移，



## 10.1.2 伺服系统的组成

- 光电编码器中的绝对式编码器

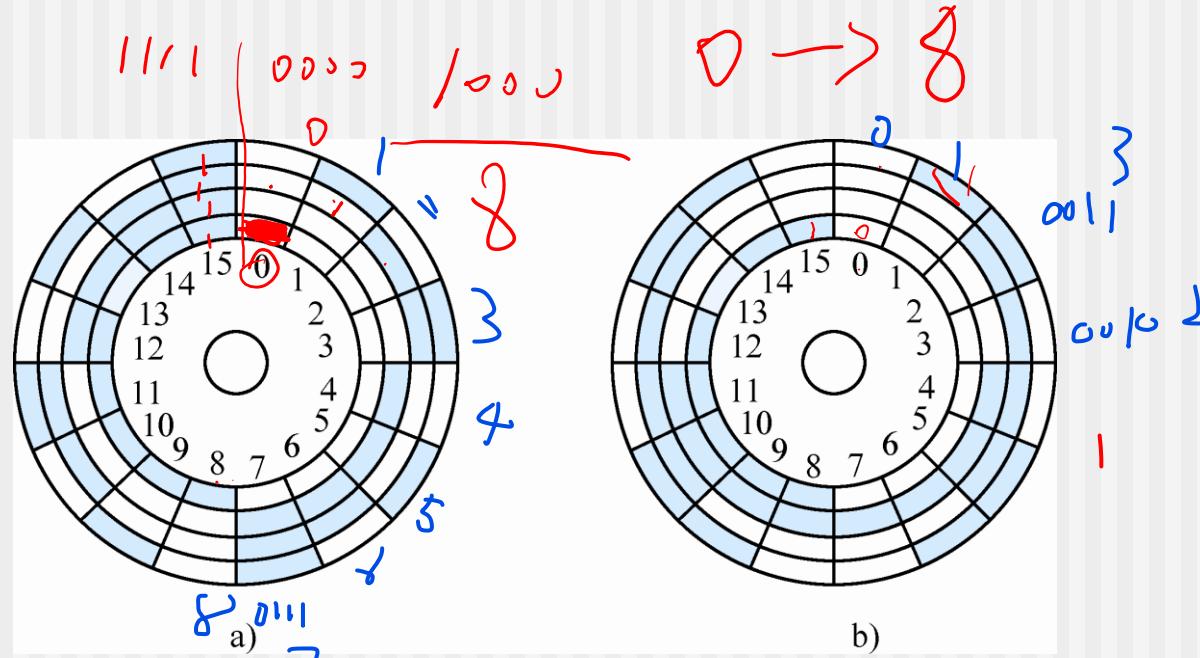


图10-2 绝对值式编码器的码盘  
a) 二进制码盘    b) 循环码码盘

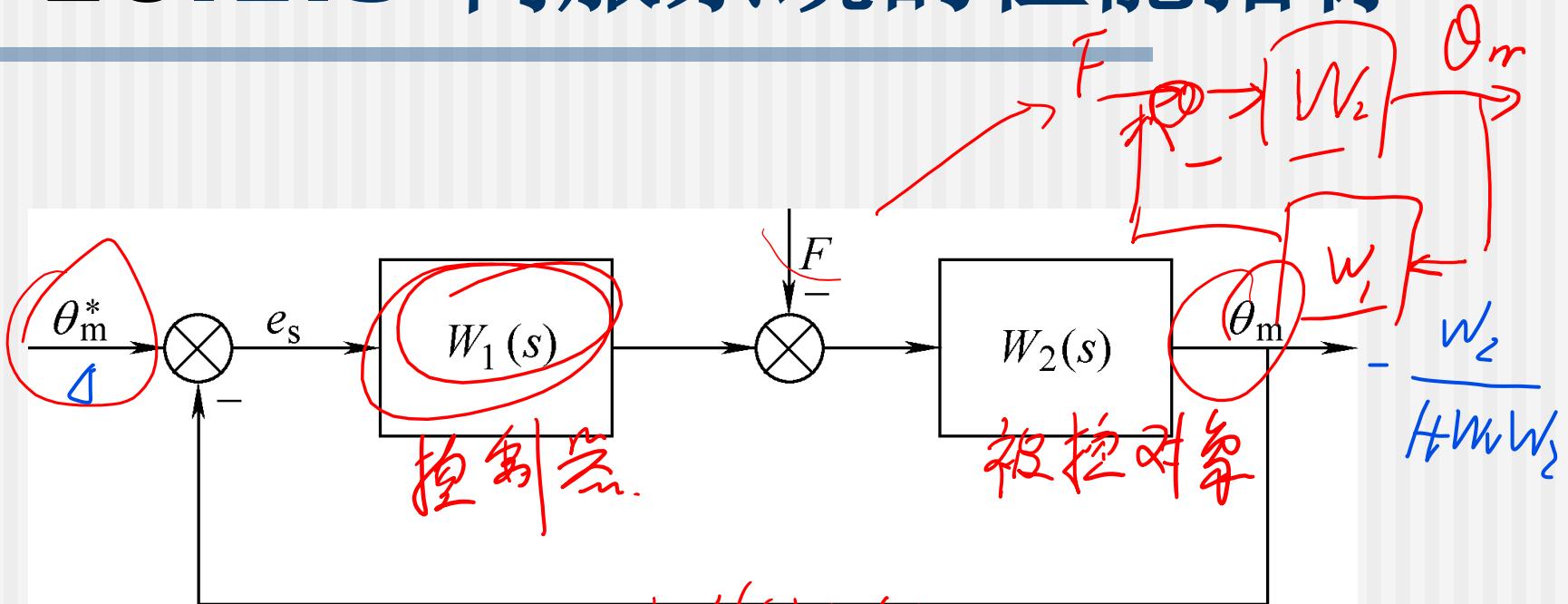
### 10.1.3 伺服系统的性能指标

- 伺服系统实际位置与目标值之间的误差，称作系统的稳态跟踪误差。 $\theta - \theta_r$
- 由系统结构和参数决定的稳态跟踪误差可分为三类：位置误差、速度误差和加速度误差。  
X      ✓      A
- 伺服系统在动态调节过程中性能指标称为动态性能指标，如超调量、跟随速度及时间、调节时间、振荡次数、抗扰动能力等。  
 $t_s$      $tr.$      $\eta$      $t_p$

### 10.1.3 伺服系统的性能指标

- 影响伺服系统稳态精度的主要因素有检测误差和系统误差。
- 检测误差来源于反馈通道的检测元件，检测误差包括给定位置传感器和反馈位置传感器的误差，取决于传感器的原理及制造精度，是传感器本身固有的。
- 系统误差包括由系统本身的结构和参数造成的稳态给定误差和在扰动作用下的稳态扰动误差。 $\downarrow \theta = T_e - C_f - C_L$

### 10.1.3 伺服系统的性能指标



$$\theta_m = \frac{w_1(s) \cdot w_2(s)}{H w_1(s) + w_2(s)}$$

图10-3 线性位置伺服系统一般动态结构图

### 10.1.3 伺服系统的性能指标

在给定  $\theta_m^*$  和扰动  $F$  的共同作用下，系统输出为

$$\begin{aligned}\theta_m(s) &= \frac{W_1(s)W_2(s)}{1+W_1(s)W_2(s)}\theta_m^*(s) - \frac{W_2(s)}{1+W_1(s)W_2(s)}F(s) \\ &= \frac{W(s)}{1+W(s)}\theta_m^*(s) - \frac{W_2(s)}{1+W(s)}F(s)\end{aligned}$$

误差传递函数：

$$E_s(s) = \theta_m^*(s) - \theta_m(s)$$

$$\begin{aligned}e_{sr}(\infty) &= \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot E_{sr}(s) = \frac{1}{1+W(s)}\theta_m^*(s) + \frac{W_2(s)}{1+W(s)}F(s) \\ &= E_{sr}(s) + E_{sf}(s)\end{aligned}$$

$$\sqrt{= \frac{1}{2} M \cdot e_s^2}$$

### 10.1.3 伺服系统的性能指标

系统由给定误差  $E_{sr}(s)$  和 扰动误差  $E_{sf}(s)$  两部分组成，它们分别取决于给定输入和扰动输入信号，也和系统本身的结构和参数有关。

给定误差和扰动误差的稳态值：

$$e_{sr}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s\theta_m^*(s)}{1 + W(s)}$$

$$e_{sf}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sW_2(s)F(s)}{1 + W(s)}$$

$$e_{sr} = \lim_{s \rightarrow 0} H \frac{s \cdot \theta_m^*(s)}{s^p D_1(s) \cdot \frac{k_1 N_1(s)}{s^q D_2(s)} \cdot \frac{F \cdot N_2(s)}{s^q D_2(s)}}$$

$$= \frac{s^{p+q+1}}{D_1 D_2 \cdot \theta_m^*}$$

$$= \frac{s^{p+q} \cdot D_1(s) D_2(s) + \theta_m^*}{s^{p+q} \cdot D_1(s) D_2(s) + \theta_m^*}$$

将  $W_1(s)$  和  $W_2(s)$  写成如下形式：

$$W_1(s) = \frac{K_1 N_1(s)}{s^p D_1(s)} \quad W_2(s) = \frac{K_2 N_2(s)}{s^q D_2(s)}$$

$$\text{尾 1} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^{p+q+1} \cdot \theta_m^*}{K_1 K_2}$$

### 10.1.3 伺服系统的性能指标

$$e_{sr}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^{p+q+1} \theta_m^*(s)}{K}$$

$$e_{sf}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^{p+1} F(s)}{K_1}$$

- 给定误差  $e_{sr}(\infty)$  与系统的开环增益  $K$  和前向通道中所有积分环节的总数  $p+q$  有关；
- 扰动误差  $e_{sf}(\infty)$  则只与扰动作用点以前部分的增益  $K_1$  和积分环节个数  $p$  有关；
- $p+q=0, 1, 2, \dots$  分别称为 **0型**，**I型**，**II型** 系统，对于位置伺服系统， $p+q>0$ ，而**III型**以上系统难以稳定，因此多采用**I型**和**II型**系统；
- $e_{sr}(\infty)$  和  $e_{sf}(\infty)$  还和给定输入和扰动输入信号的类型有关；

### 10.1.3 伺服系统的性能指标

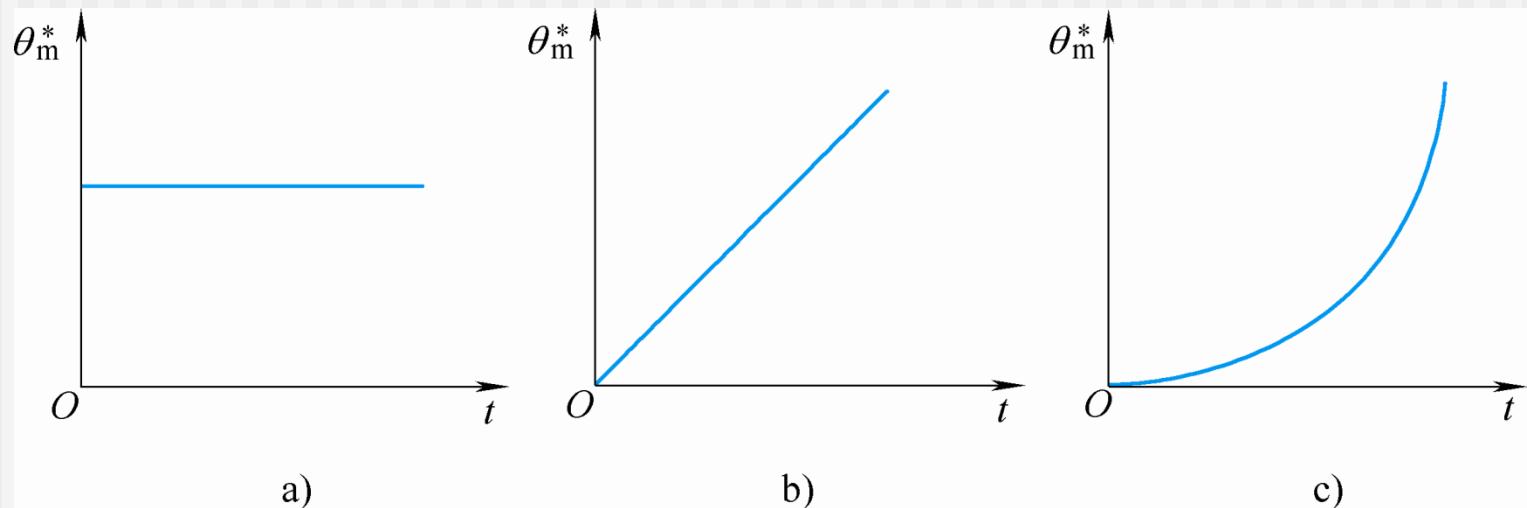


图10-4 位置伺服系统的典型输入信号

a) 位置阶跃输入      b) 速度输入      c) 加速度输入

## 10.1.3 伺服系统的性能指标

- 伺服系统在三种单位输入信号的作用下给定稳态误差

$$e_{sr}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\theta_m^*(s)}{s}$$

给定稳态误差  $e_{sr}$

$\theta_m^*(s)$  的分子部分被圈出并标注  $p+q+1$

输入信号 系统类型	单位阶跃输入	单位速度输入	单位加速度输入
I型系统 $p+q=1$	$\theta_m^*(s) = \frac{1}{s}$	$\theta_m^*(s) = \frac{1}{s^2}$	$\theta_m^*(s) = \frac{1}{s^3}$
II型系统 $p+q=2$	$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^2 \cdot \frac{1}{s}}{K} = 0$	$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{K} = 0$	$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{\frac{1}{s^2} \cdot \frac{1}{s}}{K} = \infty$

## 10.2 伺服系统控制对象的数学模型

---

- 根据伺服电动机的种类，伺服系统可分为直流和交流两大类。
- 伺服系统控制对象包括伺服电动机、驱动装置和机械传动机构。

## 10.2.1 直流伺服系统控制 对象的数学模型

---

- 直流伺服系统的执行元件为直流伺服电动机，中、小功率的伺服系统采用直流永磁伺服电动机，当功率较大时，也可采用电励磁的直流伺服电动机。
- 直流无刷电动机与直流电动机有相同的控制特性，也可归入直流伺服系统。

## 10.2.1 直流伺服系统控制 对象的数学模型

- 直流伺服电动机的状态方程

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} T_e - \frac{1}{J} T_L \\ \frac{dI_d}{dt} = -\frac{R_\Sigma}{L_\Sigma} I_d - \frac{1}{L_\Sigma} E + \frac{1}{L_\Sigma} U_{d0} \end{array} \right.$$

$L_\Sigma \frac{dI_d}{dt} = -L_d \cdot R_\Sigma - E + U_{d0}$

- 机械传动机构的状态方程

机械  
转速

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \frac{\omega}{j}$$

## 10.2.1 直流伺服系统控制 对象的数学模型

- 驱动装置的近似等效传递函数

$$\frac{K_s}{T_s s + 1}$$

$$k_s \cdot e^{-T_s \cdot s} \underset{\text{泰勒展开}}{\approx} \frac{k_s}{T_s \cdot s + 1} = \frac{U_{d0}}{U_c}$$

- 状态方程

$$\frac{dU_{d0}}{dt} = -\frac{1}{T_s} U_{d0} + \frac{K_s}{T_s} u_c$$

控制输出  
+  $U_c = k_p \cdot e + k_I \cdot \int e dt + k_d \cdot \dot{e}$

## 10.2.1 直流伺服系统控制 对象的数学模型

- 控制对象的数学模型

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \frac{\omega}{j}$$

$G_T \cdot I_d = T_e$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{C_T}{J} I_d - \frac{1}{J} T_L$$

$$\frac{dI_d}{dt} = -\frac{1}{T_l} I_d - \frac{C_e}{L_\Sigma} \omega + \frac{1}{L_\Sigma} U_{d0}$$

$$\frac{dU_{d0}}{dt} = -\frac{1}{T_s} U_{d0} + \frac{K_s}{T_s} u_c$$

UPE

## 10.2.1 直流伺服系统控制对象的数学模型

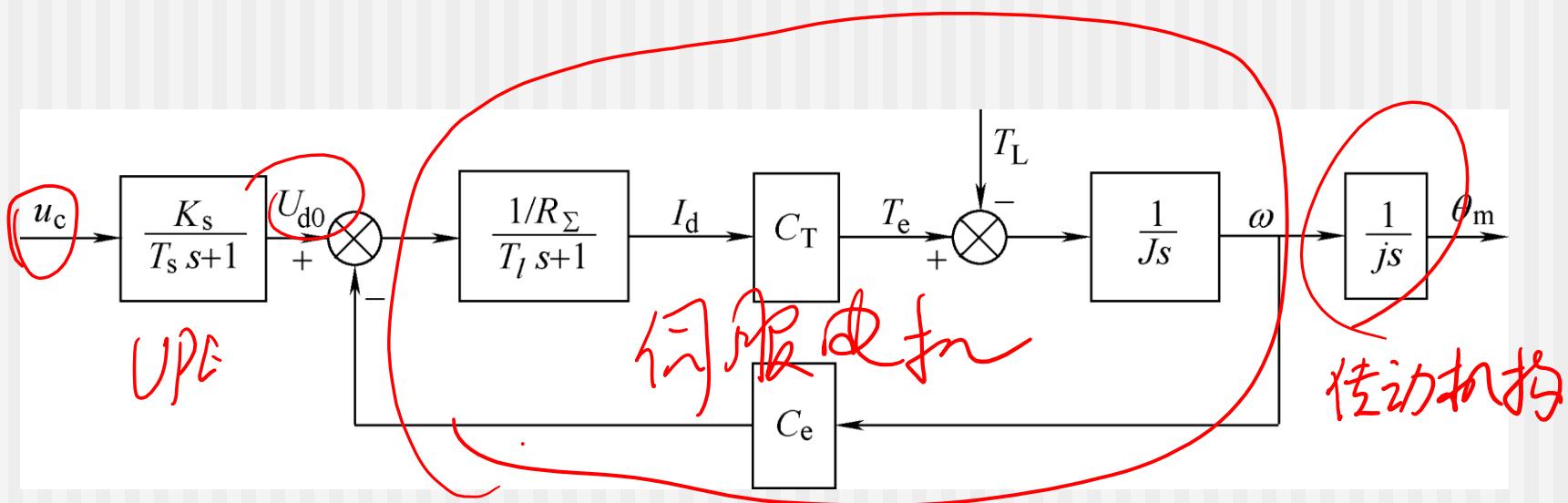


图10 -5 直流伺服系统控制对象结构图

## 10.2.1 直流伺服系统控制 对象的数学模型

- 采用电流闭环后，电流环的等效传递函数为**惯性环节**，故带有电流闭环控制的对象数学模型为

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \frac{\omega}{j}$$
$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{C_T}{J} I_d - \frac{1}{J} T_L$$
$$\frac{dI_d}{dt} = -\frac{1}{T_i} I_d + \frac{1}{T_i} I_d^*$$
$$\frac{I_d}{I_d^*} = \frac{1}{1 + T_i s}$$

## 10.2.1 直流伺服系统控制 对象的数学模型

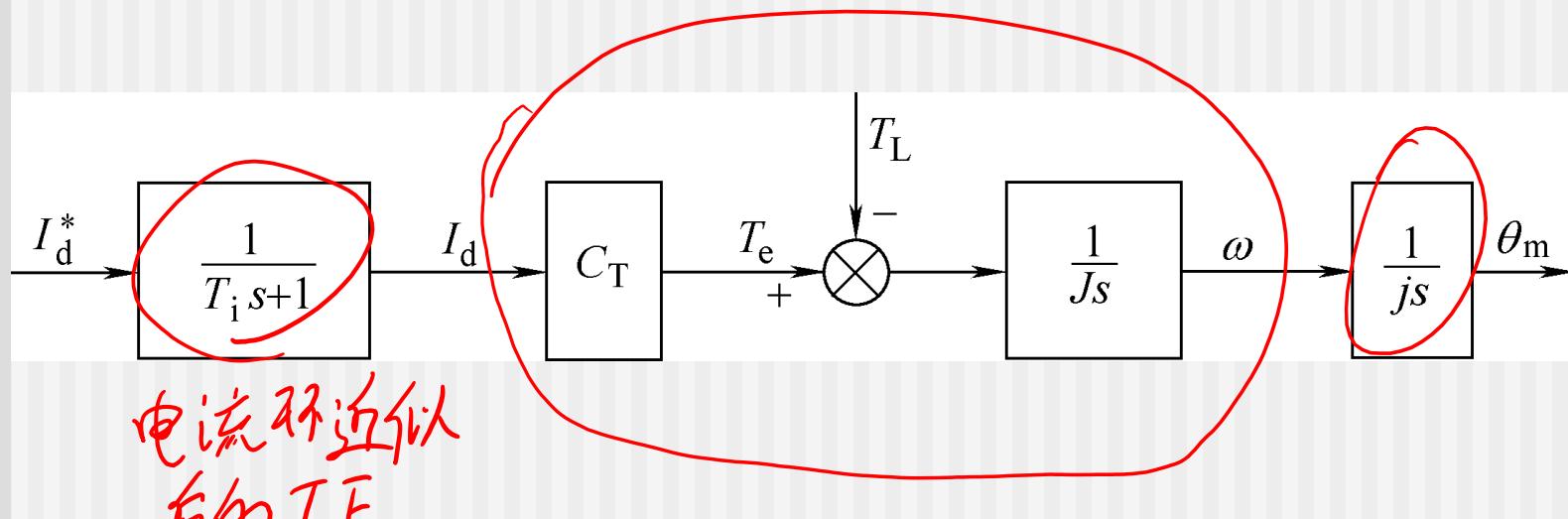
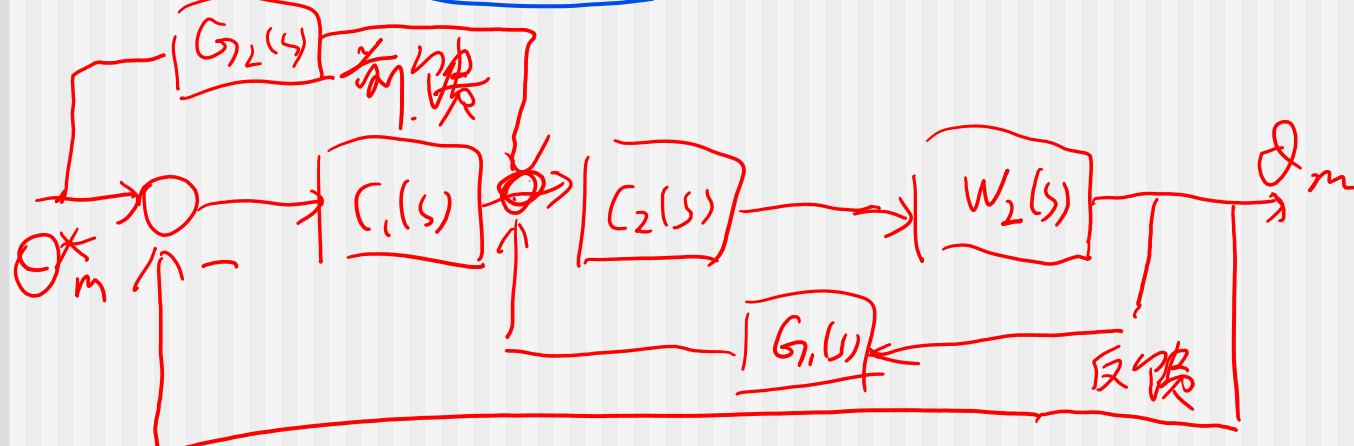


图10 -6 带有电流闭环控制的对象结构图

## 10.3 伺服系统的设计

- 伺服系统的结构因系统的具体要求而异，对于闭环伺服控制系统，常用串联校正或并联校正方式进行动态性能的调整。



## 10.3 伺服系统的设计

- 校正装置串联配置在前向通道的校正方式称为串联校正，一般把串联校正单元称作调节器，所以又称为调节器校正。
- 若校正装置与前向通道并行，则称为并联校正；信号流向与前向通道相同时，称作前馈校正；信号流向与前向通道相反时，则称作反馈校正。

## 10.3.1 调节器校正及其传递函数

---

- 常用的调节器有比例—微分（**PD**）调节器、比例—积分（**PI**）调节器以及比例—积分—微分（**PID**）调节器，设计中可根据实际伺服系统的特征进行选择。

# PD调节器校正

- 在系统的前向通道上串联**PD**调节器校正装置，可以使相位超前，以抵消惯性环节和积分环节使相位滞后而产生的不良后果。  
*关键：PD + 前馈*
- PD**调节器的传递函数为

$$W_{PD}(s) = K_p(1 + \tau_d s)$$

$$\tilde{q} = q - q_d$$

*M(q)·\ddot{q} + C(q, \dot{q})·\dot{q} + G(q) = T*

*PD + 前馈控制律：T = M(q\_d)·\ddot{q}\_d + C(q\_d, \dot{q}\_d)·\dot{q}\_d + G(q\_d) + k\_p \tilde{q} + k\_d \cdot \ddot{\tilde{q}}*

# PI调节器校正

---

- 如果系统的稳态性能满足要求，并有一定的稳定裕量，而稳态误差较大，则可以用PI调节器进行校正。
- PI调节器的传递函数为

$$W_{PI}(s) = K_p \left( \frac{\tau_i s + 1}{\tau_i s} \right)$$

# PID调节器校正

- 将**PD**串联校正和**PI**串联校正联合使用，构成**PID**调节器。
- 如果合理设计则可以综合改善伺服系统的动态和静态特性。
- **PID**串联校正装置的传递函数为

$$W_{PID}(s) = K_p \frac{(\tau_i s + 1)(\tau_d s + 1)}{\tau_i s}$$

## 10.3.2 单环位置伺服系统

---

- 对于直流伺服电动机可以采用单位置环控制方式，直接设计位置调节器APR。
- 为了避免在过渡过程中电流冲击过大，应采用电流截止反馈保护，或者选择允许过载倍数比较高的伺服电动机。

## 10.3.2 单环位置伺服系统

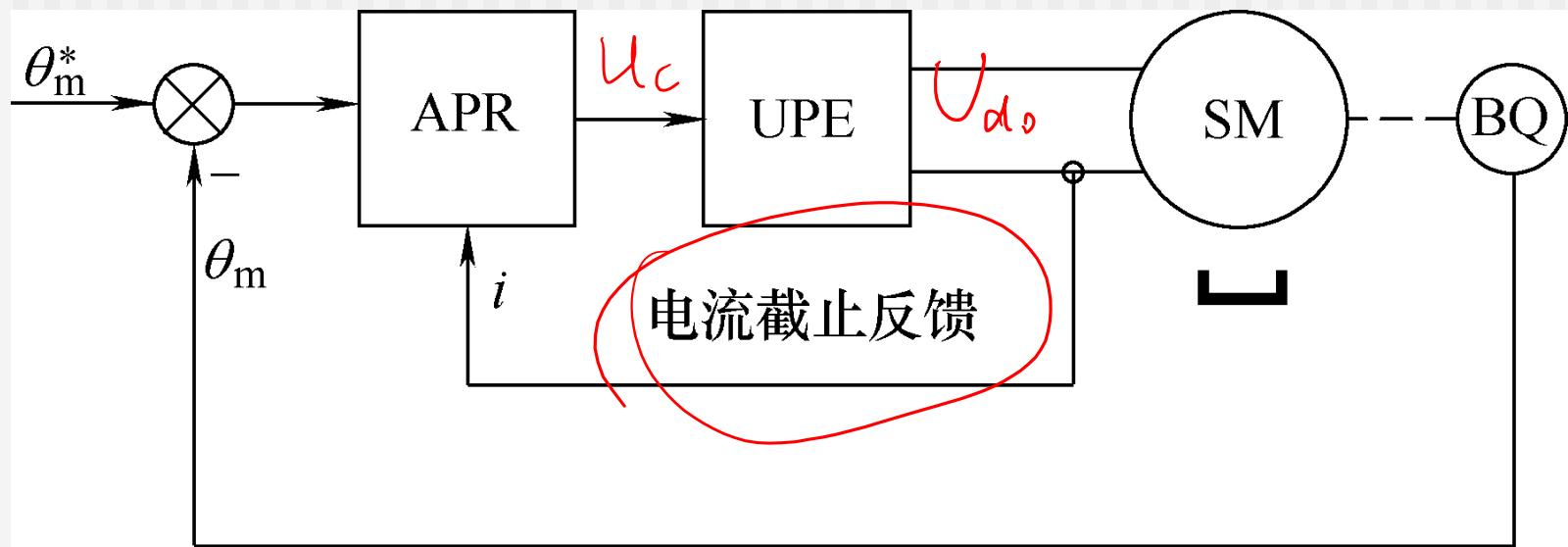


图10 -7 单环位置伺服系统

**APR**—位置调节器    **UPE**—驱动装置

**SM**—直流伺服电动机    **BQ**—位置传感器

## 10.3.2 单环位置伺服系统

- 忽略负载转矩，直流伺服系统控制对象传递函数为

$$W_{obj}(s) = \frac{K_s / (jC_e)}{s(T_s s + 1)(T_m T_l s^2 + T_m s + 1)}$$

- 机电时间常数

$$T_m = \frac{R_\Sigma J}{C_T C_e}$$

## 10.3.2 单环位置伺服系统

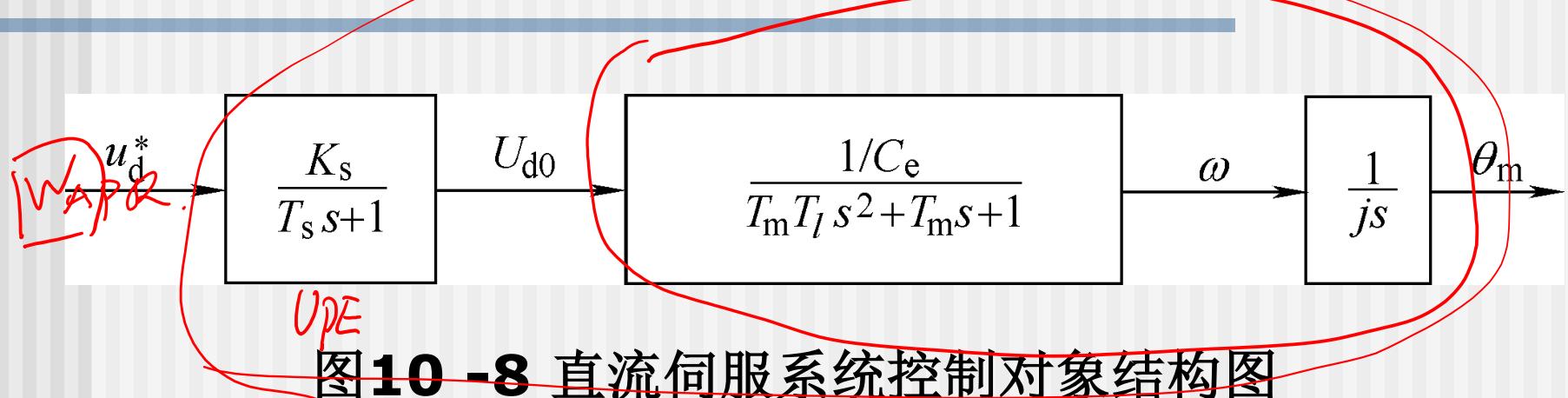


图10-8 直流伺服系统控制对象结构图

- 采用PD调节器，其传递函数为

$$W_{APR}(s) = W_{PD}(s) = K_p (1 + \tau_d s)$$

## 10.3.2 单环位置伺服系统

- 伺服系统开环传递函数

$$W_{\theta op}(s) = \frac{K_\theta (\tau_d s + 1)}{s(T_s s + 1)(T_m T_l s^2 + T_m s + 1)}$$

- 系统开环放大系数

$$(T_1 s + 1) \cdot (T_2 \cdot s + 1)$$

$$K_\theta = \frac{K_p K_s}{jC_e}$$

## 10.3.2 单环位置伺服系统

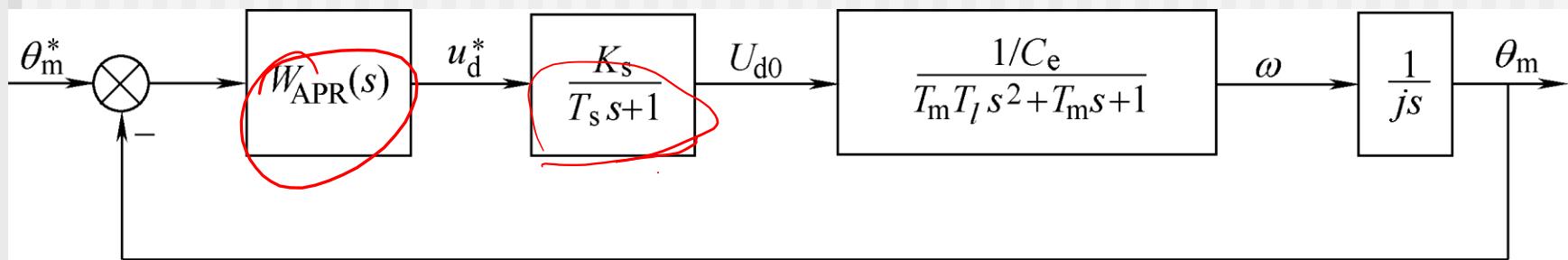


图10 -9 单位置环控制直流伺服系统结构图

$$T_m > 4T_l$$

$$T_m T_l s^2 + T_m s + 1 = \underbrace{(T_1 s + 1)}_{\text{ }} \underbrace{(T_2 s + 1)}_{\text{ }}$$

$$T_1 \geq T_2 > T_s$$

## 10.3.2 单环位置伺服系统

e<sup>•s.t</sup>

- 用系统的开环零点消去惯性时间常数最大的开环极点，以加快系统的响应过程。
- 系统的开环传递函数

$$W_{\theta op}(s) = \frac{K_\theta}{s(T_s s + 1)(T_2 s + 1)}$$

## 10.3.2 单环位置伺服系统

---

- 伺服系统的闭环传递函数

$$W_{\theta cl}(s) = \frac{K_\theta}{T_s T_2 s^3 + (T_s + T_2)s^2 + s + K_\theta}$$

- 闭环传递函数的特征方程式

$$T_s T_2 s^3 + (T_s + T_2)s^2 + s + K_\theta = 0$$

## 10.3.2 单环位置伺服系统

- 用Routh稳定判据，为保证系统稳定，须使

$$K_\theta < \frac{T_s + T_2}{T_s T_2}$$

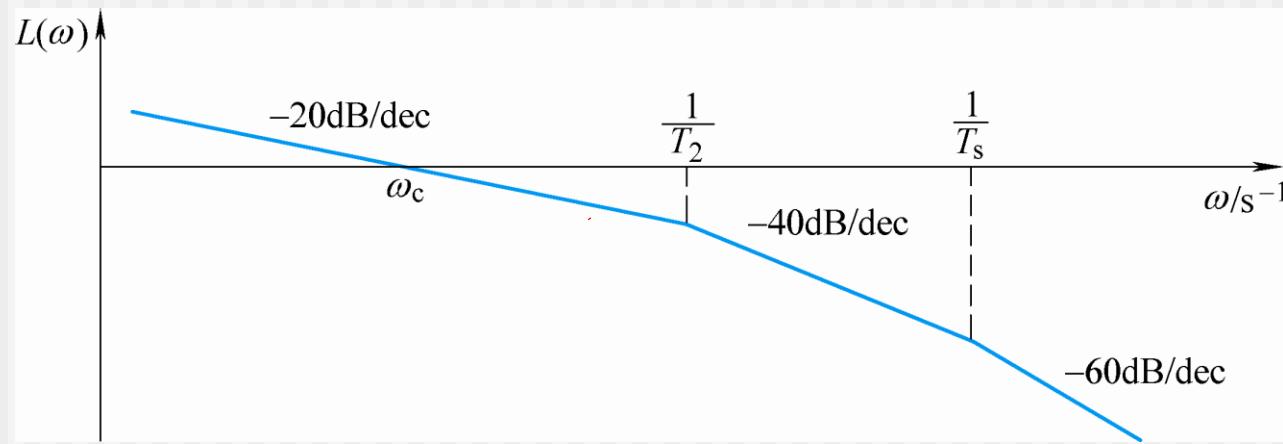


图10-10 单位置环伺服系统开环传递函数对数幅频特性

## **10.3.3双环伺服系统**

- 在电流闭环控制的基础上，设计位置调节器，构成位置伺服系统，位置调节器的输出限幅是电流的最大值。
- 以直流伺服系统为例，对于交流伺服系统也适用，只须对伺服电动机和驱动装置作相应的改动。

### 10.3.3 双环伺服系统

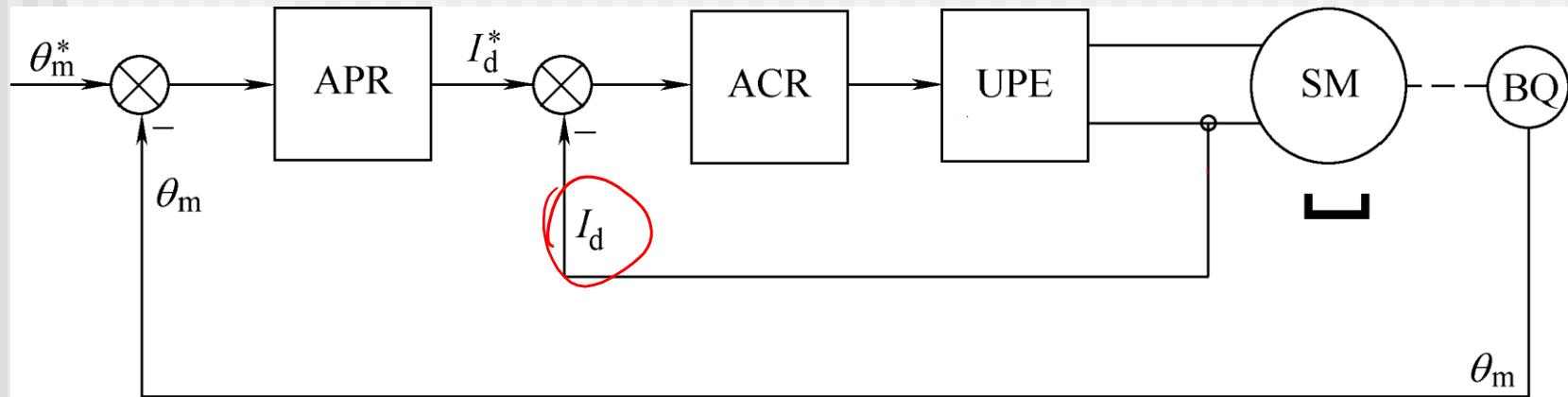


图10 -11 双环位置伺服系统

## 10.3.3 双环伺服系统

- 忽略负载转矩时，带有电流闭环控制对象的传递函数为

$$W_{obj}(s) = \frac{C_T / (jJ)}{s^2 (T_i s + 1)}$$

- 为了消除负载扰动引起的静差，APR选用PI调节器，其传递函数

$$W_{APR}(s) = W_{PI}(s) = K_p \left( \frac{\tau_i s + 1}{\tau_i s} \right)$$

### 10.3.3 双环伺服系统

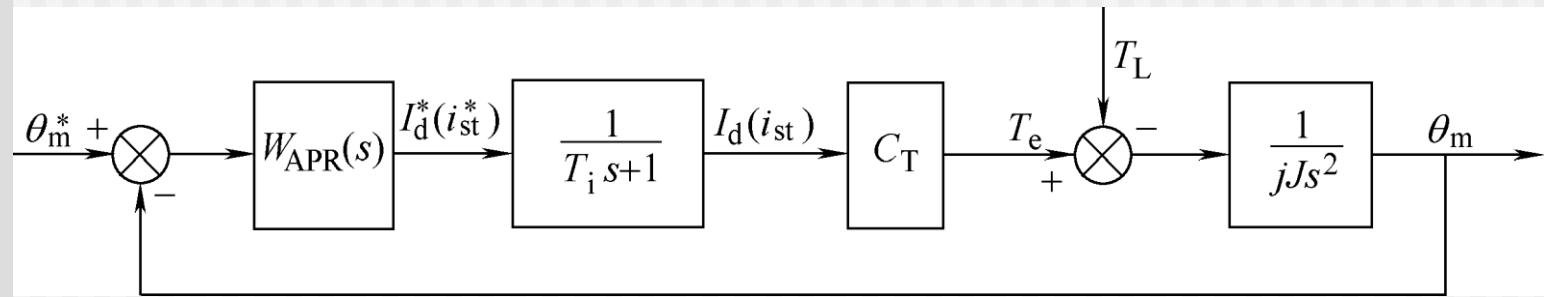


图10 -12 双环位置伺服系统结构图

## 10.3.3 双环伺服系统

---

- 系统的开环传递函数为

$$W_{\theta op}(s) = \frac{K_p(\tau_i s + 1)}{\tau_i s} \frac{C_T / (jJ)}{s^2(T_i s + 1)} = \frac{K_\theta(\tau_i s + 1)}{s^3(T_i s + 1)}$$

- 系统的开环放大系数

$$K_\theta = \frac{K_p C_T}{jJ \tau_i}$$

## 10.3.3 双环伺服系统

---

- 伺服系统的闭环传递函数为

$$W_{\theta cl}(s) = \frac{K_\theta(\tau_i s + 1)}{T_i s^4 + s^3 + K_\theta \tau_i s + K_\theta}$$

- 特征方程式

$$T_i s^4 + s^3 + K_\theta \tau_I s + K_\theta = 0$$

## 10.3.3 双环伺服系统

- 伺服系统的闭环传递函数为

$$W_{\theta cl}(s) = \frac{K_\theta(\tau_i s + 1)}{T_i s^4 + s^3 + K_\theta \tau_i s + K_\theta}$$

- 特征方程式

$$T_i s^4 + s^3 + K_\theta \tau_I s + K_\theta = 0$$

- 特征方程式未出现s的二次项，由Routh稳定性判据可知，系统不稳定。

## 10.3.3 双环伺服系统

---

- 将APR改用PID调节器，其传递函数

$$W_{APR}(s) = W_{PID}(s) = K_p \frac{(\tau_i s + 1)(\tau_d s + 1)}{\tau_i s}$$

- 伺服系统的开环传递函数

$$W_{\theta op}(s) = \frac{K_p (\tau_i s + 1)(\tau_d s + 1)}{\tau_i s} \frac{C_T / (jJ)}{s^2 (T_i s + 1)} = \frac{K_\theta (\tau_i s + 1)(\tau_d s + 1)}{s^3 (T_i s + 1)}$$

## 10.3.3 双环伺服系统

---

- 闭环传递函数

$$W_{\theta cl}(s) = \frac{K_\theta(\tau_i s + 1)(\tau_d s + 1)}{T_i s^4 + s^3 + K_\theta \tau_i \tau_d s^2 + K_\theta (\tau_i + \tau_d) s + K_\theta}$$

- 系统特征方程式

$$T_i s^4 + s^3 + K_\theta \tau_i \tau_d s^2 + K_\theta (\tau_i + \tau_d) s + K_\theta = 0$$

## 10.3.3 双环伺服系统

---

- 由Routh稳定判据求得系统稳定的条件

$$\begin{cases} \tau_i \tau_d > T_i(\tau_i + \tau_d) \\ K_\theta(\tau_i + \tau_d)(\tau_i \tau_d - T_i(\tau_i + \tau_d)) > 1 \end{cases}$$

### 10.3.3 双环伺服系统

- 若APR仍采用PI调节器，可在位置反馈的基础上，再加上微分负反馈，即转速负反馈。

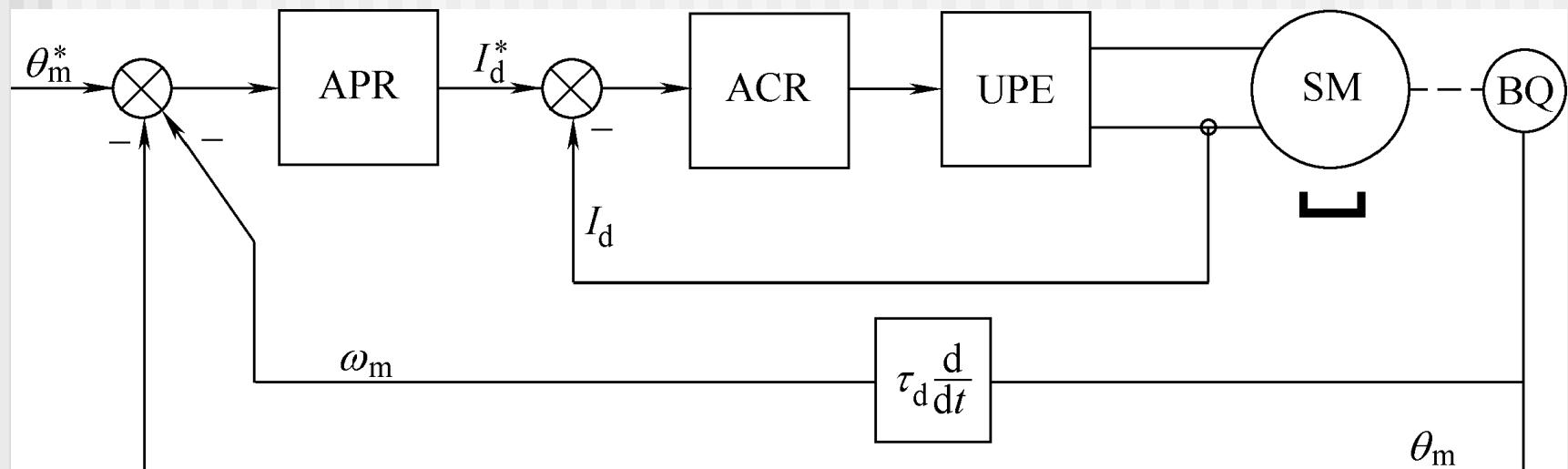


图10 -14 带有微分负反馈的伺服系统

### 10.3.3 双环伺服系统

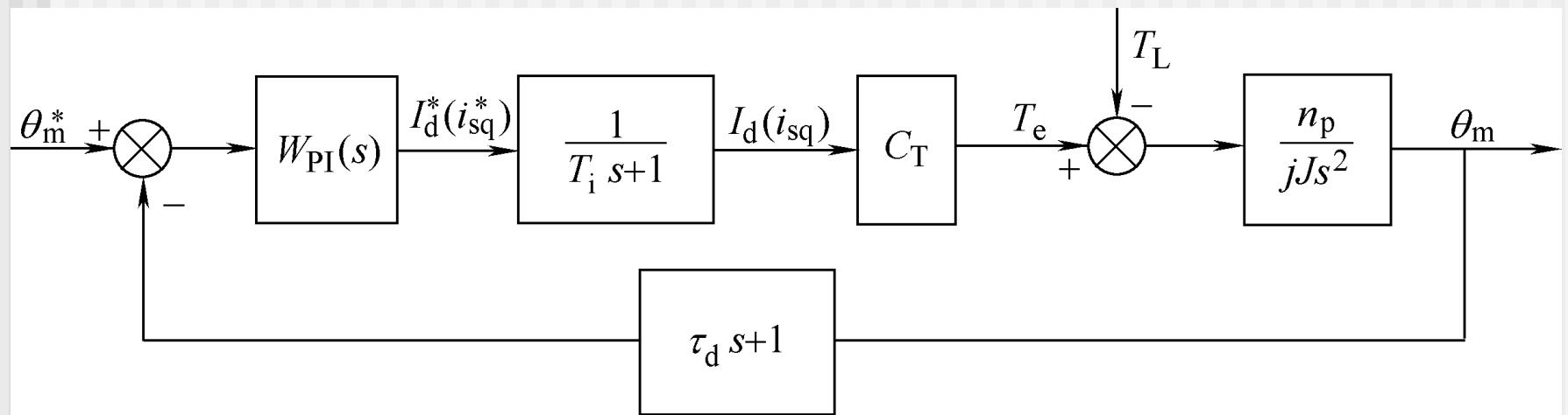


图10 -15 带有微分负反馈的伺服系统结构图

## 10.3.4 三环伺服系统

- 在调速系统的基础上，再设一个位置环，形成三环控制的位置伺服系统。

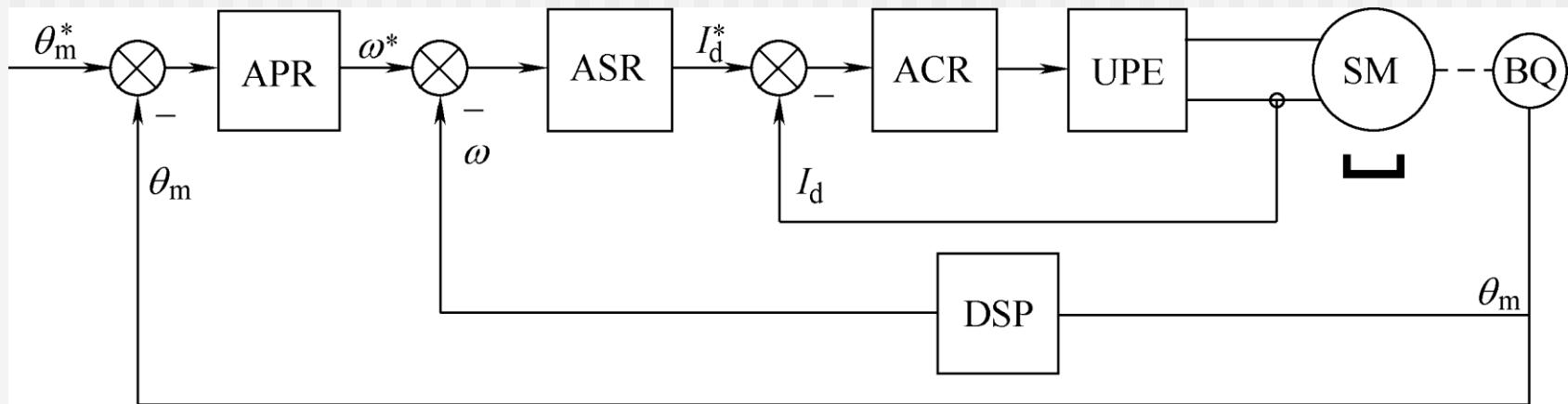


图10 -16 三环位置伺服系统

APR—位置调节器 ASR—转速调节器 ACR—电流调节器  
BQ—光电位置传感器 DSP—数字转速信号形成环节

## 10.3.4 三环伺服系统

- 直流转速闭环控制系统按典型II型系统设计，开环传递函数

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

- 矢量控制系统开环传递函数

$$W_{nop}(s) = \frac{k_n C_T (\tau_n s + 1) / J}{\tau_n s^2 (T_i s + 1)} = \frac{K_N (\tau_n s + 1)}{s^2 (T_i s + 1)}$$

- 两者结构相同。

## 10.3.4 三环伺服系统

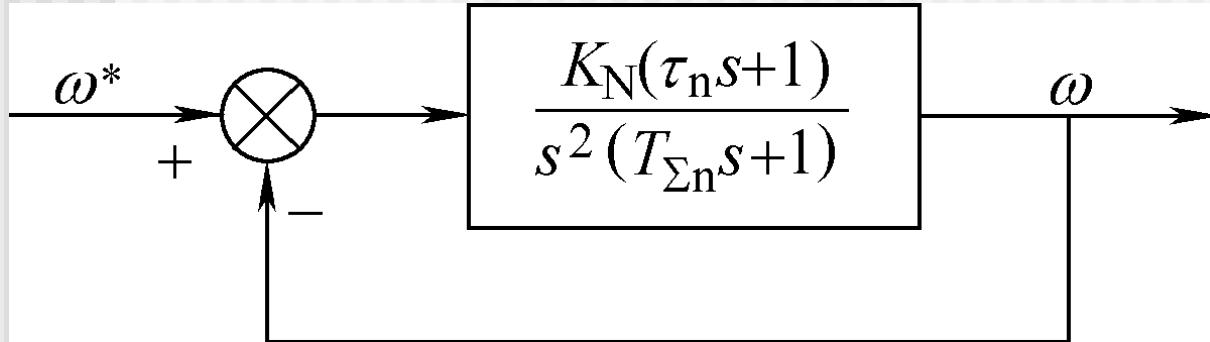


图10 -17 直流转速环结构图

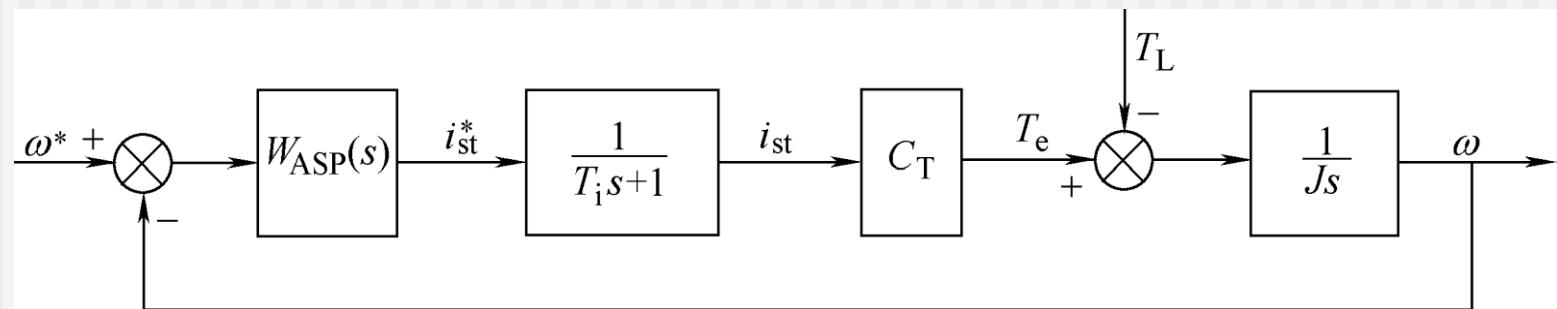


图10 -18 矢量控制系统结构示意图

## 10.3.4 三环伺服系统

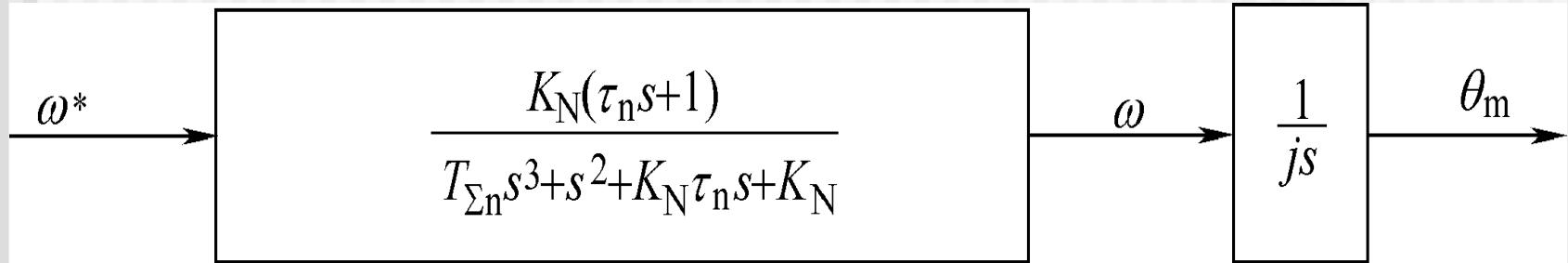


图10 -19 位置环的控制对象结构图

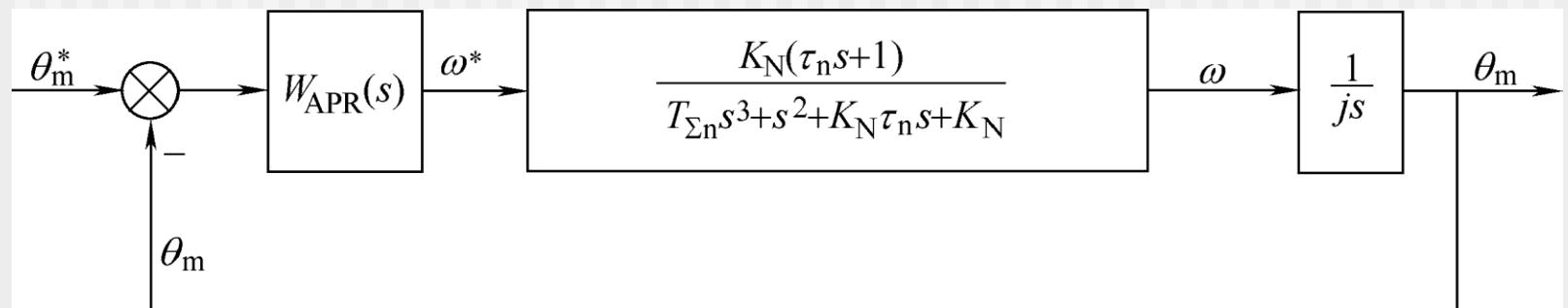


图10 -20 位置闭环控制结构图

## 10.3.4三环伺服系统

---

- 位置环控制对象的传递函数

$$W_{\theta_{obj}}(s) = \frac{\theta_m(s)}{\omega^*(s)} = \frac{K_N(\tau_n s + 1) / j}{s(T_{\Sigma n} s^3 + s^2 + K_N \tau_n s + K_N)}$$

- 开环传递函数

$$W_{\theta_{op}}(s) = W_{APR}(s) \frac{K_N(\tau_n s + 1) / j}{s(T_{\Sigma n} s^3 + s^2 + K_N \tau_n s + K_N)}$$

## 10.3.4三环伺服系统

---

- APR选用P调节器就可实现稳态无静差，则系统的开环传递函数

$$\begin{aligned}W_{\theta op}(s) &= \frac{K_p K_N (\tau_n s + 1) / j}{s(T_{\sum n} s^3 + s^2 + K_N \tau_n s + K_N)} \\&= \frac{K_\theta (\tau_n s + 1)}{s(T_{\sum n} s^3 + s^2 + K_N \tau_n s + K_N)}\end{aligned}$$

- 开环放大系数

$$K_\theta = \frac{K_p K_N}{j}$$

## 10.3.4 三环伺服系统

---

- 伺服系统的闭环传递函数

$$W_{\theta L}(s) = \frac{K_\theta(\tau_n s + 1)}{T_{\sum n} s^4 + s^3 + K_N \tau_n s^2 + (K_N + K_\theta \tau_n) s + K_\theta}$$

- 特征方程式

$$T_{\sum n} s^4 + s^3 + K_N \tau_n s^2 + (K_N + K_\theta \tau_n) s + K_\theta = 0$$

## 10.3.4三环伺服系统

---

- 用Routh稳定判据，可求得系统的稳定条件

$$\left\{ \begin{array}{l} K_\theta < \frac{K_N(\tau_n - T_{\Sigma n})}{T_{\Sigma n} \tau_n} \\ -T_{\Sigma n} \tau_n^2 K_\theta^2 + (\tau_n^2 K_N - 2T_{\Sigma n} K_N \tau_n - 1) K_\theta + K_N^2 (\tau_n - T_{\Sigma n}) > 0 \end{array} \right.$$

## 10.3.4三环伺服系统

---

- 多环控制系统调节器设计方法：从内环到外环，逐个设计各环的调节器。
- 当电流环和转速环内的对象参数变化或受到扰动时，电流反馈和转速反馈能起到及时的抑制作用，使之对位置环的影响很小；
- 每个环节都有自己的控制对象，分工明确，抑郁调整。
- 不足：对最外环控制作用的响应不会很快。