

模 拟 式 过 程 控 制 仪 表

中

目 录

第六章 模拟信号的显示与记录.....	6 - 1
§6-1 模拟式显示与记录装置.....	6 - 1
§6-2 仪表伺服系统.....	6 - 6
§6-3 自动平衡式显示仪表的测量线路设计计算...	6-55
§6-4 自动平衡式显示记录仪结构概述.....	6-72
§6-5 电动单元组合仪表的显示单元.....	6-81
录 自动平衡电桥桥路计算公式推导.....	6-100
第七章 模拟控制仪表特性分析.....	7 - 1
§7-1 仪表的输出特性及线性化.....	7 - 1
§7-2 仪表的灵敏度分析.....	7-22
§7-3 仪表的精度分析.....	7-35
§7-4 仪表的动态特性分析.....	7-50
§7-5 仪表的频率特性分析.....	7-64
§7-6 仪表的抗干扰特性.....	7-87
§7-7 仪表的防爆性能.....	7-106
第八章 模拟计算机概论.....	8 - 1
§8-1 仪表仿真与模拟计算机.....	8 - 1
§8-2 模拟计算机系统原理.....	8 - 1
§8-3 基本运算部件.....	8 - 4
§8-4 模拟计算机系统.....	8-17
§8-5 模拟计算机的解题方法.....	8-21
§8-6 传递函数和非线性环节的模拟.....	8-39

第六章 模拟信号的显示与记录

在控制系统中为了监视控制对象的变化情况,必须对其参数的变化进行显示和记录,因而需要研究参数的显示与记录装置。通常信号的显示与记录装置有模拟式和数字式两大类。本章讨论模拟式显示与记录装置。

§6-1 模拟式显示与记录装置

一 概述

模拟式显示与记录方式,不同于数字式显示与记录方式,它是以指针的连续指示和画线记录来实现信号的显示与记录的。而数字式显示与记录方式,是直接以数字显示和打字记录的,因而它必须把模拟信号变换成数字信号之后方可进行。模拟式显示与记录方式对于模拟信号则不需模-数转换过程。

根据对模拟信号的显示和记录精度要求,模拟式显示与记录装置分成开环仪表和闭环仪表两大类。开环仪表的特点是结构简单,价格便宜,但精度不高。闭环仪表较开环仪表有较多的优点,本章主要讨论这类仪表。

在此之前,我们对开环仪表作一简要的讨论。

二 动圈式指示仪

在过程控制中,应用广泛的开环式显示仪表是动圈式仪表,所以我们以它为例进行讨论。

1. 动圈式仪表的工作原理

动圈仪表实际上是一个磁电式毫伏计,其测量机构如图6-1所示。

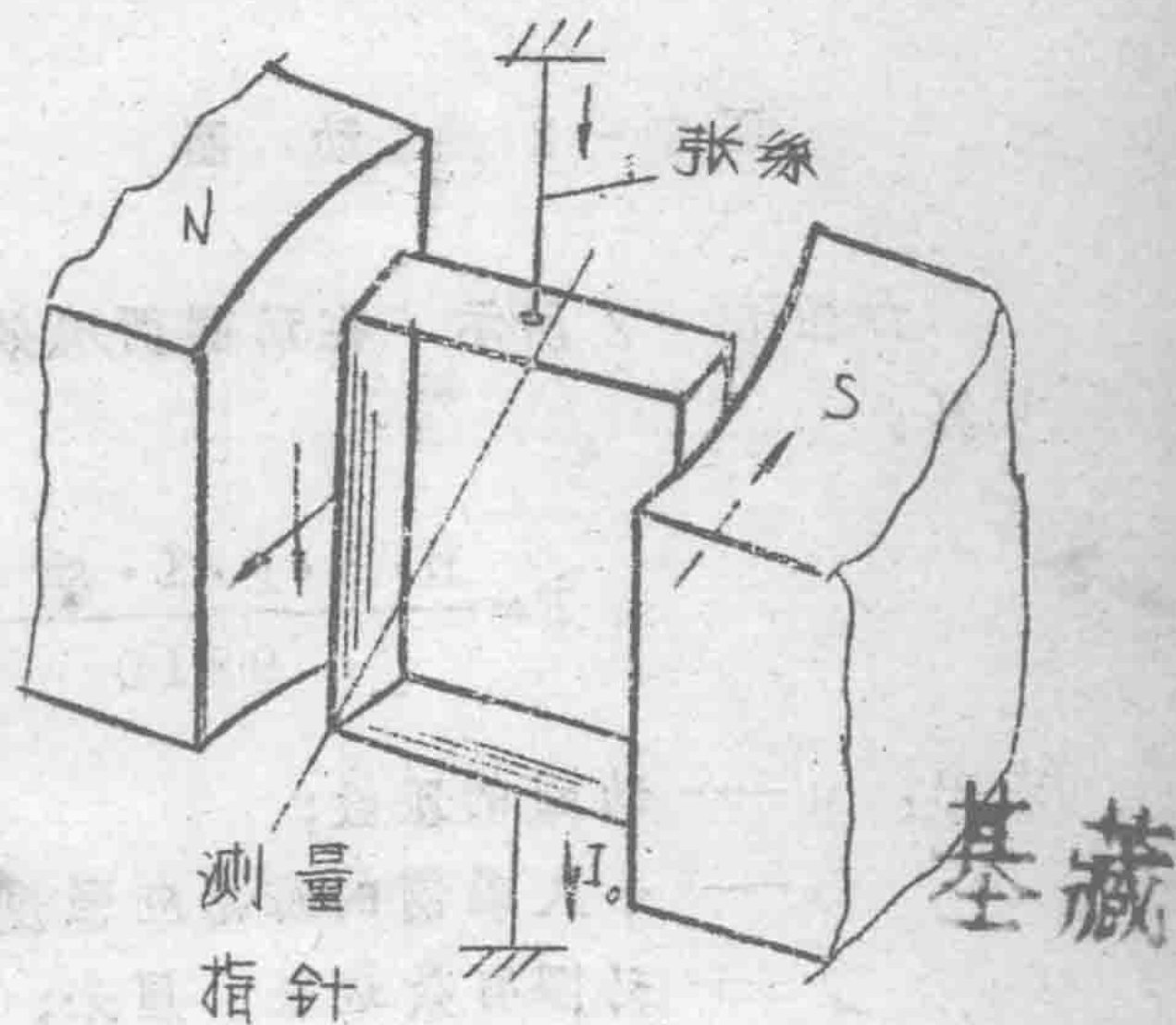


图6-1 动圈测量机构

如图所示，动圈处于永久磁钢形成的磁场中，当动圈中有电流流过时，动圈受电磁力矩作用而偏转。动圈由张丝固定在磁场中，动圈偏转使张丝扭变，于是张丝产生反作用力矩也作用在动圈上。当此反作用力矩和作用在动圈上的电磁力矩相平衡时，动圈就有一个与其中流过电流相对应的偏转角。此偏转角可以直接反映被测量的参数。由于动圈电磁力矩与流过的电流成正比，张丝的反作用力矩与其偏转的角度成正比，当在平衡时，这两个力矩相等，所以动圈的偏转角度也就与电流成正比。

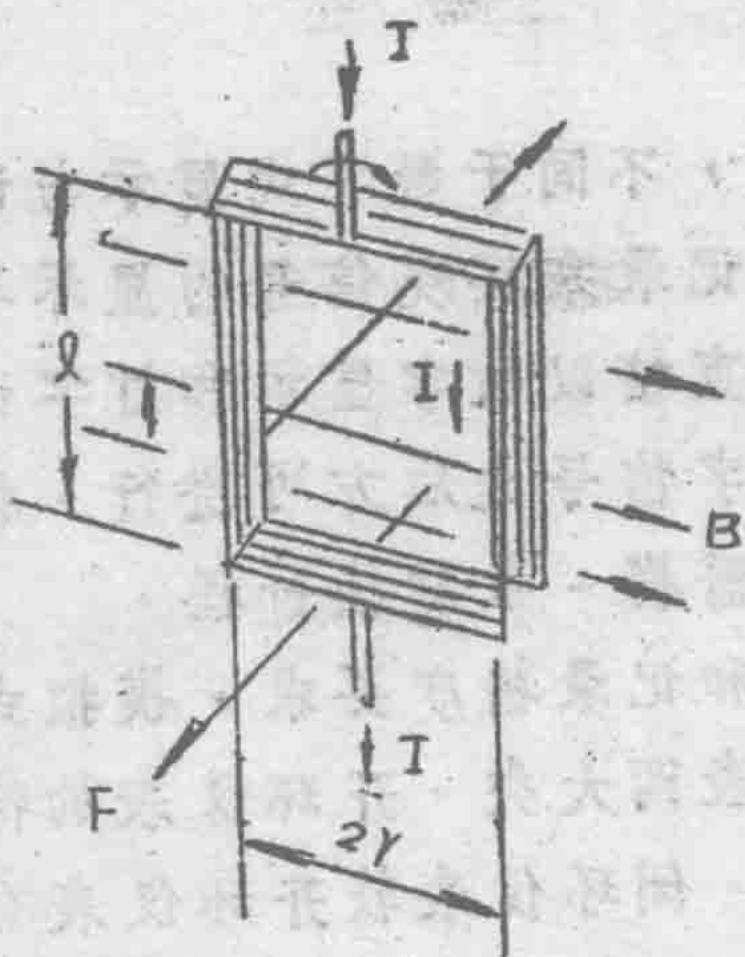


图 6 - 2 动 圈

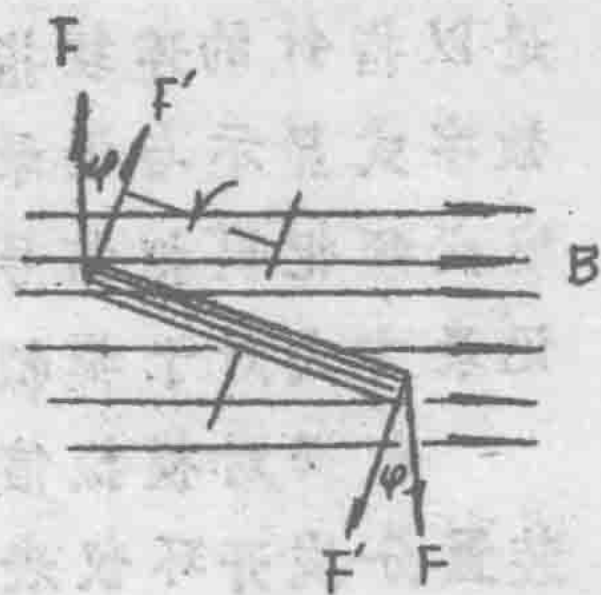


图 6 - 3 夹角 φ

如图 6 - 2 所示，在动圈两有效边上形成的力 F ，可按下列式计算：

$$F = \frac{n \cdot B \cdot l \cdot I \cdot \sin \alpha'}{9810} \quad (6-1)$$

式中： n —— 动圈的匝数；

B —— 永久磁钢的磁感应强度，高斯；

l —— 动圈有效边长，厘米；

I —— 流经动圈的电流，安培；

α' —— 有效边长与永久磁钢磁力线的夹角。

一般，设计时，使 $\alpha' = 90^\circ$ ，因而有：

$$F = \frac{n \cdot B \cdot \ell \cdot I}{9810} \quad (\text{克}) \quad (6-2)$$

使动圈旋转的力矩 M 为：

$$M = 2 \cdot r \cdot F \cos \varphi \quad (6-3)$$

式中： φ ——永久磁钢磁力线与动圈平面的夹角。

将式(6-2)代入式(6-3)后可得：

$$\begin{aligned} M &= \frac{2 \cdot r \cdot n \cdot B \cdot \ell \cdot I}{9810} \cos \varphi \\ &= \frac{n \cdot B \cdot S \cdot I}{9810} \cos \varphi \quad (\text{克} \cdot \text{厘米}) \quad (6-4) \end{aligned}$$

为保证仪表有均匀刻度，去除 φ 的影响，把磁钢的极瓦做成同心径向状态(如图6-5)。这时，

$$M = \frac{n \cdot B \cdot S}{9810} I = C \cdot BI \quad (\text{克} \cdot \text{厘米}) \quad (6-5)$$

另外，张丝的反抗力矩

$$\begin{aligned} M_z &= \frac{Gbh^3}{3\ell} \alpha + \frac{Pb^2}{12\ell} \alpha \\ &= \left(Gbh^3 + \frac{Pb^2}{4} \right) \frac{\alpha}{3\ell} \quad (\text{克} \cdot \text{厘米}) \quad (6-6) \end{aligned}$$

式中： α ——动圈偏转角度，弧度；

G ——材料的剪切弹性模数，
克/厘米²；

P ——张丝的预张力，克；

$b \cdot h \cdot \ell$ ——张丝的宽度、厚度和长度，厘米；

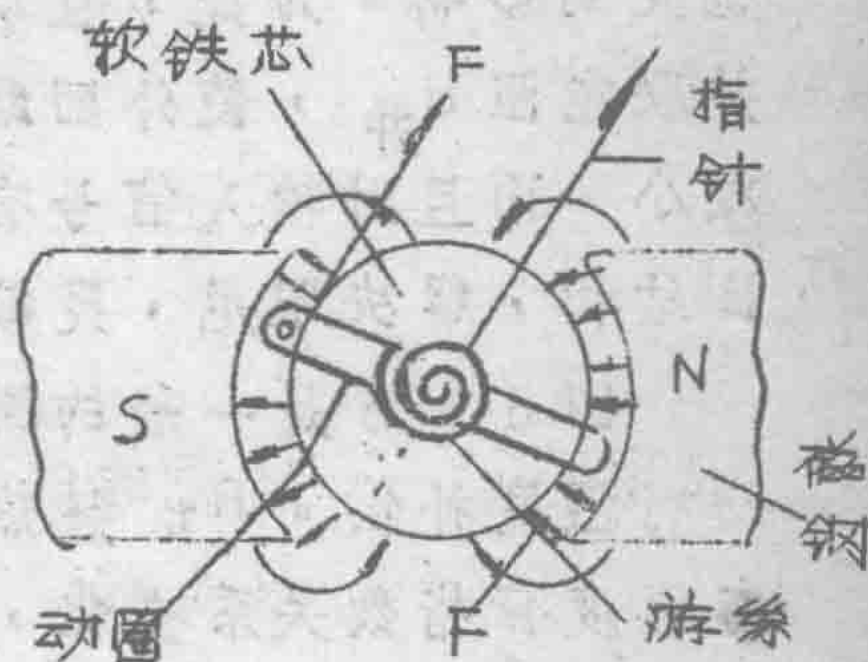


图 6-4 同心径向磁场

当张丝选定之后， $b \cdot h \cdot l$ 就确定了。所以：

$$M_{\alpha} = C_2 \alpha$$

C_2 是张丝的结构特征常数。当运动系统达到平衡时，有：

$$M = M_{\alpha}$$

即

$$C_1 \cdot B \cdot I = C_2 \cdot \alpha$$

$\therefore$

$$\alpha = \frac{C_1 B}{C_2} I = CI \quad (\text{弧度}) \quad (6-7)$$

式中： C ——仪表的灵敏度常数。

2 动圈仪表的测量线路

由式(6-7)可知，对于一定的动圈测量机构，灵敏度常数 C 是确定的，不能适应量程多样性的要求。因而设计测量线路时，在测量回路中串联电阻 $R_{串}$ ，使仪表的指示范围与输入信号对应起来。但是，加了串联电阻以后会降低仪表的灵敏度，也就是降低了仪表的测量精度。同时仪表的动态性能也受到影响。为此，在动圈上并联电阻 $R_{并}$ ，使外回路电阻减小，而且对输入信号有分流作用。这样，基本上可用统一的动圈结构，解决阻尼、灵敏度和精度的矛盾。

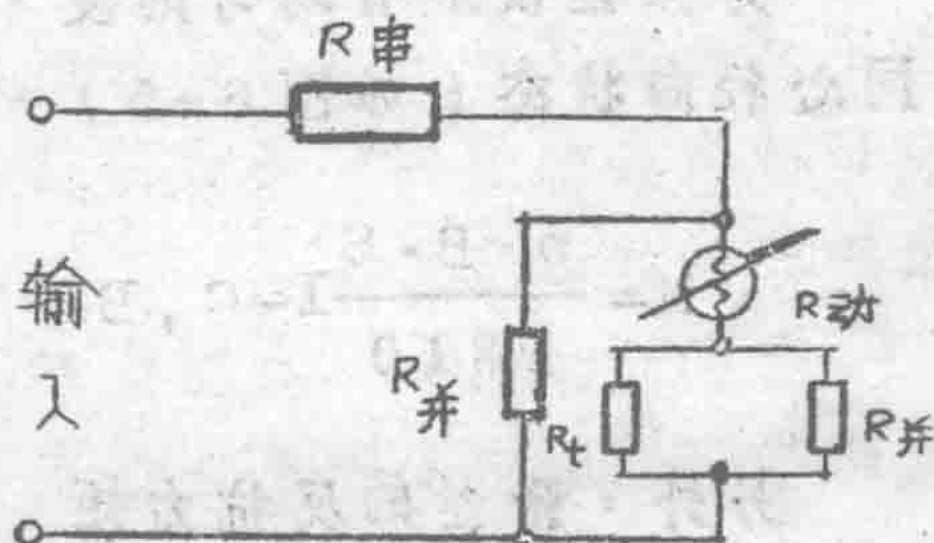


图 6 - 5 测量线路

图 6 - 5 是一般的测量线路图。图中 R_t 和 $R'_{并}$ 的加入是为了进行温度补偿。 R_t 是热敏电阻，具有负的温度系数，因为 R_t 与温度有指数关系变化，而 $R_{动}$ 是钢丝，与温度是呈线性关系变化，因此加 $R'_{并}$ ，使之得到线性补偿。

工业上，动圈仪表大都用于测量温度参数，其输入信号是由温度转换来的毫伏电压信号，如图 6 - 6 所示。

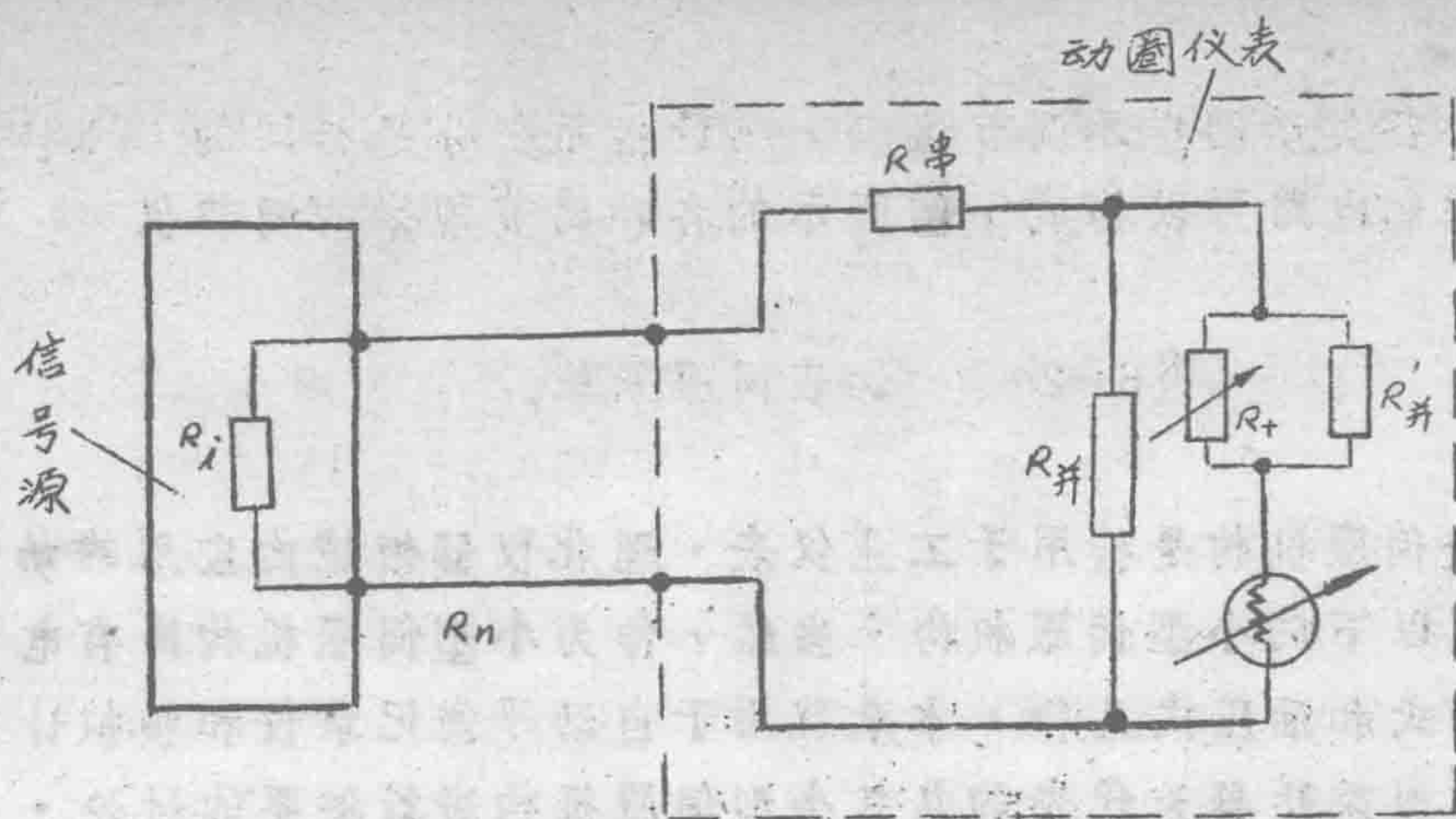
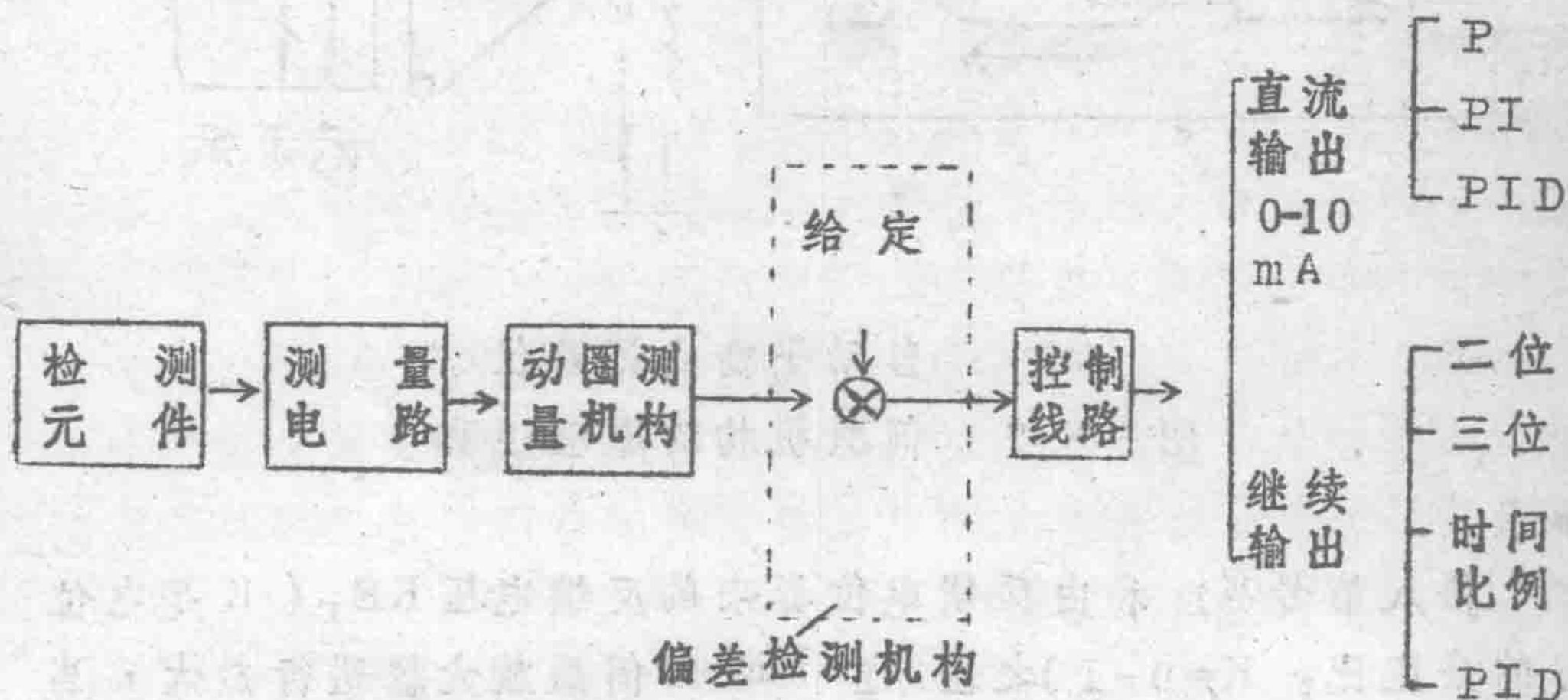


图 6 - 6 动圈仪表测量系统

信号源这里通常由热电偶或热电阻桥路组成的毫伏信号，假定其内阻为 R_i ，信号源和动圈仪表的连接导线电阻为 R_n 。二者是随使用的检测元件的不同以及检测元件与动圈仪表之间的距离不同而不同的，称为外接电阻。为了使其有确定的数值，仪表设计时有具体规定，通常外接电阻值规定为 $15\ \Omega$ 。可以根据具体情况进行调整。

由第五章已知，动圈仪表不仅能指示，而且还可以实现二位式调节。我国中小型企业很多，动圈仪表应用广泛。已生产系列产品，下图是动圈式指示调节仪表总的原理框图。



对于各类动圈指示调节仪表，测量指示部分是相同的，调换不同的控制电路可以构成上图所示的各种调节规律的调节仪表。

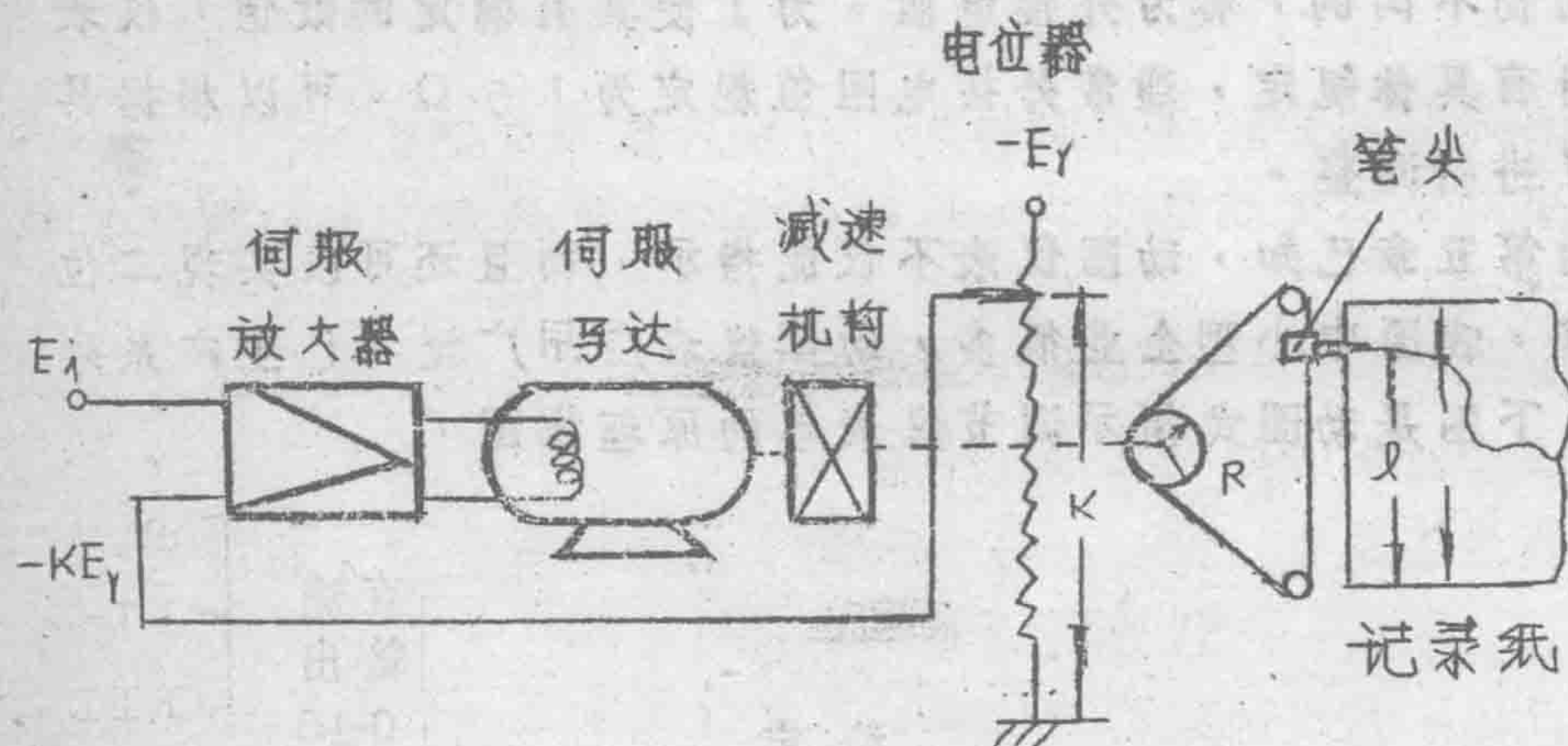
§6-2 仪表伺服系统

仪表伺服机构是指用于工业仪表、理化仪器领域内应用的功率在几瓦以下的小型伺服机构。当然，作为小型伺服机构尚有电气、气动式和油压式几种，本章就用于自动平衡记录仪和模拟计算机的伺服乘法器为代表的电气小型伺服机构进行概要的讨论。

一、伺服机构的控制特性

1. 伺服机构概述

如图6-7所示，是电气式小型伺服机构系统，它由伺服放大器、伺服马达、减速机构、电位器等构成闭环系统。根据负载的种类不同，可以构成自动平衡式记录仪（图(a)）和伺服乘法器或伺服函数发生器（图(b)）。



(a) 自动平衡式记录仪

图6-7 伺服机构的原理说明

输入信号 E_i 和由反馈电位器来的反馈电压 KE_r (K 是电位器的分压比: $K=0-1$) 之差 $E_i - KE_r$ 由伺服放大器进行放大，当这个差值为零时，伺服马达就停止转动。平衡时，在理想情况下有：

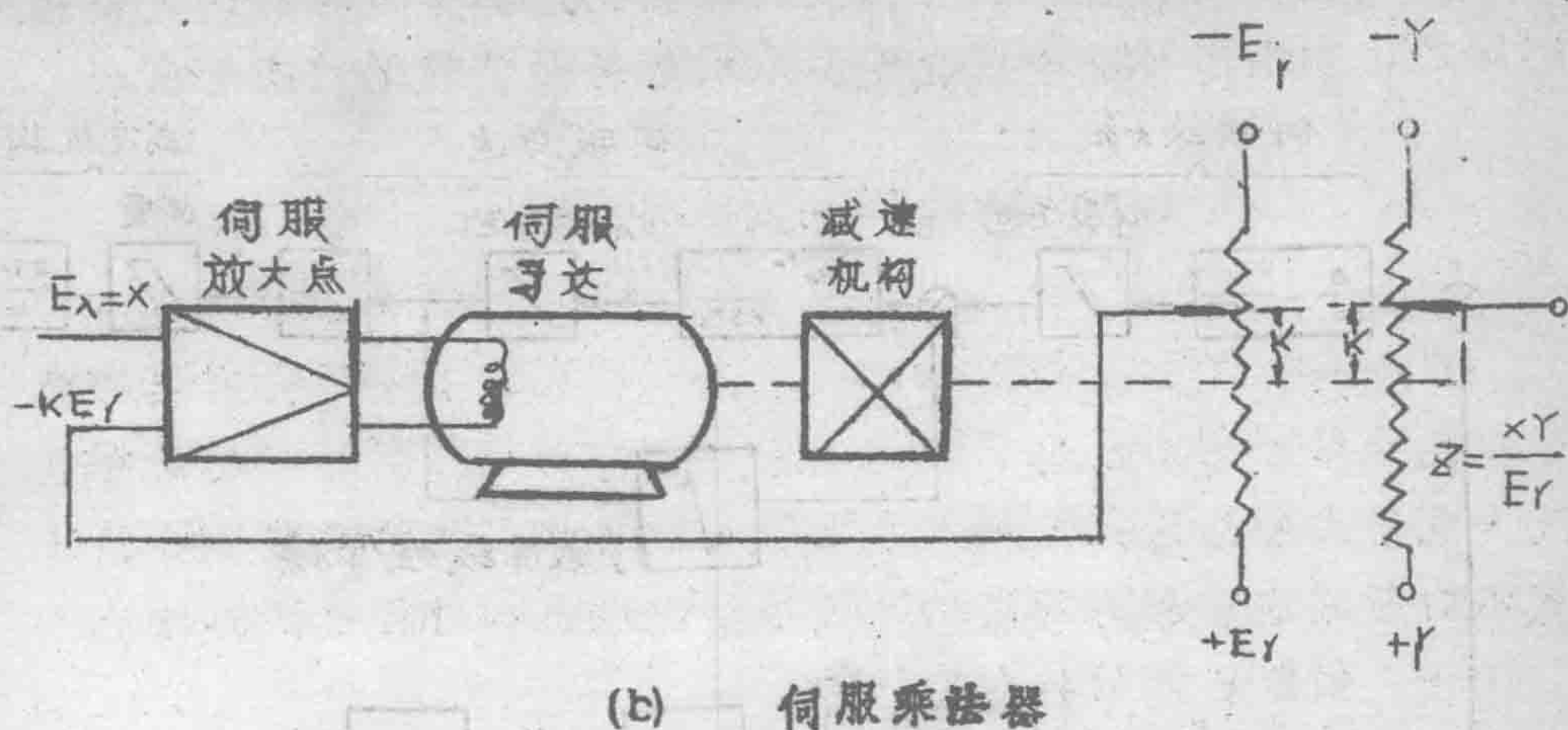


图 6 - 7 伺服机构的原理说明

$$E_i - KE_r = 0 \quad (6-8)$$

$$K = \frac{E_i}{E_r} \quad (6-9)$$

此时输出的位移（或转角）与输入信号成正比。

自动平衡式记录仪的方块图如图 6 - 8 所示。图中所示的非线性特性有：

加速度饱和：放大器或伺服马达的磁饱和

速度饱和：伺服马达的转速上限

非线性摩擦：减速齿轮、滑轮和纯子、电位器、记录笔尖、伺服马达等的摩擦。

齿隙：减速齿轮的间隙。

分辨率：电位器的分辨率

如图所想像的那样，说伺服机构的特性由系统中有的几个非线性特决定也不过分。如果可能的话，使这些非线性影响极小，扩大系统的线性范围的设计才是令人满意的。

自动控制系统中，非线性特性有时是不可避免的。上述仪表伺服系统的五个非线性特性都是不可避免引入的，系统存在不令人满意的地方。

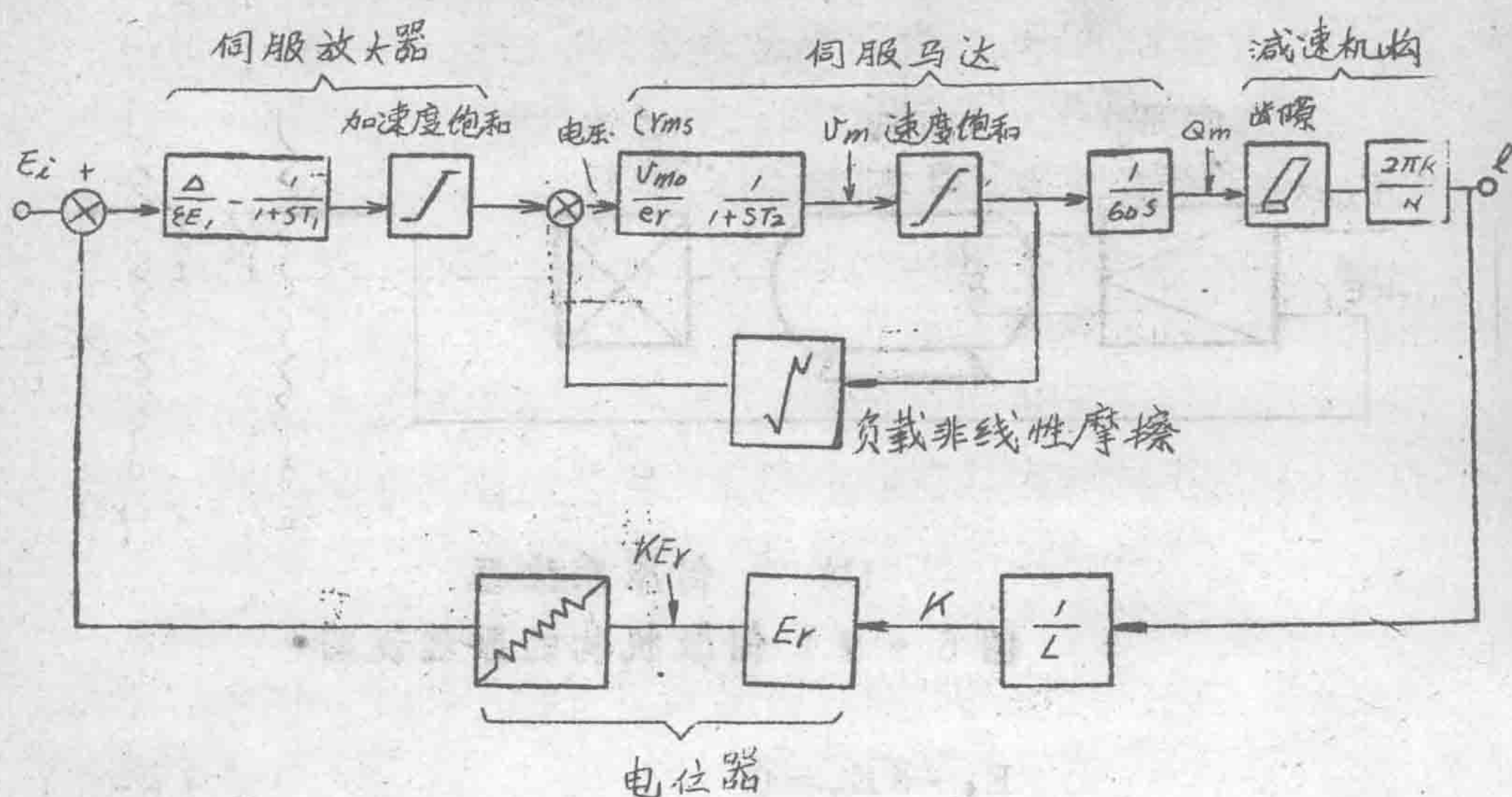


图 6 - 8 伺服机构的方块图

如图 6 - 8 可知，在小信号输入时，负载的非线性摩擦，电位器的分辨率，齿轮的间隙影响系统的响应，大信号输入时，加速度饱和和速度饱和对系统有影响，因此可以考虑把系统的运动近似的分成：

- (1) 大信号输入时的响应；
- (2) 小信号输入时的响应；
- (3) 大小信号之间中等信号输入时的响应。

对于(1)(2)当然是非线性响应，(3)取作一阶线性响应为好，以下从自动控制系统的观点，就各元件的问题一一说明。

表 6 - 1 符号说明

E_i	输入电压 [Volt, Dc]
E_r	标准电压 [Volt, Dc]
ϵ	伺服机构的灵敏度

Δ	伺服马达起动的最小驱动电压 (Volt, Dc)
e_r	伺服马达的额定驱动电压 (Volt, rms)
v_{m0}	伺服马达的额定空载转速 (rpm)
τ_{mc}	伺服马达的额定转矩 (g-cm)
v_m	伺服马达的转速 (rpm)
θ_m	伺服马达的转数
J_m	伺服马达的转动惯量 (g-cm ²)
T_1	伺服放大器的时间常数 (S)
T_2	伺服马达的时间常数 (S)
N	减速齿轮比
M	伺服马达的转矩、惯量比: τ_{m0}/J_m (rad/s ²)
K	伺服机构的放大倍数

2 响应的上限

如上节所述, 一般在使用伺服马达的自动平衡仪表中, 由于:

- (1) 速度饱和;
- (2) 加速度饱和。

响应受到限制, 当然在位置控制系统中, 必须考虑位置的饱和 (自动平衡记录仪中的记录幅度)。当使用 = 相伺服马达时, (1) 在本质上受到马达本身速度的限制; (2) 放大器的饱和, 但如果放大器的输出容量十分大的话, 马达的磁回路的饱和就成为主要原因。

在自动平衡记录仪中:

$$\text{最大速度} = \frac{v_{m0}}{60} \cdot \frac{L}{N} \quad [\text{mm/s}] \quad (6-10)$$

$$\text{最大加速度} = \frac{M}{2\pi} \cdot \frac{L}{N} \quad [\text{mm/s}^2] \quad (6-11)$$

这里, $M = \tau_{m0}/J_m$ 是伺服马达在额定运转时的转矩惯量比。以上两式是在负载的摩擦和惯性小到可以忽略的场合成立的。实

实际上比上式的值为小。例如 $L=250[\text{mm}]$, $v_{m0}=2400[\text{rpm}]$, $N=10$ 时, 最大速度 $=1000[\text{mm/s}]$; 如 $M=1400[\text{rad/s}^2]$, 最大加速度 $=55700[\text{mm/s}^2]$ 。由上两式还可知, 马达的空载转数越大, 最大速度也越大; 马达的转矩惯性比越大, 最大加速度也越大。因此, $\tau_{m0} v_{m0} / J_m$ 越是大的马达就比较理想, 但是分子 $\tau_{m0} v_{m0}$ 大, 则意味着要使用大的马达, 整个装置就必然大型化。

在上述饱和状态下, 可以作出正弦波响应的输出幅度和频率的关系; 如果以频率为横坐标, 输出振幅为纵坐标, 可以画出如图 6-9 所示的曲线。

由图可知, 输入振幅大时, 在低频情况下有速度饱和问题, 输入振幅小时, 在高频情况下有加速度饱和问题。另外可知,

直线的左侧是线性区, 直线的右侧是饱和区。例如, 在以输入振幅 10[%] 求取响应的情况下, 其输出振幅在线性区域内仍然是 10[%], 但是由于

$f \approx 12[\text{Hz}]$ 处与最大加速度直线相交, 在此点以上, 随频率的增加, 输出振幅最大加速度直线减小, 象这种小型的伺服机构, 随着输入幅度的不同, 响应上限是不同的, 这一点是必须注意的。

在饱和区内的输入振幅、频率与跟踪误差增大的同时, 出现

跳跃、强制同步现象, 因为跟踪迟延以外的误差增大, 应该使用线性区内的振幅和频率。

3 系统的开环增益
由图 6-8 可得, 系统的开环增 K

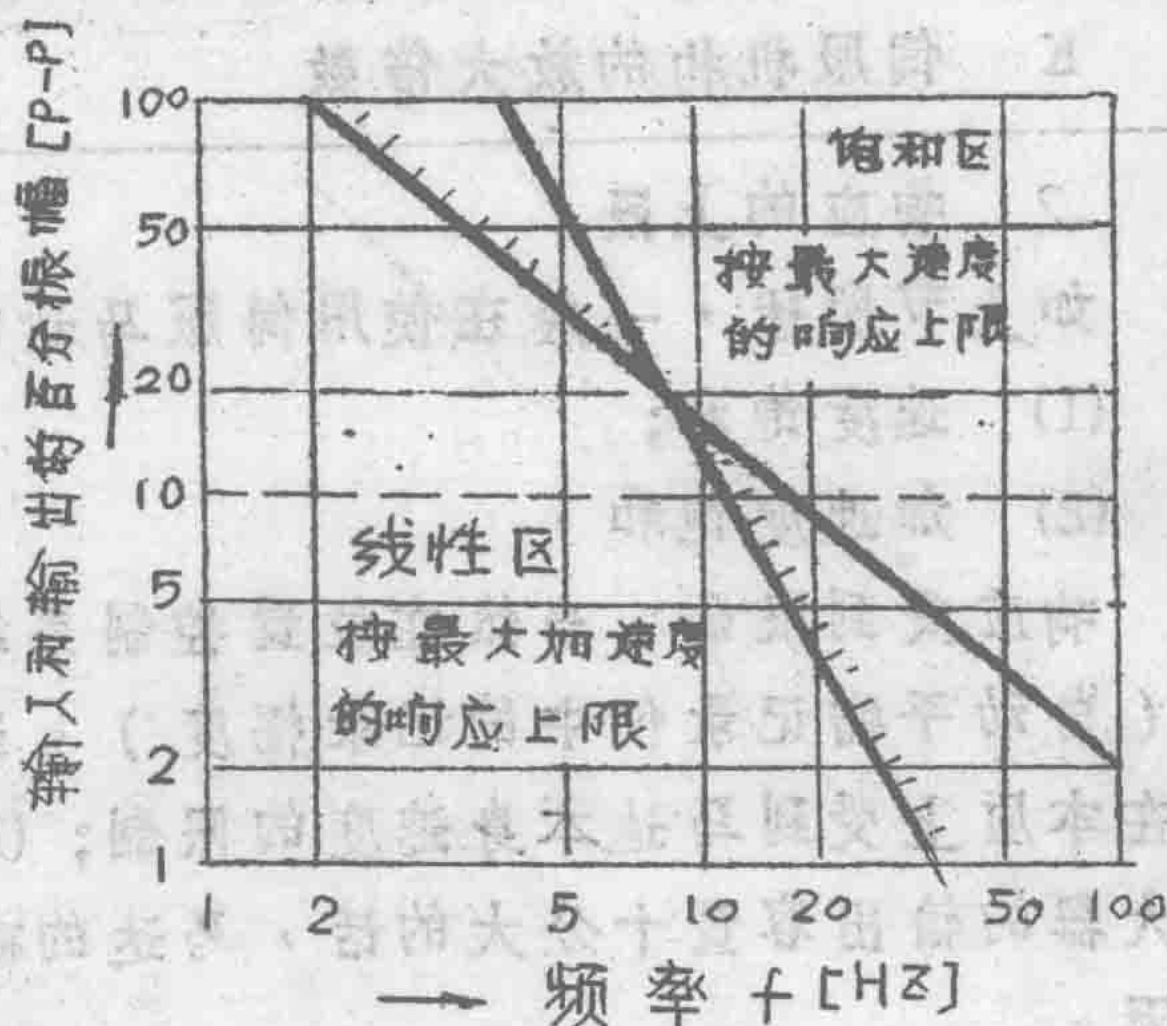


图 6-9 响应上限

$$K = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\Delta}{e_r} \right) \frac{v_{m0}}{60N} \cdot \frac{2\pi R}{L}$$

K 值越小，系统越容易稳定。如 $2\pi R = L$ 时

$$K = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\Delta}{e_r} \right) \frac{v_{m0}}{60N} [S^{-1}] \quad (6-12)$$

假如马达静摩值非常小， Δ/e_r 就变成马达本身的最小起动电压和额定电压之比。对于二相伺服马达约为 $0.02 \sim 0.03$ ，装碳刷的直流马达其值更大。 ε 按工艺要求给定，通常取 $0.001 \sim 0.002$ ， v_{m0} 马达空载转数决定的值。因此，开环增益仅取决于减速比。

另外，负载的静摩擦 F ，非常大，不可忽略的情况下，因为

$$\frac{\Delta}{e_r} = \frac{F_1}{N\tau_{m0}} \quad (6-13)$$

得到

$$K = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{F_1}{N\tau_{m0}} \right) \frac{v_{m0}}{60} \cdot \frac{1}{N^2} [S^{-1}] \quad (6-14)$$

即如果负载的静摩擦很大，开环增益与减速比的平方分之成比例。一般，要求高速反应的仪表伺服系统中，负载的摩擦多数是不可忽略的。

另外，一般仪表伺服系统，全刻度（记录幅度）的行程时间按工艺要求给定，设它为 t_0 ，则

$$t_0 = \frac{60N}{v_{m0}} [S] \quad (6-15)$$

因此，

$$K = \frac{60}{\varepsilon} \cdot \frac{F_1}{\tau_{m0} v_{m0}} \cdot \frac{1}{t_0^2} [S^{-1}] \quad (6-16)$$

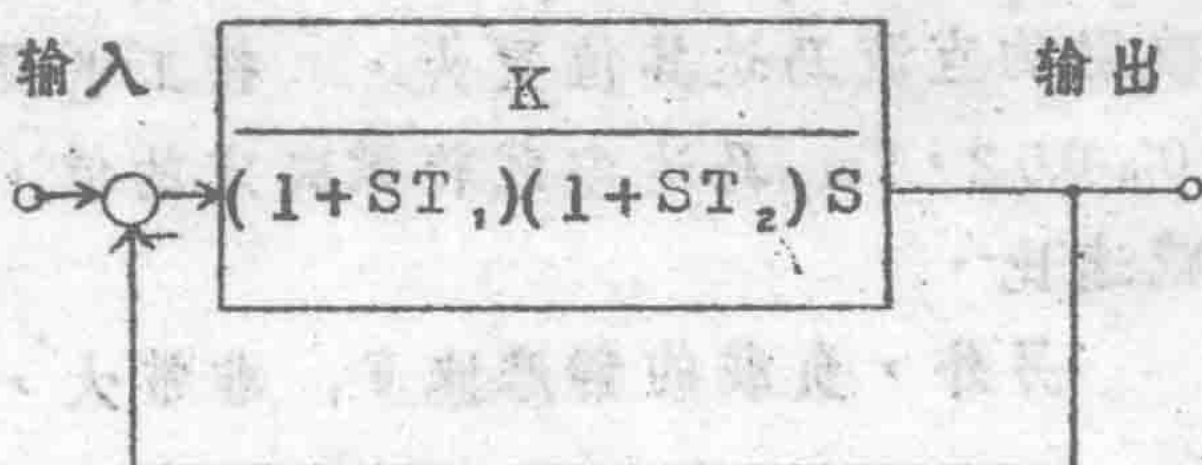
由于 K 对伺服系统的稳定性有重大的影响。此值应尽可能小为好。 ε 、 t_0 因为在设计时作为工艺要求已被给定，要使 K 小就希望 F_1

小, τ_{m0} 大。这就要尽可能用负载静摩擦小的机构进行设计, 而且使用容量大的马达, 在式 (6-16) 中, 如 $\varepsilon=0.001$, $F_1/F_{m0}=1$, $t_0=0.25[s]$, $v_{m0}=2400[rpm]$, 则

$$K = 400$$

4. 稳定性

忽略图 6-8 中的全部非线性特性来研究线性时的稳定性, 这是考虑仪表伺服系统的基本方法, 简化的方块图如图 6-10。



在自动控制系统的稳定性的判别法中, 有乃氏定理 (Nyquist)、波德图 (Bode) 或赫尔维茨 (Hurwitz) 定理等能够

解决很多问题。在这里, 使用以在控制系统中包含的参数作为座标轴的稳定判别法。下面对仪表伺服系统的稳定性进行讨论。

图 6-10 伺服机构的简化方块图

图 6-10 的特性方程式为:

$$F(s) = T_1 T_2 s^3 + (T_1 + T_2) s^2 + s + K \quad (6-17)$$

以 $s=j\omega$ 代入, 并将实部和虚部分别等于零, 得到:

$$\left. \begin{aligned} -(T_1 + T_2) \omega^2 + K &= 0 \\ -T_1 T_2 \omega^3 + \omega &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (6-18)$$

消去式 (6-18) 中的 ω , 就得到

$$K = \frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2} \quad (6-19)$$

这是稳定与不稳定的边界条件, 与赫尔维茨定理导出的条是一致

的。开环增益 K 如比右边大的话，系统就不稳定，如比右边小的话，系统就是稳定的。选 T_1 、 T_2 为座标轴，对于 $K=10$ 、 100 、 1000 如描绘式 (6-19) 就能得到图 6-11，把它称为稳定临界曲线。在这种情况下，稳定临界曲线的右上侧是稳定的，左下侧则是不稳定的。如果使不稳定区内的 T_1 、 T_2 、 K 组合，系统的响应就是发散的，如果使稳定区内 T_1 、 T_2 、 K 组合，系统的响应就是收敛的，例如在 $K=1000$ 、 $T_1=10$ (ms) 的情况下，假使设 T_2 在 1 (ms) 以下系统就变得不稳定，而且想使系统过阻尼的话，必须要把 T_2 变得更小。为此，采用某些稳定措施就成为必要起来。

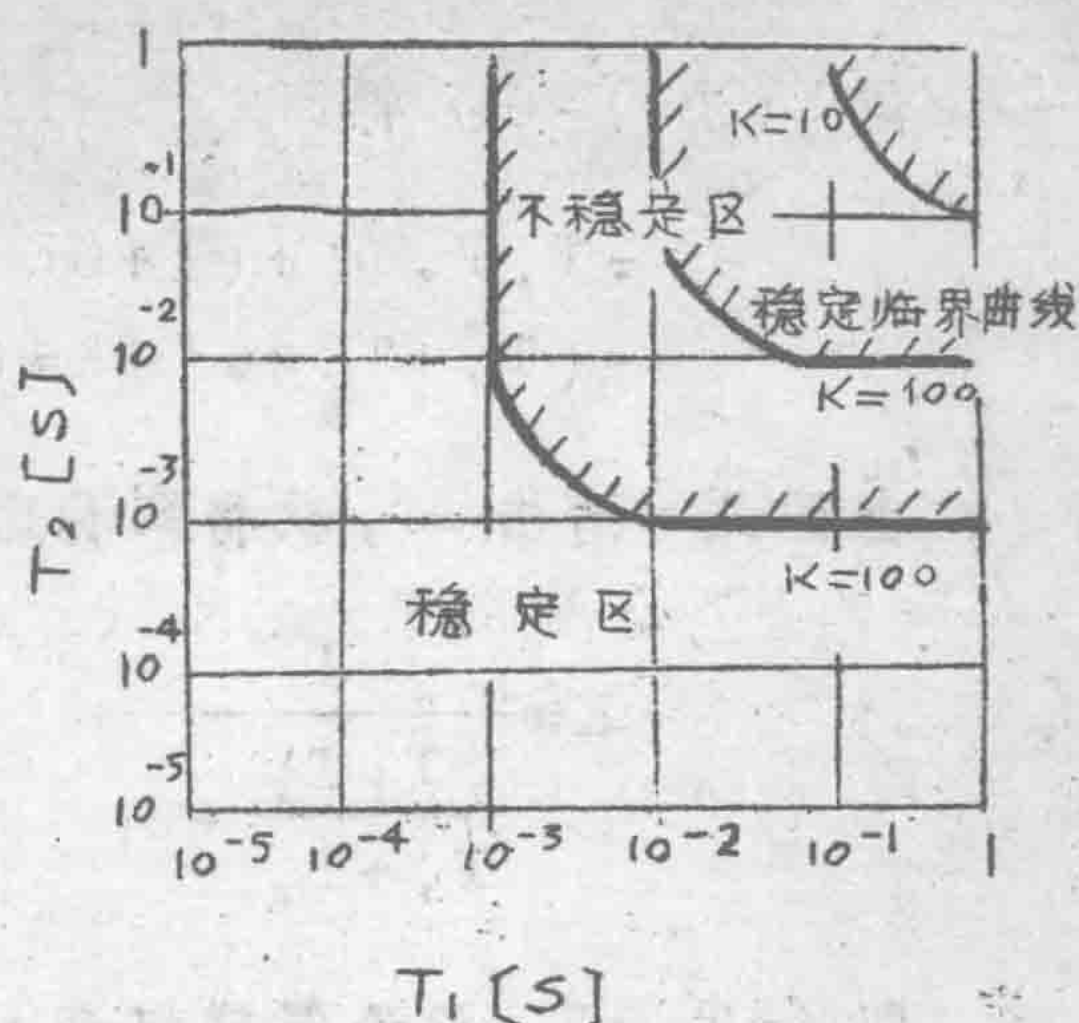


图 6-11 对图 6-10 的稳定判别图

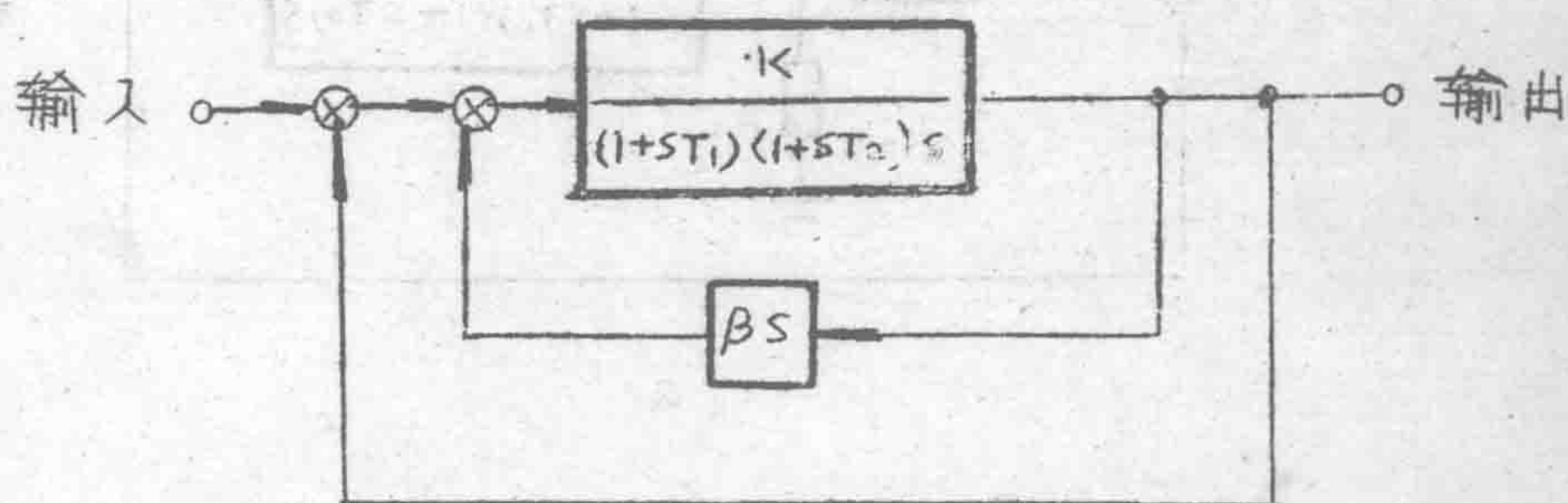


图 6-12 用测速发电机的稳定化法

在图 6-12 上表示使用测速发电机的稳定化系统，这种情况下的特性方程：

$$F(s) = T_1 T_2 s^3 + (T_1 + T_2) s^2 + (1 + \beta K) s + K \quad (6-20)$$

使 $F(j\omega)=0$ ，得到

$$\begin{aligned} -T_1 T_2 \omega^2 + (1 + \beta K) &= 0 \\ -(T_1 + T_2) \omega^2 + K &= 0 \end{aligned} \quad (6-21)$$

由两式，消去 ω^2 ，就得到稳定或不稳定的边界条件

$$K = \frac{1}{\frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} - \beta} \quad (6-22)$$

即 K, T_1, T_2 无论怎样组合，如能使 β 接近于 $T_1 T_2 / (T_1 + T_2)$ 等式右边因为会变得大许多。图 6-12 所示的系统一定能够稳定。

下面介绍使用 RC 相位校正回路的稳定化方法。象图 6-13 (a) 所示那样，相位校正回路加在输入部分或伺服放大器的直流放大部分。设 $RC = T_m, R_0 / (R_0 + R) = m$ ，图(a)就能改画成图(b)的样子。

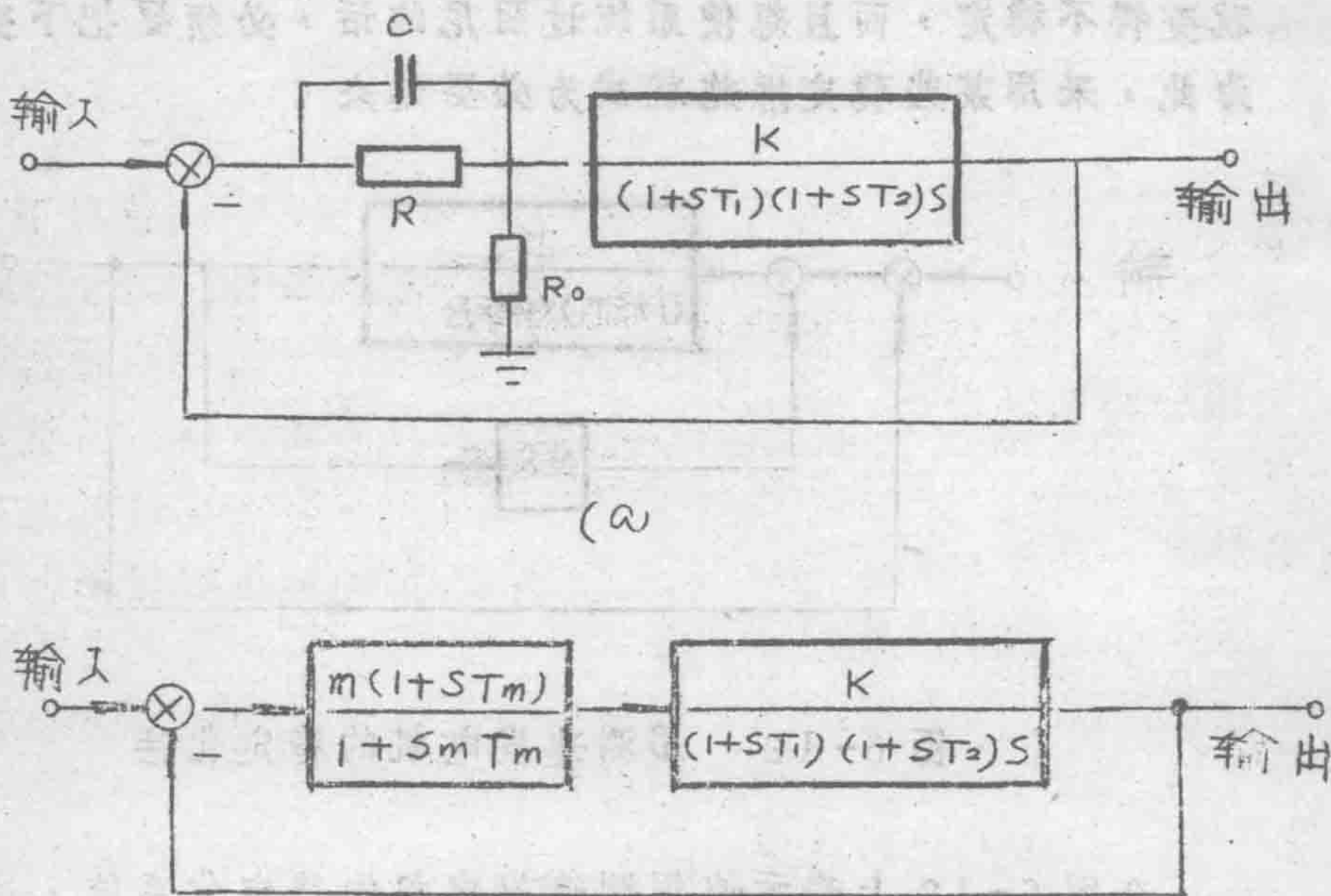


图 6-13 根据 RC 相位校正回路的稳定化法

$$F(s) = T_1 T_2 m T_m S^4 + \{T_1 T_2 + (T_1 + T_2) m T_m\} S^3 + (T_1 + T_2 + m T_m) S^2 + (1 + K_0 T_m) S + K_0 \quad (6-23)$$

$$K_0 = mK$$

在这里，必须注意由图(b)可知的那样，环路的开环增益变为 mK ，相位校正回路的分压比 m 如果一改变，开环增益就完全变了。如前所述，因为一改变开环增益，伺服机构的灵敏度就改变了，所以改变 m ，实际上 K 也改变。因此，使 mK 与按工艺过程要求给定的大小 K_0 保持一定是必要的。

根据 $F(j\omega) = 0$ ，如把实部和虚部分开，得到：

$$T_m = \frac{1}{K_0 (1 - T_1 T_2 \omega^2)} \left\{ (T_1 + T_2) K_0 - 1 - (T_1^2 + T_2^2) \omega^2 - (T_1 T_2)^2 \omega^4 \right\}$$

$$m = \frac{K_0}{\omega^2} \cdot \frac{K_0 - (T_1 + T_2) \omega^2}{(T_1 + T_2) K_0 - 1 - (T_1^2 + T_2^2) \omega^2 - (T_1 T_2)^2 \omega^4} \quad (6-24)$$

在 $K_0 = 600$, $T_1 = 0.028[s]$, $T_2 = 0.078[s]$ 的情况下，把 ω^2 作为参量，能画出图 6-14 所示的临界稳定曲线。即图 6-14 表示了系统的开环增益和时间常数预先给定时，对稳定化相位校正回路的时间常数 T_m 和分压比 m 怎样选择为好。本例的情况，分压比为在 0.07 以上，无论怎样选择时间常数，可以知道系统不会稳定。另外，如把 T_m 大于 0.02，分压比逐渐变小，系统一定稳定。理论上是这样说，作为实际问题，把分压比变小，伺服放大器的增益就要增加，放大器的噪声就要增大，从这个观点出发，选 $T_m = 0.02 \sim 0.06[s]$ 是比较适当的。

5. 过阻尼区的决定

非线性控制系统，或三阶以上的线性控制系统的解析是非常麻烦的。在二阶线性控制系统中，如果已知固有频率 ω_0 和阻尼