

自动振幅控制系统的分析与设计

连绥仁

(石油部地球物理勘探局研究院)

摘 要

自动振幅控制系统是非线性闭路控制系统。本文研究它的静态和动态性能及设计方法，证明了系统的静态压缩精度完全取决于环路增益。如在环路中使用一个积分器，系统的静态性能将得到改善。本文还研究了一阶及二阶自动振幅控制系统低通滤波器参数的设计问题，导出了设计公式，并证明了二阶系统的动态性能优于一阶系统。还分析了输出信号波形畸变的原因，介绍了减少畸变的方法。

一、零型自动振幅控制系统

振幅控制在振动台控制技术中是一个重要问题^[1]。图1是自动振幅控制系统的方块

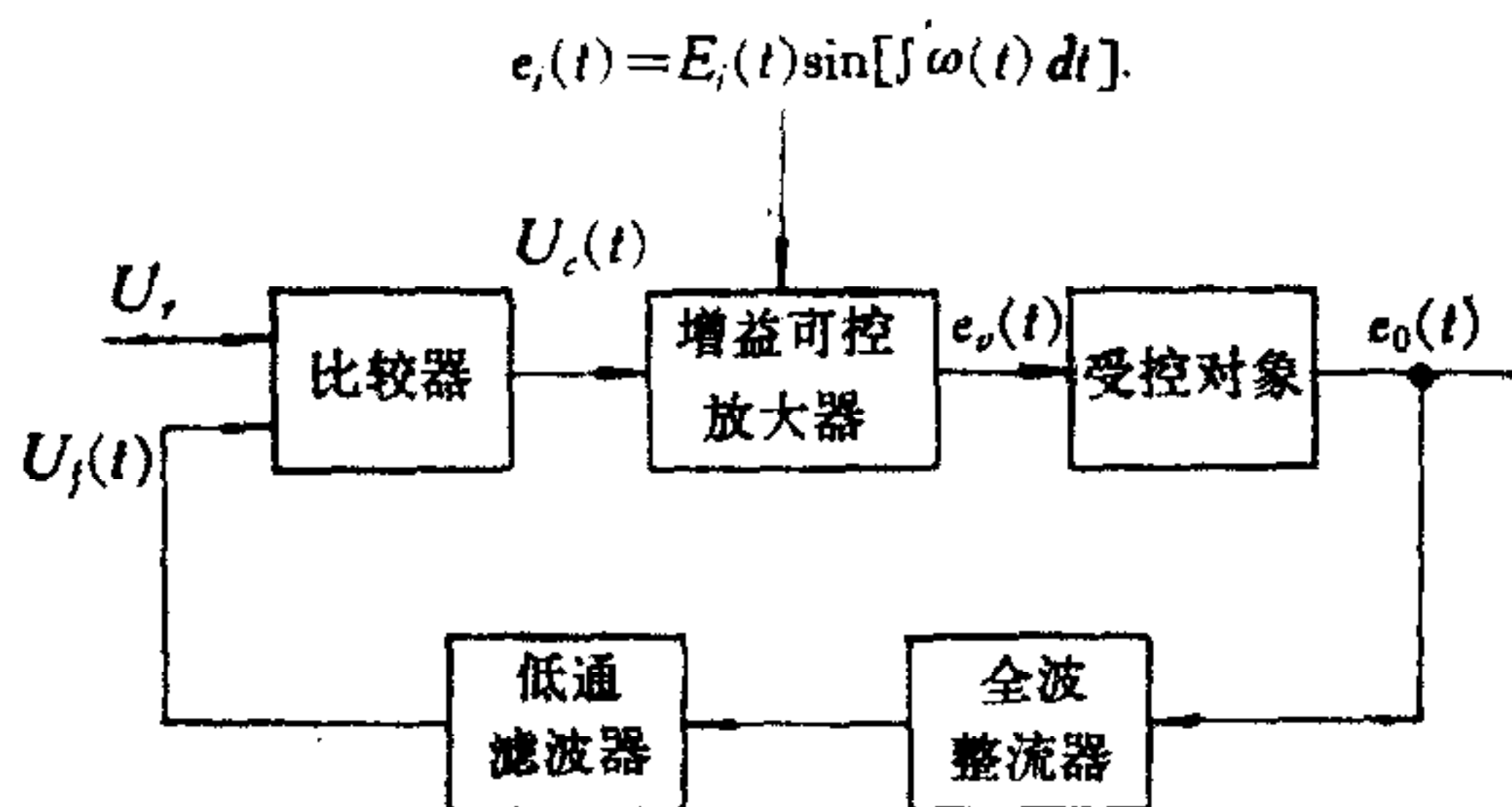


图 1

图.受控对象是输入输出为正弦函数的任何物理系统,造成输出信号振幅变化的主要原因有两种:1)输入信号 $e_i(t) = E_i(t) \sin \left[\int \omega(t) dt \right]$ 的振幅 $E_i(t) = \text{const}$ 在频率变化时输出信号的振幅随之改变;2) $e_i(t)$ 的振幅 $E_i(t)$ 本身的变化引起输出信号幅度的改变。无论是什么原因,都可通过调节增益可控放大器的放大倍数来保持输出信号振幅的恒定。

假定增益可控放大器的频带很宽,在使用的频率范围内可以认为 $|H_{\mu}(j\omega)| = 1$, $\phi_{\mu}(\omega) = 0$, $E_i(t)$, $U_c(t)$ 及 $\omega(t)$ 的变化十分缓慢。由于受控对象工作在稳态,所以输出信号的振幅为

$$E_o(t) = \mu(U_c(t)) |H(j\omega(t))| E_i(t). \quad (1)$$

低通滤波器和整流器的特性方程为

$$\left(a_n \frac{d^n}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} + \cdots + a_1 \frac{d}{dt} + 1 \right) U_f(t) = K_f E_o(t). \quad (2)$$

式中 K_f 是整流器的传递系数, 定义为整流器输出的直流分量与它的输入正弦信号的振幅 E_o 之比. 比较器的特性方程是

$$U_c(t) = U_r - U_f(t). \quad (3)$$

式(1),(2)和(3)决定了自动振幅控制系统的静态和动态性能. 其中 U_r 是系统的输入量; $E_o(t)$ 是输出量; $E_i(t)|H(j\omega(t))|$ 是系统的一个结构参数, 它随工况变化. 从自动控制的角度看, 在 U_r 给定时, $E_o(t)$ 的稳态值受 $E_i(t)|H(j\omega(t))|$ 变化的影响应尽量小, 并且在 $E_i(t)|H(j\omega(t))|$ 改变时, $E_o(t)$ 能够迅速回到稳态值.

通常假定 $E_i(t)$ 围绕某个值作微小变化, 然后对式(1)进行线性化^[2,3]. 实际上, 输入信号幅度的变化范围往往很宽. 本文在进行线性化时则允许 $E_i(t)$ 任意改变, 并假定 $E_o(t)$ 的变化很小. 虽然, 这仍是一个近似假定, 但比假定 $E_i(t)$ 作微小变化更为可取, 此外 $e_o(t)$ 的非线性失真亦是一个重要问题^[2,4]. 本文讨论了它产生的原因, 减少或补偿失真的方法, 导出了过渡过程调节时间 t_s 、频率为 f 时的失真度 η 与整流器传递系数 K_f 之间的关系式. 在一定条件(此条件通常满足)下, 当失真度相同时, 二阶自动振幅控制系统的过渡过程调节时间小于一阶系统.

二、系统的静态特性

决定自动振幅控制系统静态控制特性的主要因素是增益可控放大器的特性. 可以用来实现增益控制的器件有二极管、双极晶体管、JFET, MOSFET、光敏电阻器和模拟相乘器. 除模拟相乘器外, 用这些器件构成的增益可控放大器的增益控制特性 $\mu(U_c)$ 是非线性的. 实验表明, 它可以表示成

$$\mu(U_c) = \begin{cases} \mu_0, & U_c > U_{co}, \\ \mu_0 e^{\frac{U_c - U_{co}}{\alpha}}, & U_c \leq U_{co}. \end{cases} \quad (4)$$

其中 $\alpha = \text{Const} < 1$, 它由所用的具体器件决定.

由式(1)和(4), 当 $U_c \leq U_{co}$ 时, 如果输入信号的振幅为 E_i , 频率为 ω 时, 输出信号幅度 E_o 为

$$E_o = \mu_0 e^{\frac{U_c - U_{co}}{\alpha}} |H(j\omega)| E_i. \quad (5)$$

在静态时由式(2),(3)得

$$U_c = U_r - K_f E_o. \quad (6)$$

把式(6)代入式(5)然后求对数得

$$\left(\alpha \frac{\ln E_o}{E_o} + K_f \right) E_o = \alpha \ln [E_i \mu_0 |H(j\omega)|] + U_r - U_{co}. \quad (7)$$

在 1.7 伏 $< E_o < 5.5$ 伏的范围内, 近似式 $\ln E_o / E_o \approx 1/3$ 的误差为 $\pm 10\%$; 在 1.4 伏 $< E_o < 10$ 伏时其误差为 -10% 到 $+30\%$; 当 E_o 取其它值时 $\ln E_o / E_o < 1/3$. 同时, 在

后面将看到,为了得到压缩精度(定义见下面)较高的自动振幅控制系统,应选用 $\alpha \ll 1$ 的器件,并提高 K_f 值. 在设计和实际实现时总是能够做到 $\alpha \ln E_o/E_o \ll K_f$, 所以把近似式 $\ln E_o/E_o \approx 1/3$ 用于式(7)引起的误差甚小,于是

$$E_o = \{2.3\alpha \lg[\mu_o |H(j\omega)| E_i] + U_r - U_{co}\} / (K_f + \alpha/3). \quad (8)$$

在 $|H(j\omega)| E_i = 1$ 时

$$E_o = E_{oo} = (2.3\alpha \lg \mu_o + U_r - U_{co}) / (K_f + \alpha/3). \quad (9)$$

显然,式(8)在 $E_i \geq E_{oo}/\mu_o$ (若 $|H(j\omega)| = 1$ 成立)时成立. 当 $E_i < E_o/\mu_o$ 时,

$$E_o = \mu_o E_i.$$

由(8)式可见, ω 的变化对 E_o 的影响与 E_i 变化所产生的影响等效, 故只需讨论 E_i 变化所产生的影响. 若输入信号的振幅由 E_{i1} 变为 E_{i2} , 相应的输出幅度分别为 E_{o1} 和 E_{o2} , 把 $\pm 10 \lg(E_{o2}/E_{o1})$ dB 称作压缩范围为 $20 \lg(E_{i2}/E_{i1})$ dB 时的压缩精度. 由式(8)并利用式(9)可得到压缩精度表达式为

$$\pm 10 \lg \frac{E_{o2}}{E_{o1}} = \pm 10 \lg \left[1 + \left(2.3 \lg \frac{E_{i2}}{E_{i1}} \right) / \frac{K_f E_{oo}}{\alpha} \right]. \text{ dB} \quad (10)$$

其中 $K_f E_{oo}/\alpha$ 是自动振幅控制系统的环路增益, 它完全决定了系统的压缩精度. 图 2 是一个自动振幅控制系统的静态控制特性. 图中给出了按(8)式计算的静态控制特性及实测结果. 当 E_i 在 56dB 的范围内改变时, E_o 的变化不超过 ± 1 dB. 计算结果与实测结果吻合. 在 E_i 很大时, 由于增益可控放大器的增益控制灵敏度降低, 因此两者不再吻合.

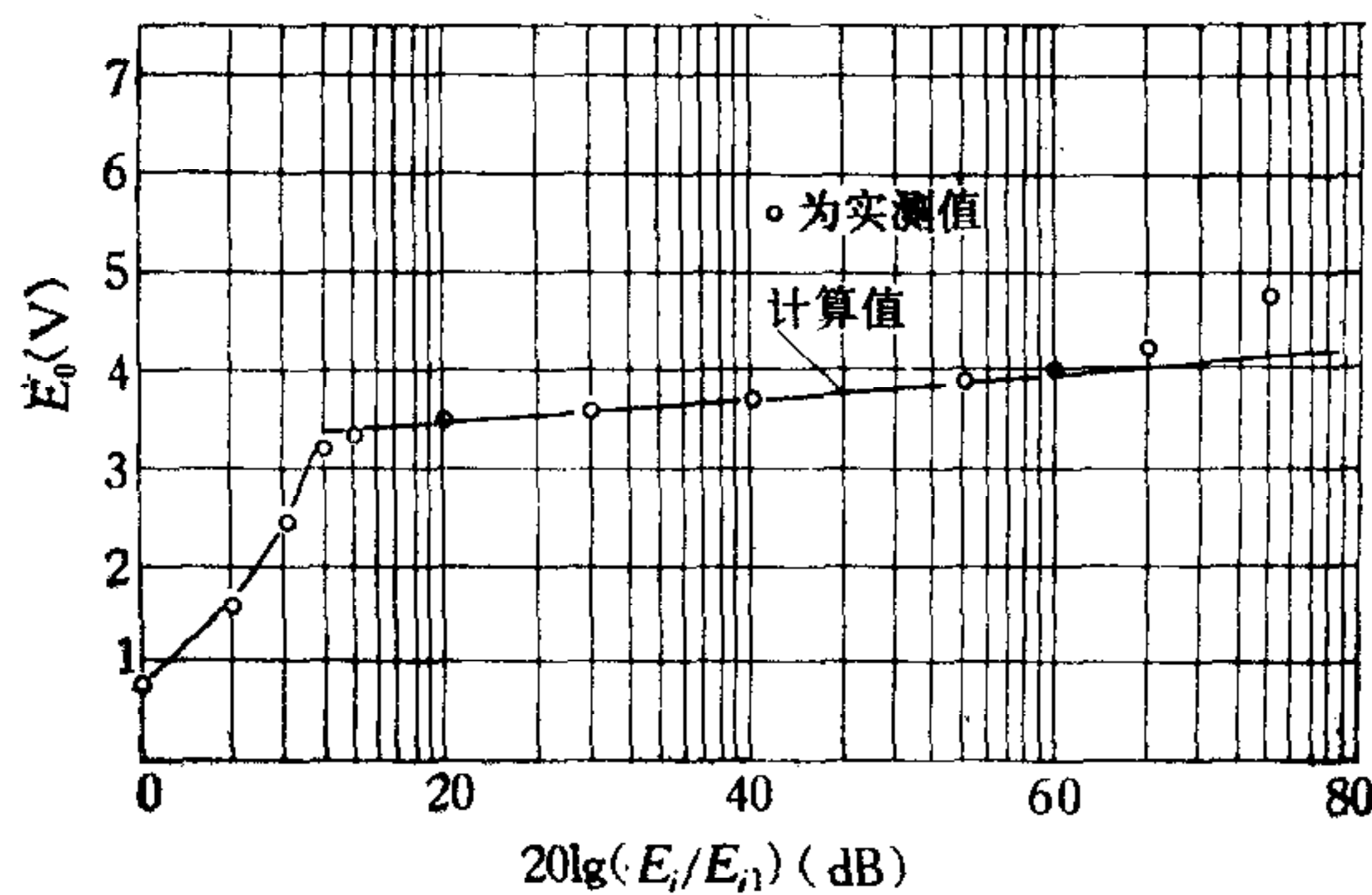


图 2

三、稳定性与动态性能

如果输入信号频率是 ω , 在 $t \leq 0$ 时它的振幅是 E_{i1} , 系统处于稳态, 输出信号的振幅是 E_{o1} , 控制电压是 U_{c1} , 则

$$E_{o1} = \mu_o e^{\frac{U_{c1} - U_{co}}{\alpha}} |H(j\omega)| E_{i1}, \quad (11)$$

$$U_{c1} = U_r - K_f E_{o1}. \quad (12)$$

若 $t > 0$ 时输入信号的振幅改变, 则 E_o , U_c 和 E_i 都是 t 的函数, 它们服从式(1), (2) 和 (3). 把式(4)代入式(1)然后除以式(11)并求对数得

$$\ln \frac{E_o(t)}{E_{o1}} = \ln \frac{E_i(t)}{E_{i1}} + \frac{U_c(t) - U_{c1}}{\alpha} \quad (13)$$

若 $E_o(t)$ 变化较小, 则可用近似式

$$\ln \frac{E_o(t)}{E_{o1}} \approx \frac{E_o(t) - E_{o1}}{E_{o1}} \quad (14)$$

对式 (13) 进行线性化后得到

$$\frac{E_o(t) - E_{o1}}{E_{o1}} = \ln \frac{E_i(t)}{E_{i1}} + \frac{U_c(t) - U_{c1}}{\alpha} \quad (15)$$

把式 (3) 代入式 (2) 再减去式 (12), 利用式 (15) 并考虑到 $E_{o1} \approx E_{oo}$ 得到

$$\mathcal{L}[E_o(t) - E_{o1}] = \frac{2.3E_{oo}\mathcal{L}\left[\lg \frac{E_i(t)}{E_{i1}}\right]}{1 + K_L F(s)}, \quad (16)$$

$$\mathcal{L}[U_c(t) - U_{c1}] = \frac{-2.3E_{oo}\mathcal{L}\left[\lg \frac{E_i(t)}{E_{i1}}\right] \cdot K_f F(s)}{1 + K_L F(s)}. \quad (17)$$

式中 $F(s) = 1/(a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + 1)$, $K_L = K_f E_{oo}/\alpha$ 是该系统的环路增益, 它与 $\mu_o \cdot |H(j\omega)|$ 无关.

自动振幅控制系统的稳定性决定于特征方程 $1 + K_L F(s) = 0$ 的根的分布. 显然, 在使用一阶或二阶低通滤波器时, 不论 K_L 取何值, 系统均稳定. 若使用三阶以上的低通滤波器, 系统就很容易产生自激振荡. 系统的稳定性与 $\mu_o |H(j\omega)|$ 以及 $E_i(t)$ 无关.

若输入信号的幅度产生跃变, 即

$$E_i(t) = \begin{cases} E_{i1}, & t \leq 0, \\ E_{i2}, & t > 0, \end{cases} \text{ 故 } \mathcal{L}\left[\lg \frac{E_i(t)}{E_{i1}}\right] = \frac{\lg \frac{E_{i2}}{E_{i1}}}{s}. \quad (18)$$

当 $n = 1$, 即 $F(s) = \frac{1}{1 + Ts}$ 时,

$$E_o(t) = E_{o1} + \frac{2.3E_{oo} \lg \frac{E_{i2}}{E_{i1}}}{1 + K_L} (1 + K_L e^{-\frac{1+K_L}{T}t}) \cdot 1(t), \quad (19)$$

$$U_c(t) = U_{c1} - \frac{2.3E_{oo} K_f \lg \frac{E_{i2}}{E_{i1}}}{1 + K_L} (1 - e^{-\frac{1+K_L}{T}t}) \cdot 1(t), \quad (20)$$

过渡过程调节时间为

$$t_s = \frac{3T}{1 + K_L}. \quad (21)$$

如果 $n = 2$, 即 $F(s) = 1/(1 + Ts)(1 + T_1s)$, 那么

$$E_o(t) = E_{o1} + \frac{2.3E_{oo} \lg \frac{E_{i2}}{E_{i1}}}{1 + K_L} \left[1 + \frac{K_L}{\sqrt{1 - \zeta^2}} e^{-\zeta\omega_0 t} \sin(\sqrt{1 - \zeta^2}\omega_0 t + \phi) \right] \cdot 1(t),$$

$$U_c(t) = U_{c1} - \frac{2.3E_{oo} K_f \lg \frac{E_{i2}}{E_{i1}}}{1 + K_L} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 - \zeta^2}} e^{-\zeta\omega_0 t} \sin(\sqrt{1 - \zeta^2}\omega_0 t + \phi) \right] \cdot 1(t).$$

其中,

$$\phi = \text{tg}^{-1} \frac{\sqrt{1 - \zeta^2}}{\zeta}, \quad \zeta = \frac{T + T_1}{2\sqrt{(1 + K_L)TT_1}}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1 + K_L}{TT_1}}.$$

通常取 $\zeta = 0.707$, 那么二阶低通滤波器的两个时间常数应有下述关系:

$$T_1 = \frac{T}{2(1 + K_L)}, \quad \omega_0 = \frac{\sqrt{2}(1 + K_L)}{T}.$$

过渡过程的调节时间仍为式 (21).

在上面的讨论中使用了近似式 (14). 当 $[E_o(t) - E_{o1}]/E_{o1} < 0.6$ 时该公式的误差小于 30%. 对于 $n = 1$ 的情形由式 (19) 有 $[E_o(t) - E_{o1}]/E_{o1} \leq 2.3 \lg E_{i2}/E_{i1}$. 当 $20 \lg E_{i2}/E_{i1} > 5\text{dB}$ 时关于动态性能的讨论及式 (19), (20) 将会有较大的误差. 然而, 由于过渡过程在开始一段时间进行很快, 在接近稳态值时较慢, 并且这后一段时间所占比重较大, 所以实际观察系统的过渡过程时看到, 在 $20 \lg E_{i2}/E_{i1}$ 取更大数值时误差并不显著增大.

四、I 型自动振幅控制系统

如果在环路中使用积分器(图 3), 那么系统的微分方程式是

$$\left. \begin{aligned} E_o(t) &= \begin{cases} \mu_o E_i(t), & U_c > U_{co}, \\ \mu_o e^{\frac{U_c(t) - U_{co}}{a}} E_i(t), & U_c \leq U_{co}, \end{cases} \\ U_c(t) &= \int_{-\infty}^t \frac{U_r - U_f(t)}{T} dt, \\ \left(a_n \frac{d^n}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{d}{dt} + 1 \right) U_f(t) &= K_f E_o(t). \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

其中 T 是积分器的时间常数. 对任意 $E_i(t) = E_{i1} = \text{const}$, 微分方程组 (22) 的稳态解是

$$E_o = \begin{cases} U_r/K_f = E_{oo}, & E_{i1} \geq E_{oo}/\mu_o, \\ \mu_o E_{i1}, & E_{i1} < E_{oo}/\mu_o. \end{cases}$$

E_{oo}/μ_o 决定了进行振幅控制的最小输入信号的幅度, 因此只需讨论 $E_i \geq E_{oo}/\mu_o$ 的情形.

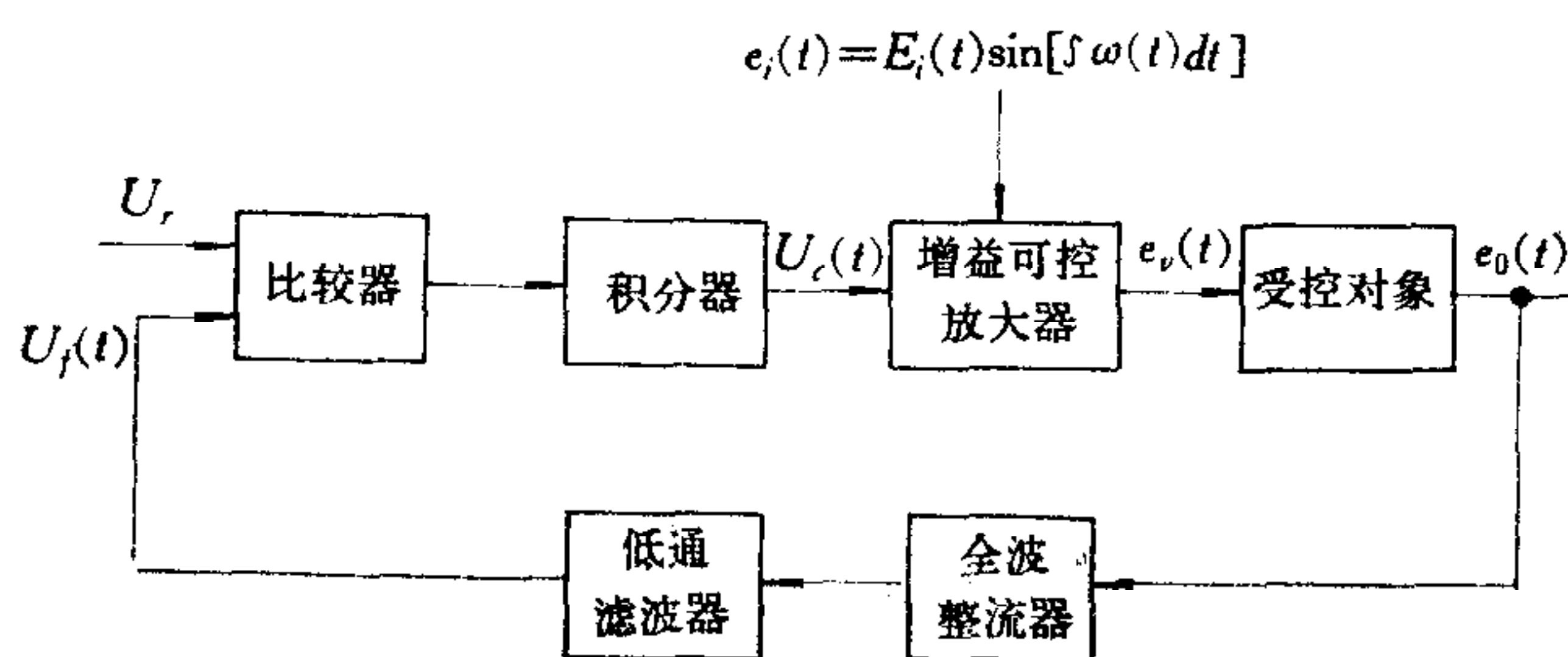


图 3

1) 当 $n = 0$ 时用代换 $y = e^{\frac{U_c(t) - U_{co}}{a}}$ 可得式 (22) 的解为

$$E_o(t) = \frac{U_r}{K_f} \left/ \left(1 + \frac{E_{i1} - E_{i2}}{E_{i2}} e^{-\frac{K_L}{T} t} \right) \right. \quad (23)$$

式中 $K_L = K_f E_{oo} / \alpha$ 仍称为系统的环路增益。过渡过程的调节时间为

$$t_s = 3T / K_L. \quad (24)$$

2) 在 $n \neq 0$ 时难于得到式 (22) 的精确解。利用前面分析零型系统动态性能时所用的方法可得

$$\left. \begin{aligned} \mathcal{L}[E_o(t) - E_{oo}] &= \frac{2.3E_{oo} \mathcal{L} \left[\lg \frac{E_i(t)}{E_{i1}} \right]}{1 + \frac{K_L F(s)}{T_s}}, \\ \mathcal{L}[U_c(t) - U_{c1}] &= \frac{2.3E_{oo} \mathcal{L} \left[\lg \frac{E_i(t)}{E_{i1}} \right]}{1 + \frac{K_L F(s)}{T_s}} \cdot \frac{K_f F(s)}{T_s}. \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

如 $n = 1$, $F(s) = 1/(1 + T_1 s)$, 系统为二阶。通常选取阻尼比为 0.707。那么在式 (18) 的阶跃函数作用下系统过渡过程的调节时间为式 (24), 且

$$T_1 = T / 2K_L, \quad \omega_0 = \sqrt{2} K_L / T.$$

五、非线性失真

自动振幅控制系统的—个重要问题是非线性失真。造成失真的原因有两种。—是增益控制器件特性曲线的弯曲。例如 FET 在漏源电压 $U_{DS} < 30\text{mV}$ 时漏极的输出特性曲线的非线性度约为 3—4%。如果把输入信号衰减后再加到增益可控放大器, 或者采用图 4 的电路, 并适当选择交流放大器 A_1 的放大倍数 K_{ac} , 使 U_{DS} 总小于 30mV, 那么失真度可以控制在 3—4% 左右。另一方法是对漏极输出特性曲线的非线性进行补偿。例如, MOSFET 在低电平时的输出特性为^[5]

$$I_{DS} = K \left[(U_G - U_P) - \frac{U_{DS}}{2} \right] U_{DS}, \quad K = \frac{\epsilon_{ox} \mu W}{t_{ox} L}$$

是一个常数。如果把 e_v 经电阻 R_1 和 R_2 分压后加到直流放大器 A_2 上(图 4), 则

$$U_G = -\frac{R_5}{R_4} U_c + \frac{R_2 R_5}{R_1 R_3} K_{ac} U_{DS}.$$

只要 $\frac{R_2 R_5}{R_1 R_3} K_{ac} = \frac{1}{2}$, 那么 I_{DS} 和 U_{DS} 便具有线性关系。实验表明, 用这个方法可以将失真度降到 0.5% 以下。

引起输出信号波形失真的另一个原因是控制电压 U_c 中残存的二次谐波。假定在 U_c 上叠加二次谐波 $\Delta \tilde{U}_c = E_{2m} \sin(2\omega t + \phi)$, $\omega = 2\pi f$ 。那么输出信号波形失真度为

$$\eta = E_{2m} / 2\alpha.$$

为了减少失真, 通常采用全波整流器。对于—阶系统, 输出信号波形失真度为

$$\eta = K_L / 6\pi^2 K_f T f.$$

过渡过程调节时间 t_{s1} 和 η 有下述关系:

$$t_{s1} = 1/2\pi^2 K_f \eta f.$$

对于二阶系统, 输出信号波形失真度为

$$\eta = K_L^2 / 12\pi^3 K_f T^2 f^2.$$

过渡过程调节时间 t_{s2} 和 η 的关系为

$$t_{s2} = \sqrt{3/4\pi^3 K_f \eta f^2}.$$

显然

$$t_{s2}/t_{s1} = \sqrt{3\pi K_f \eta}.$$

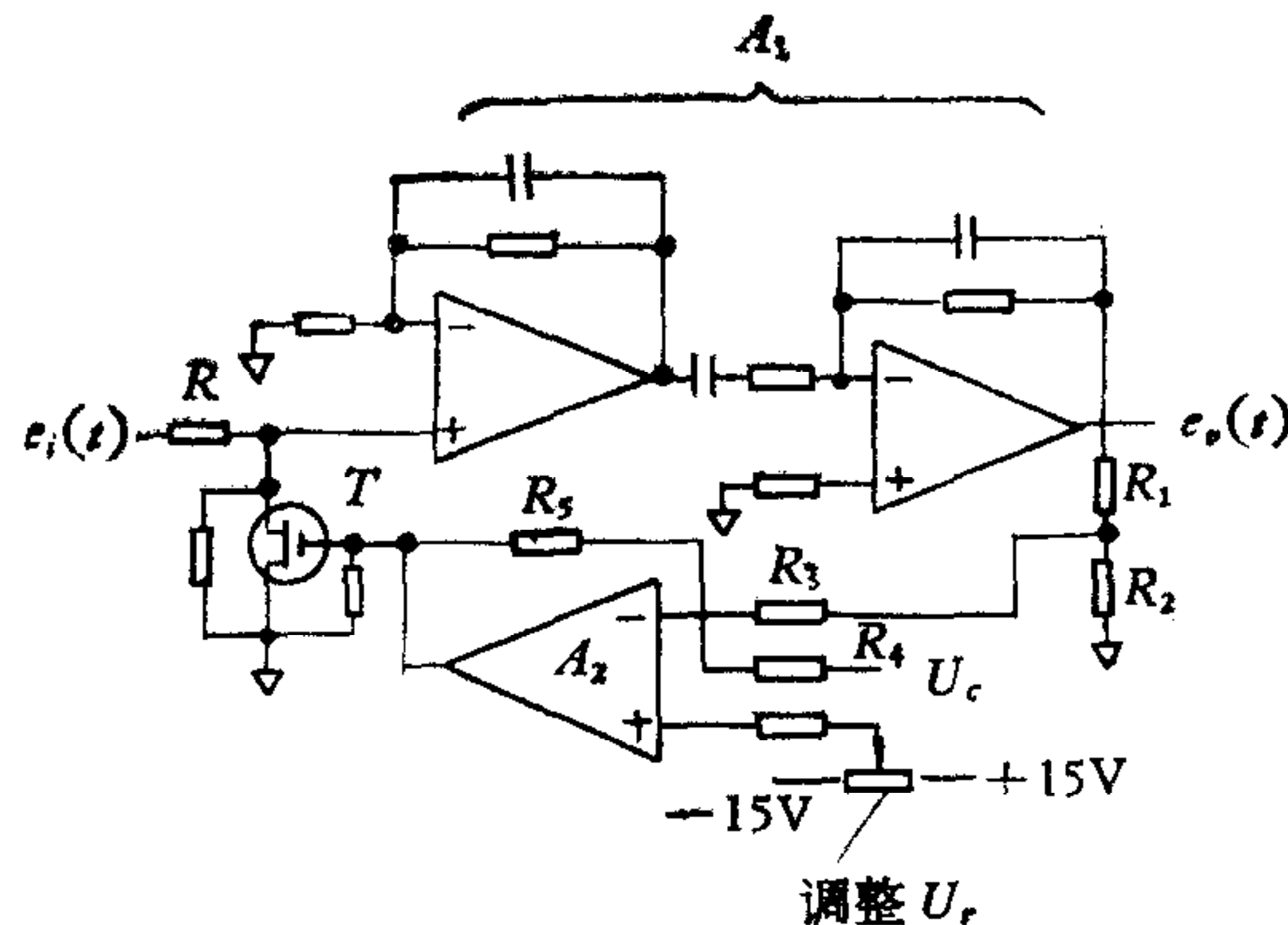


图 4

若满足 $3\pi K_f \eta < 1$ (此条件通常满足), 在输出信号波形失真度相同时, 二阶自动振幅控制系统的过渡过程调节时间小于一阶系统的过渡过程调节时间。

例 1. 某自动振幅控制系统的参数为 $\alpha = 0.124$, $E_{oo} = 5V$, $K_f = 0.8$. 要求在最低工作频率 $f = 5 \text{ Hz}$ 时的失真度 $\eta = 0.5\%$. 若系统中使用一阶低通滤波器(或只包含一个积分器), 其时间常数应取 27 秒, 过渡过程调节时间为 2.5 秒. 如在系统中增加一个一阶低通滤波器构成二阶系统, 则两个时间常数分别为 5.3 秒和 0.082 秒, 过渡过程调节时间为 0.49 秒, 优于一阶系统. 实验结果与上述分析结果吻合。

六、设计方法

表 1 列出系统中使用不同型式的低通滤波器时的设计公式. 自动振幅控制系统的主要技术参数是: 输出信号的幅度 E_{oo} 、压缩范围、压缩精度、过渡过程的调节时间、工作频率范围及失真度. 下面用实例说明设计方法。

例 2. 设计一个 I 型的二阶自动振幅控制系统, 要求输入信号幅度变化范围 $E_i = 5\text{mV} \sim 5V$, 输出信号幅度 $E_{oo} = 5V$, 过渡过程调节时间 $t_s = 0.5s$, 最低工作频率 $f = 5\text{Hz}$, 失真度 $\eta = 0.5\%$. 设计计算如下:

1) 选择 MOS 型场效应晶体管 3D01 E 构成增益可控放大器, 在增益变化近 60dB 的范围内 α 基本上保持不变, $\alpha = 0.124$; 2) 计算 $K_f = 0.77$; 3) 环路增益 $K_L = 31$; 4) 积分器时间常数 $T = 5.2s$, 一阶低通滤波器时间常数 $T_1 = 0.084s$; 5) 参考电压 $U_r = 3.85V$; 6) 计算 $\mu_o = \frac{E_{oo}}{E_{i\min}} = 1000$.

表 1

系统类型	O 型 系 统		I 型 系 统	
滤波器型式	一阶低通滤波器	二阶低通滤波器	积分器	积分器加一阶低通滤波器
滤波器传递函数	$\frac{1}{1+TS}$	$\frac{1}{(1+TS)(1+T_1S)}$	$\frac{1}{TS}$	$\frac{1}{TS(1+T_1S)}$
环路增益 K_L	$\frac{K_f E_{oo}}{\alpha}$			
静态输出 E_{oo}	$\frac{2.3\alpha \lg \mu_o + U_r - U_{co}}{K_f + \frac{\alpha}{3}}$		$\frac{U_r}{K_f}$	
压缩精度 dB	$\pm 10 \lg \left(1 + \frac{2.3 \lg \frac{E_{i2}}{E_{i1}}}{K_L} \right)$		0	
过渡过程调节时间 t_s	$\frac{3T}{1+K_L}$		$\frac{3T}{K_L}$	
失真度 η	$\frac{K_L}{6\pi^2 K_f T f}$	$\frac{K_L^2}{12\pi^3 K_f T^2 f^2}$	$\frac{K_L}{6\pi^2 K_f T f}$	$\frac{K_L^2}{12\pi^3 K_f T^2 f^2}$
t_s, η, K_f, f 之关系	$t_s \eta = \frac{1}{2\pi^2 K_f f}$	$t_s^2 \eta = \frac{3}{4\pi^3 K_f f^2}$	$t_s \eta = \frac{1}{2\pi^2 K_f f}$	$t_s^2 \eta = \frac{3}{4\pi^3 K_f f^2}$
时间常数 T_1		$\frac{T}{2(1+K_L)}$		$\frac{T}{2K_L}$

参 考 文 献

- [1] 连绥仁, 切伯雪夫滤波器理论在液控正弦振动系统中的应用, 液压与气动, 2, (1981).
 [2] John Polubis, Analysis and Design of Automatic Gain Control Systems, AD743, 740, (1972).
 [3] Я. З. Цыпкин, Теория Линейных Импульсных систем. ГИФЛ, МОСКВА (1963).
 [4] R. David Pogge, Basic AGC Amplifier Design, EDN, 19, No. 2, (1974).
 [5] 沈 铎, 半导体数字集成电路, 国防工业出版社 (1980).

THE ANALYSIS AND DESIGN OF AUTOMATIC AMPLITUDE CONTROL SYSTEMS

LIAN SUIREN

(The Research Institute under the Bureau of Geophysical
Prospecting, Ministry of Petroleum Industry)

ABSTRACT

The static and dynamic characteristics of an automatic amplitude control system are discussed in this paper. The compression accuracy of an AAC system depends on its loop gain and the use of an integrator in the system will improve its static characteristic. It is shown that the dynamic characteristic of a second-order AAC system is better than a first-order one. The cause for output waveform distortion is analyzed and the method of reducing the distortion is also described.