

补偿伺服系统速度误差和 加速度误差的方法

王 毅、魏忠和

一、前 言

跟踪系统中，以速度负反馈来提高稳定性是一种有效和常用的手段，但同时增加了稳态跟踪误差。如有引导系统能提供跟踪速度信号，则可补偿此误差（复合控制法）。本文叙述在无速度信号可资利用时，采用带低通滤波器的速度正反馈回路（速度滞后补偿法）来补偿此误差。实验表明它与复合控制法实际可达到的效果相近。并于1973年已用于光学跟踪伺服系统。

二、系统的速度和加速度滞后误差

图1是一个线性单回路伺服系统。

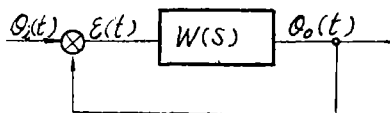


图1 单回路系统

如果忽略外部干扰的影响，在输入端作用一个连续时间的变化量，则指令输入 $\theta_i(t)$ 和实际输出 $\theta_o(t)$ 之间将存在一个稳态误差 $\epsilon_\infty(t)$ 。如已知输入函数的各次导数，则系统的稳态误差一般表达式为：

$$\epsilon_\infty(t) = C_0 \theta_i(t) + C_1 \dot{\theta}_i(t) + C_2 \ddot{\theta}_i(t) + \dots + C_i \theta_i^{(i)}(t) + \dots \quad (1)$$

其中 $\theta_i(t)$, $\dot{\theta}_i(t)$ …… 是输入信号的各次导数，而 (1) 式中的系数 $C_0, C_1 \dots C_i$

……称为系统的稳态误差系数，它们的数值取决于系统的结构。如果系统的闭环传递函数 $\phi(s)$ 可以写为下式：

$$\phi(s) = \frac{b_0 + b_1 s + b_2 s^2 + \dots + b_m s^m}{1 + a_1 s + a_2 s^2 + \dots + a_n s^n} \quad (2)$$

式中 $m \leq n$ ，能够推导出^[1]：

$$\begin{aligned} C_0 &= 1 + b_0 \\ C_1 &= a_1 + b_1 - C_0 a_1 \\ C_2 &= a_2 - b_2 - C_0 a_2 - C_1 a_1 \dots (3) \\ &\dots \dots \dots \\ C_i &= a_i - b_i - C_0 a_i - \sum_{l=1}^{i-1} C_l \cdot a_{i-l} \end{aligned}$$

众所周知， C_0, C_1, C_2 分别称之为位置、速度、加速度误差系数，它们的倒数分别称之系统的位置、速度、加速度品质因数，并以 K_p, K_v, K_a 表示。则系统的稳态误差可简化为：

$$\epsilon_\infty(t) = \frac{\theta_i(t)}{K_p} + \frac{\dot{\theta}_i(t)}{K_v} + \frac{\ddot{\theta}_i(t)}{K_a} + \dots \quad (4)$$

显然，系统稳态误差不仅取决于系统本身的性质，还与控制信号有关。

这里主要讨论一阶无差系统，在不同形式的控制信号下的稳态误差。

在位置信号作用下，系统的位置误差 ϵ_p 为：

$$\epsilon_p = 0$$

当系统输入信号是随时间增长的函数（等速信号）其速度滞后误差 ϵ_v 为：

$$\epsilon_v = \frac{\dot{\theta}_i(t)}{K_v} \quad (5)$$

当输入信号是随时间平方增长的函数（加速度信号），其加速度滞后误差 ϵ_a 为：

$$\varepsilon_{\infty} = \frac{\ddot{\theta}_i(t)}{K_a} \dots\dots\dots (6)$$

在跟踪时，运动目标输入角 $\theta_i(t)$ 的高阶导数若很小，则一阶无差系统稳态误差近似为 [2]：

$$\varepsilon_{\infty(t)} = \frac{\dot{\theta}_i(t)}{K_v} + \frac{\ddot{\theta}_i(t)}{K_a} \dots\dots\dots (7)$$

而运动目标的最大速度和最大加速度常常并不同时出现，所以系统稳态误差的最大值，略小于 (7) 式的计算值。

从公式 (7) 看出提高系统的精度，应增大系统品质因数 K_v 和 K_a 值。但是 K_v 和 K_a 值的增加，由于受系统闭环带宽的限制而是有限度的。在这种情况下，采用复合控制或滞后补偿的方法来提高 K_v 和 K_a 值是行之有效的措施。

三、复合控制系统

复合控制系统是开环与闭环控制相结合的系统，即按输入作用及其导数进行控制。它不需扩大系统带宽（对数字伺服系统在较低的采样频率下）将大大地提高系统精度。所以在有引导信息的条件下，它广泛的用于给定速度和加速度较大，跟踪精度较高的系统。

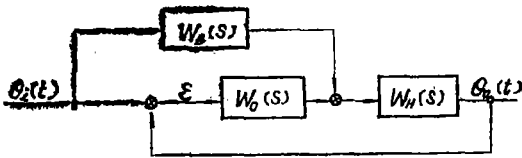


图2 复合控制系统

复合控制系统的结构图示于图2。求出其按偏差调节的等效开环传递函数 $W_c(s)$ [3] 为：

$$\begin{aligned} W_c(s) &= \frac{\phi(s)}{1 - \phi(s)} \\ &= \frac{W_H(s) [W_B(s) + W_O(s)]}{1 - W_B(s) \cdot W_H(s)} \end{aligned} \dots\dots\dots (8)$$

式中闭环系统的传递函数 $\phi(s)$ 为：

$$\phi(s) = \frac{W_H(s) [W_O(s) + W_B(s)]}{1 + W_H(s) W_O(s)}$$

满足不变性条件为：

$$W_B(s) = \frac{1}{W_H(s)}$$

上式可以分解成级数：

$$W_B(s) = \tau_1 s + \tau_1 \tau_2 s^2 + \dots\dots$$

由上式表明，复合控制必须引入输入角 $\theta_i(t)$ 的一次和高次导数。其物理意义是在伺服系统中引入超前信号来补偿滞后。但实际上满足这个条件是困难的。

对于实际系统 (8) 式各环节选取如下形式：

$$\begin{aligned} W_B(s) &= \tau S \\ W_O(s) &= \frac{K_o(T_2 S + 1)}{T_1 S + 1} \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

$$W_H(s) = \frac{K_H}{S(T_H S + 1)}$$

将 (9) 式代入 (8) 式，并令 $\tau K_o = 1$ ，则理论上为速度误差全补偿，此时系统等效为二阶无差系统：

$$\begin{aligned} W_c(s) &= \frac{K_o \cdot K_H \left[\frac{\tau}{K_o} S + \frac{T_2 S + 1}{T_1 S + 1} \right]}{T_H S^2} \end{aligned} \dots\dots\dots (10)$$

系统的品质因数为：

$$\begin{aligned} K_v &= \infty \\ K_a &= \frac{K_o \cdot K_H}{T_H} \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

由 (11) 式可见，当时间常数 T_H 远小于 1 秒时，则正向通道只需要很小的放大倍数 K_o ，便可以获得很大的 K_a 值。但是 (11) 式的计算值与实际结果差异很大，原因是 $\tau K_H = 1$ 的全补偿条件在实践上无法保证。对于具有速度回路的系统，由于内回路的失真及测速机非线性的影响， K_H 不会是恒定的。 τ 值也因为环节非线性的影响不能恒定。这样，实际的复合控制系统就不能等效为二阶无差系统。关于复合控制的不完全补偿，B.A. бесекерский 于 1970 年，在自动调节系统的动态综合一书中也作过些讨论，

但未明确给出 K_v , K_a 的计算公式。

下面讨论不完全补偿即 $1 - \tau K_H \neq 0$ 的情况:

设 $\delta = \frac{1}{1 - \tau \cdot K_H}$ 令为补偿系数。

将 (9) 式代入 (8) 式, 并引入 δ 值得:

$$W_e(s) = \frac{\delta \cdot K_o \cdot K_H \left[\frac{\tau}{K_o} \cdot S + \frac{T_2 S + 1}{T_1 S + 1} \right]}{S(\delta T_H S + 1)}$$

$$= \frac{\delta \cdot K_o \cdot K_H \left[1 + \left(\frac{\tau}{K_o} + T_2 \right) S + \frac{\tau T_1}{K_o} S^2 \right]}{S \left[1 + (\delta \cdot T_H + T_1) \cdot S + \delta \cdot T_H \cdot T_1 \cdot S^2 \right]}$$

利用误差系数公式, 求出 (12) 式的系统品质因数:

$$K_v = \delta K_o \cdot K_H = \delta K_{v_o} \dots (13)$$

式中 K_{v_o} 为系统闭环部分放大倍数。

$$K_a = \frac{\delta \cdot K_o \cdot K_H}{T_1 + \delta \cdot T_H - \frac{\tau}{K_o} - T_2}$$

$$= \frac{K_v}{T_1 + \delta \cdot T_H - \frac{\tau}{K_o} - T_2}$$

即使 $W_H(s)$ 换成较复杂的形式如:

$$W_H(s) = \frac{K_H}{S(T_{H1} \cdot S + 1) \cdot (T_{H2} \cdot S + 1)}$$

系统的 K_v 值仍然与 (13) 式相同, 其 K_a 的表达式为:

$$K_a = \frac{K_v}{T_1 + \delta \cdot (T_{H1} + T_{H2}) - \frac{\tau}{K_o} - T_2}$$

显然, 复合控制系统在不完全补偿的情况下, 不再是二阶无差系统, 但系统的品质因数 K_v 比系统闭环部分的放大倍数 K_{v_o} 提高了 δ 倍, K_a 值也比不引入输入的一阶导数的系统提高了很多。在通常情况下, 复合控制系统按上述方法计算是足够准确的。并应用于数字伺服系统。

举例: 采样频率为 20c/s 的数字复合控

制系统简化后的方框图如图 3 所示

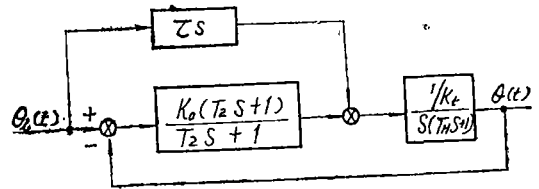


图 3 数字复合控制系统

图中: $K_o = 240$ 伏/度; $K_t = 1$ 伏/度/秒,

$T_1 = 5.5$ 秒; $T_2 = 0.33$ 秒; $T_H = 0.011$ 秒。

在上述参数下, 当振荡指标 $M = 1.4$ 时, 允许的 $\omega_c = 16$ (1/秒)。实际取 $\omega_c = 14$ (1/秒)。

原系统的品质因数为:

$$K_{v_o} = 240(1/秒) K_a = 43(1/秒^2)。$$

取 $\tau = 1$, 实现补偿系数 $\delta = 7$ 的不完全补偿系统品质因数为:

$$K_v = \delta \cdot K_{v_o} = 1680(1/秒)。$$

$$K_a = \frac{K_v}{T_1 + \delta \cdot T_H - \frac{\tau}{K_o} - T_2} = 320(1/秒^2)。$$

实测系统有关数据如表 1 所示。

表 1

参 量	类 别	无 顺 馈	有 顺 馈	实测品质 因数	提高 倍数
速度误差 (20°/s)		5'	40"	1800(1/秒)	7.5
加速度误差 (7°/s²)		10'	1.4'	300(1/秒²)	7.1

但如果按全补偿的二阶无差系统计算:

当 $K_o = 240$; $K_H = 1$ 时

$$则 K_v = \infty; K_a = \frac{K_o \cdot K_H}{T_H} = 21800(1/秒^2),$$

由此可见按全补偿的理论计算与实际差异很大, 而 K_a 值的差别更不言而喻了。一般来讲, 可实现的补偿系数为 $\delta = 5 \sim 10$ 。再提高对系统元件及环节的要求将更加严格。

四、速度、加速度误差 滞后补偿原理

人们知道，要采用复合控制来消除速度误差就必须获得指令输入的速度引导信息。但如象电视跟踪或红外跟踪，目标的速度引导信息是很难测得。这样系统实现复合控制就受到限制，当系统的跟踪精度要求很高，而系统的闭环带宽又被限定，就必须找出新的途径，解决这个矛盾。

首先想到速度负反馈作用，它实质上是对开环系统加了一个误差信号微分项 $\frac{d\varepsilon(t)}{dt}$ ，和一个负值输入信号微分项 $\left[-\frac{d\theta_i(t)}{dt}\right]$ 。而前者相当闭环系统引入开环零点，使误差信号引前以减小系统环节的迟后，从而改善了系统稳定性。后者 $\left(-\frac{d\theta_i(t)}{dt}\right)$ ，当输入信号非恒定时它将存在，则使速度响应变坏，加大系统稳态误差。

为弥补速度负反馈对精度的影响，可以提高系统正向通路的放大倍数，但因系统带宽被限定，将受到限制。另外因输入信号变化率，它一般要比误差信号变化率慢的多，因此在测速机之后加高通滤波器使 $\left[-\frac{d\theta_i(t)}{dt}\right]$ 项隔住。该软反馈校正法，反映在开环对数频率特性上，其低频和高频段，只由直接通路的对数频率特性决定，在中频段，内回路有明显作用，可近似为直接通路与内回路对数频率特性之差。此法虽然比较简单，有一定效果，但因内回路对于低频信息传递能力很差，将影响系统低速平稳性。当高通滤波器使用不当时，也会引起寄生振荡。

从上述讨论得到启发，如在速度反馈通路中同时并联带低通滤波器的速度正反馈，则有输入信号微分项 $\left[\frac{d\theta_i(t)}{dt}\right]$ ，加入系统将有利于提高系统精度，当然系统因加入负值误

差微分项 $\left(-\frac{d\varepsilon(t)}{dt}\right)$ 会影响稳定性，但 $\frac{d\varepsilon(t)}{dt}$ 的高频分量占优势，会被低通滤波器滤掉些，而得到一定的弥补。这种方法，使开环传递函数同时引入了新的零点和极点，其对数频率特性低频段幅值有明显的提高，但不改变中频段的幅值和形状，保证系统有一定稳定裕度。而对速度回路低频响应并没有明显改变，速度负反馈仍对负载扰动有一定抑制作用。该方法对于具有测速机反馈的伺服系统（电气、电液、直接驱动的），均可采用。下面简要介绍它的原理。

一般无补偿伺服系统，忽略高频小时间常数，其方框图简化为图 4。

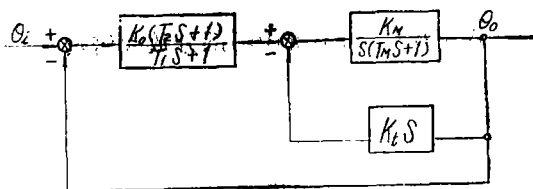


图 4 无补偿伺服系统简化方框图

图中， K_o ：系统正向通路总放大系数， $\frac{T_2 S + 1}{T_1 S + 1}$ ：正向通路的校正网络。
 T_M ：执行机构的机械时间常数。
 K_M ：速度通路传递系数。
 K_i ：测速机反馈传递系数。

系统在低频和中频段的开环传递函数当 $K_M \cdot K_i \gg 1$ 时近似为：

$$W(s) = \frac{K_o \cdot K_H (T_2 S + 1)}{S (T_1 S + 1)} \dots \dots (17)$$

其中 $K_H = \frac{1}{K_i}$ ，为速度回路闭环放大系数。

系统的品质因数为 K_{v0} 、 K_{a0} ，分别求得：

$$K_{v0} = K_o \cdot K_H \quad (1/\text{秒}) \quad \dots \dots (18)$$

$$K_{a0} = \frac{K_o \cdot K_H}{T_1} \quad (1/\text{秒}^2) \quad \dots \dots (19)$$

滞后补偿伺服系统，就是在速度回路引

入负反馈的同时，又并联引入经过时间滞后后的速度正反馈。补偿网络的传递函数为：

$$\frac{u}{\theta_0} = \frac{K_P \cdot S}{T_P \cdot S + 1} \dots\dots\dots(20)$$

补偿系统简化后的方框图如图 5 所示。

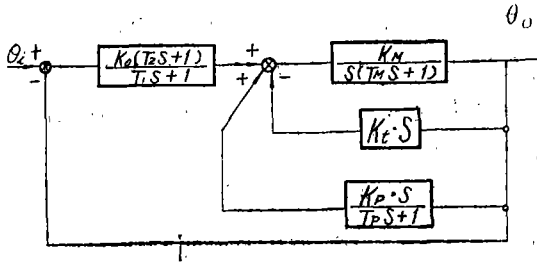


图 5 滞后补偿系统简化方框图

该系统速度回路等效闭环传递函数，当 $K_M K_I \gg 1$ 时：

$$\frac{\theta_0}{u} = \frac{\alpha \cdot K_H (T_P \cdot S + 1)}{S \cdot (\alpha T_P S + 1)} \dots\dots\dots(21)$$

$$\alpha = \frac{1}{1 - K_P \cdot K_H}; \text{称为补偿系数} \dots\dots\dots(22)$$

K_P ：补偿通路测速机正反馈传递系数。
通常讨论系统精度时，只考虑系统低频段，此时系统近似的开环传递函数为：

$$W_P(s) = \frac{\alpha \cdot K_0 \cdot K_H (T_2 S + 1) (T_P S + 1)}{S (T_1 \cdot S + 1) (\alpha \cdot T_P S + 1)} \dots\dots\dots(23)$$

利用误差系数公式，求得该系统品质因数

$$K_{V_P} = \alpha \cdot K_0 \cdot K_H = \alpha \cdot K_{V_0} \dots\dots(24)$$

$$K_{A_P} = \frac{\alpha \cdot K_0 \cdot K_H}{T_1 + (\alpha - 1) \cdot T_P - T_2} \dots\dots\dots(25)$$

选： $K_P < K_I$ 并且 K_P 可以近于 K_I ，所以 $1 - K_P K_H \ll 1$ 则 $\alpha > 1$ ， $K_{V_P} > K_{V_0}$ 。 α 值是系统速度品质因数理论上应该提高的倍数。从 (25) 式可知，当 $T_2 < T_P < T_1$ ， $\alpha > 1$ 时，则 $K_{A_P} > K_{A_0}$ 。这样，引入速度滞后补偿就使速度和加速度滞后误差都减少了，系统精度获得显著提高。

五、滞后补偿对系统稳定性的影响

伺服系统的稳定性是系统品质的基本指标之一。为了避免元件参数变化引起不稳定，系统必须具备稳定裕度。引入滞后补偿并不会严重地影响系统稳定性。只要补偿网络参数选择的合适，其影响表现于过渡响应超调的增量上，完全能控制在 5% 以内。所以补偿网络参数的确定是此方法成效的关键。

补偿网络参数选取的原则是：

1. 对于滞后时间常数 T_P ，应在 T_1 与 T_2 之间取值，即 $T_2 < T_P < T_1$ 。如果系统的稳定裕度、跟踪加速度都较大， T_P 值应该靠近 T_2 ，反之 T_P 值应靠近 T_1 。初次，可取 $T_P = \frac{T_1}{2}$ ，试探后确定。

2. α 值的大小完全由 K_P 值所决定。一般要求 $K_P < K_I$ 。实践上， α 值可在 $(2 \sim T_1/T_2)$ 之间取值，也要通过实验确定。

滞后补偿法也不能获得速度误差全补偿因为若 $K_P \cdot K_H = 1$ ，理论上 $K_{V_P} = \infty$ ； $K_{A_P} = \frac{K_0 \cdot K_H}{T_P}$ ，速度误差得到全补偿。但这时速度的正负反馈相消，系统阻尼明显下降，系统将产生振荡。所以必须保证 $K_P < K_I$ 。另外如选 $T_P < T_2$ ，则系统的对数频率特性的中频段的幅度和形状发生严重变化；稳定性将被破坏，则也必须保证 $T_P \geq T_2$ 。显然 $T_P \rightarrow 0$ 就更不允许。

补偿网络确定后，首先按 (17) 式作无补偿系统的开环对数频率特性 L_{m1} ，再按 (23) 式作滞后补偿系统开环对数频率特性 L_{m2} ，皆示于图 6。

从图 6 所示的补偿系统对数频率特性 L_{m2} ，可知，它附加一个新的惯性环节 $(\alpha \cdot T_P \cdot S + 1)$ 和微分环节 $(T_P \cdot S + 1)$ 这只改变原系统对数频率特性低频段的形状和

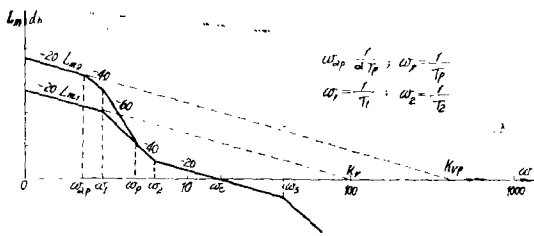


图6 原系统和补偿系统对数频率特性

幅值，而中频段保持不变。则补偿后幅稳定裕度不发生变化。

又因系统在低频段同时引入了积分时间常数和微分时间常数，它们在截止频率 ω_c 处产生的附加滞后相角很小，则对系统过渡响应无明显影响。

对于 ω_c 之前的开环对数频率特性上的转接点 (T_1 ; $\alpha \cdot T_P$; T_P 点)，应该用相角裕度公式 (26) 进行核算。

$$\theta_B = \gamma(\omega_c) = \pi - \nu \cdot \frac{\pi}{2} - \sum_{i=1}^k \arctan T_i \omega_c + \sum_{j=1}^l \arctan \frac{1}{T_j \omega_c} \quad (26)$$

要求上述各转接点的相角裕度大于 0° ，保证系统处于应急状态时，不产生振荡。

六、引入滞后补偿对速度回路的形响

扼要讨论引入速度滞后补偿对速度回路的影响。首先把滞后补偿系统的方框图变成图7的形式：

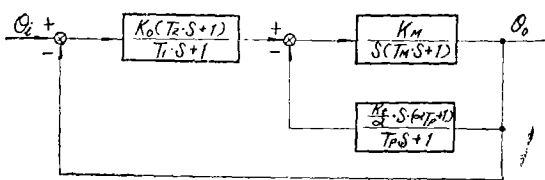


图7 补偿系统速度通路等效后方框图

图7中把测速机正馈和负馈两个通路并联等效传递函数 $W_g(s)$ 为：

$$W_g(s) = \frac{K_v}{\alpha} \cdot \frac{S \cdot (\alpha \cdot T_P \cdot S + 1)}{T_P \cdot S + 1} \quad \dots (27)$$

因 $K_v > K_P$ ，速度反馈的总效果为负值。从 (27) 式可知，滞后补偿使系统速度回路发生了某些变化，它使速度回路开环放大倍数 K_P 下降 α 倍，其次是速度回路的开环传递函数增加一个微分环节 ($\alpha T_P S + 1$) 和一个惯性环节 ($T_P S + 1$)。这些会对速度回路产生一定的影响。

对于速度回路的稳定性，若选 T_P 和 α 值保证 $\alpha T_P > T_M$ ，所引入的微分和积分二时间常数，只稍许改变其开环对数频率特性低频段的形状，而中频段不变。则速度回路幅稳定裕度不变。这两个时间常数对回路截止频率 ω_c 处相角稳定裕度影响不大，则速度回路的稳定性基本不变。

对于速度回路的过渡响应，由 (21) 式可知，决定补偿系统的这个响应时间为 $\alpha T_P t_{\Sigma}$ 而原速度回路的响应时间大约为 $\frac{1}{1.5 \omega_c}$ 。显然这使速度回路过渡响应时间加大。对于有半自动操纵和捕获要求的系统，应采取必要措施，能解决这个问题。

对于系统力矩误差^[5]，经计算可以发现，系统引入滞后补偿，虽然使速度回路开环放大倍数 K_P 降低 α 倍，但是由于系统速度品质因数 K_V 也提高 α 倍，系统负载力矩误差值仍然保持不变。

七、滞后补偿伺服系统的计标与实验

1. 电视跟踪伺服系统

无补偿伺服系统，若只考虑在低频和中频段的时间常数，其传递函数为：

$$W(s) = \frac{K_v \cdot (T_2 \cdot S + 1)}{S \cdot (T_1 \cdot S + 1)}$$

其中： $T_1 = 7$ 秒； $T_2 = 0.54$ 秒

$$K_v = 100 (\text{1/秒}) \quad K_a = \frac{K_v}{T_1}$$

$$= 14(1/\text{秒}^2)$$

ω_c 处相角裕度 $\theta_D = 43^\circ$ (计算值)

其他主要小时间常数: $T_M = 1/45$ 秒; ω

$$= 90(1/\text{秒})$$

绘出原系统开环对数频率特性 L_{m1} , 于

图 8。

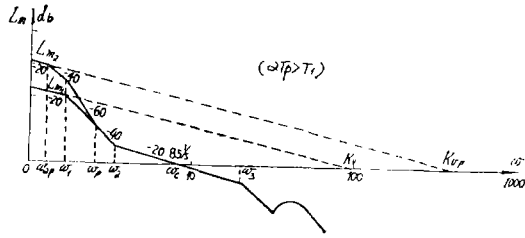


图 8 电视跟踪系统对数频率特性。

滞后补偿系统按上面原则选补偿网络:

$$T_p = 2.2 \text{ 秒}; K_i = \frac{1}{12.2} \text{ 伏/秒/秒};$$

$$K_{v,p} = 1/16.4 \text{ 伏/秒/秒}.$$

计算出: $\theta_{n,p} = 40^\circ$; $\alpha = 4$ 。而实测 $\alpha =$

6。

绘制补偿系统开环对数频率特性 L_{m2} ,

示于图 8。按 (24) 式和 (25) 式计算出:

$$K_{v,p} = 400(1/\text{秒}); K_{a,p} = 30(1/\text{秒}^2).$$

滞后补偿伺服系统实测结果见表 2~4。

表 2 跟踪精度的对比。

项 目	类 别		提高倍数	备 注
	无补偿	有补偿		
等速跟踪 $\theta_1 = 5^\circ/\text{s}$	3.3'	0.9'	3.6	
正弦跟踪 $\Gamma = 62\text{s}, \theta_1 = \pm 50^\circ$	3'	1.5'	2	不计掉转误差

表 3: 系统品质因数对比。

项 目	类 别	无补偿		有补偿		提高倍数	
		计算值	实测值	计算值	实测值	计算值	实测值
速度品质因数 $K_v (1/\text{s})$		100	400	360	4	3.6	
加速度品质因数 $K_a (1/\text{s}^2)$		14	30	28	>2	2	

表 4: 系统过渡响应对比。

参 量	类 别		备 注
	无补偿	有补偿	
超调量 σ	40%	45%	
振荡次数 N	1	1	
归零误差	$\leq 7''$	$\leq 7''$	

2. 红外跟踪伺服系统

无补偿伺服系统若只考虑低频和中频段的时间常数, 其传递函数仍为:

$$W(s) = \frac{K_p \cdot (T_2 s + 1)}{s (T_1 s + 1)}$$

其中: $T_1 = 3$ 秒; $T_2 = 0.2$ 秒;

$$K_i = 300(1/\text{秒}) K_o = 100(1/\text{秒})$$

ω_c 处相角裕度 $\theta_n = 60^\circ$ (计算值)

其他主要小时间常数: $T_{11} = 1/100$ 秒;

$$f_M = 55 \text{ c/s}.$$

绘出原系统开环对数频率特性 L_{m1} 于图 9。

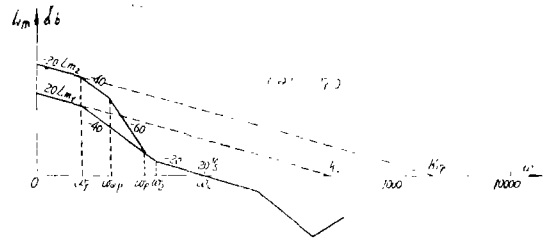


图 9 红外跟踪系统对数频率特性

滞后补偿系统按上面原则选补偿网络:

$$T_p = 0.24 \text{ 秒}; \alpha = 5; \theta_{n,p} = 58^\circ \text{ (计算值)}$$

值)

绘出补偿系统开环对数频率特性 L_{m2} 于图 9。按 (24) 式和 (25) 式计算出:

$$K_{v,p} = 1500(1/\text{秒}) K_{a,p} = 420(1/\text{秒}^2)$$

滞后补偿系统实测结果, 见表 5~7。

表 5: 跟踪精度的对比。

项 目	类 别		提高倍数	备 注
	无补偿	有补偿		
速度误差 $\dot{\theta}_i = 20^\circ/S^2$	4.3'	50"	5	
加速度误差 $\ddot{\theta}_i = 7^\circ/S^2$	5'	55"	≥ 5	

表 6 系统品质因数对比。

项 目	类 别	有补偿		提高倍数	
		计算值	实测值	计算值	实测值
速度品质因数 $K_v (1/s)$	300	1500	1440	5	近于 5
加速度品质因数 $K_a (1/s^2)$	100	420	450	4.5	≥ 5

表 7 系统过渡响应对比。

参 量	类 别		备 注
	无补偿	有补偿	
超调量: σ	15%	20%	
振荡次数: N	1	1	
过渡时间: T	1 秒	1 秒	
归零误差	$\leq 10''$	$\leq 10''$	

八、结 论

现将复合控制与滞后补偿总结和对比。

1. 速度滞后补偿法是非单位反馈的具

体应用。与复合控制相比有相似之处，它利用输出量的速度信息代替了输入量的速度信息。所以也把滞后补偿称之为等效复合控制。

2. 两种方法对速度，加速度误差有较明显的补偿，但都不能实现完全补偿。复合控制作用是人们熟知的，而滞后补偿的作用是在动态不减弱速度负反馈，稳态时使速度负反馈减少。

3. 两种方法对系统稳定性的影响有所不同。复合控制对系统绝对稳定性没有影响，只使稳定裕度和过渡响应稍有变化。而滞后补偿系统，虽然也可以作到对系统过渡响应影响不大，但它会使转接点 ($T_1; T_P; aT_P$) 的相位滞后较大，要进行核算。

参 考 文 献

1. 频率法自动调节理论。H·T·库佐夫柯夫。
2. 雷达随动系统基础。张以杰编。
3. 用对数频率特性法计算复合控制的随动系统时等值传递函数的应用。B·A·别塞克尔斯。
4. 日本特许公报，昭和 43 年 (1968 年) —24638。
5. 小功率随动系统的设计。B·A·别塞克尔斯