

# 采用多拍脉冲的快速脉冲系統<sup>1)</sup>

王新民

## 摘 要

在通常的脉冲控制系統中,当輸入信号是阶跃函数时,系統的过渡过程至少在  $n$  个采样周期內才能完全結束( $n$  是控制对象的阶数)。文中考虑了采用寬度不等的多拍脉冲代替通常的单拍脉冲以加快系統的过渡过程。在采用多拍脉冲以后,系統的过渡过程可以在少于  $n$  个采样周期內,甚至在一个采样周期內完全結束。文中叙述了这种脉冲系統的綜合方法,也討論了系統中有关組成部分——脉冲組成器和校正装置——的构成方案及其参数的計算方法。最后并考虑了由于时滞引起的对系統动态特性有害影响的补偿問題。文中举有例題,对文中各节內容作必要的說明。

## 一、引 言

在通常的脉冲自动控制系統中,当輸入信号是阶跃函数时,系統的过渡过程可以在  $n$  个采样周期內完全結束( $n$  是控制对象的阶数)。也就是說,在  $n$  个采样周期以后,無論是在采样时刻或是在其中間的任何时刻,系統的輸出量都等于其穩态值<sup>[1-3]</sup>。

在控制規律中,引用信号的导数,可以使脉冲控制系統的过渡过程在少于  $n$  个采样周期內完全結束。在文献[4]中,由于采用了誤差信号的高阶导数以及連續的和斷續的校正装置,系統的过渡过程可以縮短到在一个采样周期內完全結束。但是,大家知道,引用信号的高阶导数在实现上是有困难的。因此,这种方法在实际应用中有着一定的限制。

縮短脉冲控制系統过渡过程的另一个途径是采用多拍脉冲以代替通常应用的单拍脉冲。我們采用了等寬度的多拍脉冲使控制系統的过渡过程在一个或少于  $n$  个采样周期內完全結束。組成这样的脉冲系統的装置与通常的脉冲系統相同。因此,与文献[4]的方法相比,采用多拍脉冲是有其优越性的。在不久以前,在文献中出現了采用不等寬度的多拍脉冲以加快系統过渡过程的文章<sup>[5]</sup>。按照这篇文章中的方法所設計的系統,其过渡过程可以在、而且只能在一个采样周期內完全結束(当系統輸入信号是阶跃函数时)。正如該文作者指出的,由于系統飽和的影响,这种綜合方法常常不能应用。此外,文中叙述了两种构成脉冲組成器的方案,第一种方案是錯誤的,而第二种方案在应用中也有缺点。

在本文中考虑了有关采用不等寬度多拍脉冲以加快脉冲控制系統过渡过程的問題。根据文中所叙述的綜合方法,可使系統的过渡过程在少于  $n$  个采样周期內,甚至在一个采样周期內完全結束。文中并叙述了系統的构成原理、系統各部件的組成及其参数的計算方法等。最后并考虑了由时滞环节带来的、对系統动态特性有害影响的补偿問題。在討論中,系統輸入信号假定为阶跃函数,但这种綜合方法可以推广到其他輸入信号的場合中去。

1) 本文曾在 1962 年 12 月中国自动化学会理論會議上宣讀。

## 二、系统构成原理

脉冲控制系统的方块图如图 1 所示。采样开关  $K$  按采样周期  $T$  动作着。假设采样周期已定，不能变更。脉冲组成器的任务在于将送至其输入端的每一个脉冲，转变成相应的多拍脉冲。校正装置可以并联于或串联于反馈回路中，也可以串联地接在系统的前向回路中。它的任务是与脉冲组成器一起使系统具有有限时间的过渡过程特性，即：使过渡过程在有限时间内完全结束。

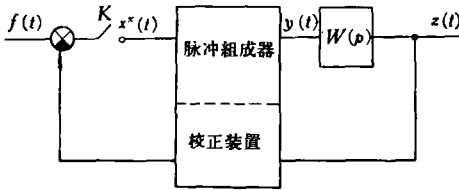


图 1.

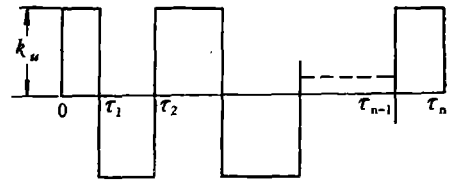


图 2.

假定系统控制对象的传递函数具有下列形式：

$$W(p) = \frac{k \prod_{i=1}^{n'} (1 + T_i' p)}{p \prod_{j=2}^n (1 + T_j p)} = \frac{kP(p)}{Q(p)}, \quad n' < n. \quad (1)$$

为使系统过渡过程在有限时间内完全结束，控制对象的输入信号  $y(t)$  应该是个数不少于  $n$  的脉冲（参阅图 2）。在我们的情况下，脉冲每拍的宽度各不相等，而其高度的绝对值是相等的，而且应与系统输入阶跃函数  $f(t)$  的幅度成正比。

当输入是单位阶跃时，所需的  $y(t)$  函数的拉氏变换象函数显然可以写成下列形式：

$$Y(p) = \frac{k_u}{p} [1 - 2e^{-\tau_1 p} + 2e^{-\tau_2 p} - \dots + (-1)^{n-1} \times 2e^{-\tau_{n-1} p} + (-1)^n e^{-\tau_n p}], \quad (2)$$

此处  $k_u$  是相应于单位阶跃输入时  $y(t)$  脉冲的高度，而  $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$  是正负脉冲的转换时刻。

对应于式(2)中的  $y(t)$ ，系统输出量  $z(t)$  可由下式表示：

$$z(t) = k_u [h(t) - 2h(t - \tau_1) + 2h(t - \tau_2) - \dots + (-1)^{n-1} \times 2h(t - \tau_{n-1}) + (-1)^n h(t - \tau_n)], \quad (3)$$

而

$$h(t) = L^{-1} \left\{ \frac{W(p)}{p} \right\} = L^{-1} \left\{ \frac{k \prod_{i=1}^{n'} (1 + \tau_i' p)}{p^2 \prod_{j=2}^n (1 + T_j p)} \right\}.$$

输出量的断续拉氏变换  $Z^*(e^{-Tp})$  是

$$Z^*(e^{-Tp}) = \sum_{n=0}^{\infty} z[nT] e^{-nTp}, \quad (4)$$

或、

$$Z^*(e^{-T\rho}) = D\{Y(p)W(p)\} =$$

$$= D\left\{ \frac{k_u [1 - 2e^{-\tau_1 p} + \dots + (-1)^n e^{-\tau_n p}] \prod_{i=1}^{n'} (1 + \tau'_i p)}{p \prod_{j=2}^n (1 + T_j p)} \right\}, \quad (4')$$

这里,  $D\{K(p)\}$  表示与  $K(p)$  相对应的断續拉氏变换象函数。在文章 [5] 中列有从  $Y(p)W(p)$  直接求出  $Z^*(e^{-T\rho})$  的公式。

若系統过渡过程在  $\tau_n$  时刻內完全結束, 式(3)中的  $z(t)$  应符合下列条件:

$$z(t) = 1, \quad \text{当 } t \geq \tau_n;$$

或

$$z(\tau_n) = 1, \quad z^{(l)}(\tau_n) = 0, \quad l = 1, 2, \dots, n-1,$$

在这些条件中, 包含  $k_u, \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$  等  $n+1$  个待确定的数值。当  $k_u$  或  $\tau_n$  选定后, 其余  $n$  个未知数可唯一地确定。

在具体确定上述未知数时, 可以采用对消式(1)中极点的方法, 即由下列方程組求得:

$$1 - 2e^{\tau_1/T} + 2e^{\tau_2/T} - \dots + (-1)^n e^{\tau_n/T} = 0, \quad j = 2, 3, \dots, n,$$

及

$$k k_u [2\tau_1 - 2\tau_2 + \dots + (-1)^n \times 2\tau_{n-1} + (-1)^{n+1} \tau_n] = 1. \quad (5)$$

当式(1)中分母有重根时, 即  $T_j = T_{j+1} = \dots = T_{j+r}$  时, 則方程組(5)中相应的关系式应改用下列各式代替

$$\frac{\partial^i}{\partial p^i} [1 - 2e^{-\tau_1 p} + 2e^{-\tau_2 p} + \dots + (-1)^n e^{-\tau_n p}] \Big|_{p = \frac{-1}{T_j}} = 0, \quad i = 0, 1, \dots, r. \quad (5')$$

当方程組(5)及(5')中的  $k_u$  (或  $\tau_n$ ) 按系統饱和情况 (或設計要求) 确定后, 其余各  $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$  (或  $k_u$ ) 可从方程組解出。这些参数也可以按一般最佳繼电系統原理求得<sup>[6]</sup>。

因此, 系統綜合的任务可以归結为选择脉冲組成器和校正裝置的結構与参数, 使当系統輸入信号  $f(t)$  为单位阶跃时, 控制对象的輸入信号  $y(t)$  具有上述所确定的特性。

由于系統过渡过程在  $\tau_n$  时完全結束, 因此, 只要  $\tau_n < nT$ , 系統的过渡过程即可在少于  $n$  个采样周期內完全結束。

### 三、系統的綜合及其具体实现

根据上述說明, 可以将系統的綜合工作分成两部分进行: 脉冲組成器部分与校正裝置部分。脉冲組成器应使其輸入端的每一个脉冲都轉变成如图 2 所示的且具有上节所确定的参数的多拍脉冲。而校正裝置則应使脉冲組成器輸入信号  $x^*(t)$  的过渡过程是个单位脉冲 (当系統輸入是单位阶跃时)。

由于脉冲組成器的輸入是个单位脉冲, 所以其輸出的拉氏变换象函数  $Y(p)$  与其传递函数  $\Phi(p)$  形式相同, 即

$$\Phi(p) = \frac{k_u}{p} [1 - 2e^{-\tau_1 p} + \dots + (-1)^n e^{-\tau_n p}]. \quad (6)$$

用时滞元件实现脉冲组成器最为方便, 其具体结构图如图 3 所示。它可由一些时滞元件、一个积分器、放大器和电位器组成。

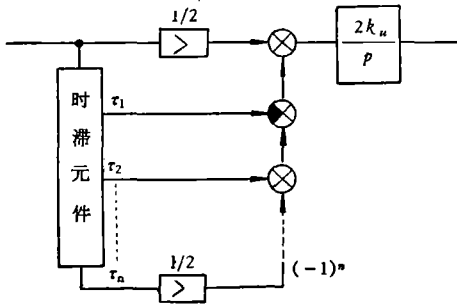


图 3.

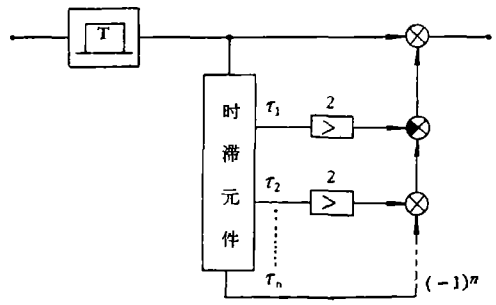


图 4.

顺便指出, 文献[5]中提出了两种实现脉冲组成器的方案(参阅图 4 与图 5)。在第一种方案中, 脉冲组成器的传递函数  $\Phi(p)$  是

$$\Phi(p) = \frac{k_u(1 - e^{-Tp})}{p} [1 - 2e^{-\tau_1 p} + \dots + (-1)^n e^{-\tau_n p}],$$

而不是如式(6)中所示的  $\Psi(p)$ 。不难证明, 应用这种脉冲组成器之后, 系统过程不能在有限时间内完全结束。相反地, 系统将是不稳定的。输出量  $z(t)$  将始终在零与需要的稳态值之间作不衰减的振荡。文献[5]中实现脉冲组成器的另一方案是采用继电器。显然, 这种脉冲组成器只能用于在一个采样周期内结束过渡过程的情况下(系统输入是阶跃函数)。当需要在多于一个采样周期内(假设是  $r + 1$  个采样周期内)结束过渡时, 则在  $r$  个周期内, 系统对输入信号  $f(t)$  将不起任何反应。而在实际系统中又往往需要在多于一个采样周期内结束过渡过程。

现在来考虑校正装置的总与实现问题。由于脉冲组成器输入信号  $x^*(t)$  的过渡过程是个单位脉冲  $\delta(t)$ , 因此, 系统闭路的传递函数  $H^*(e^{-Tp})$  应是

$$H^*(e^{-Tp}) = \frac{X^*(e^{-Tp})}{F^*(e^{-Tp})} = 1 - e^{-Tp},$$

而系统开路传递函数  $H_1^*(e^{-Tp})$  应是

$$H_1^*(e^{-Tp}) = \frac{e^{-Tp}}{1 - e^{-Tp}}$$

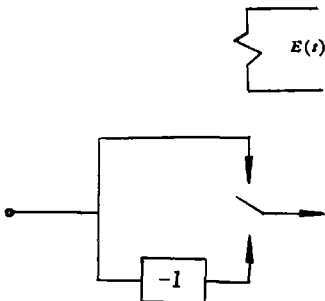


图 5.

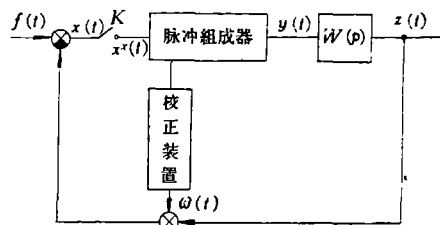


图 6.

校正装置可以并联于或串联于反馈回路中(参阅图 6 与图 7),也可以串联地接在前向回路中(参阅图 8).

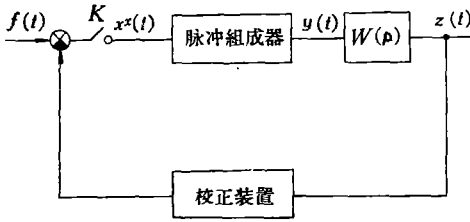


图 7.

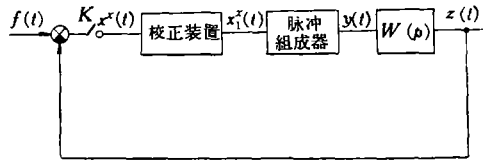


图 8.

当采用并联反馈校正装置时,其传递函数  $K_1(p)$  应符合下式

$$D\{K_1(p) + \Phi(p)W(p)\} = \frac{e^{-Tp}}{1 - e^{-Tp}}$$

由式(4)可知  $D\{\Phi(p)W(p)\}$  是校正后系统的过渡过程  $z(t)$  的断續拉氏变换  $Z^*(e^{-Tp})$ , 因此

$$D\{K_1(p)\} = \frac{e^{-Tp}}{1 - e^{-Tp}} - Z^*(e^{-Tp}). \tag{7}$$

$K_1(p)$  可用連續校正装置来实现,也可用断續校正装置来实现. 倘若采用断續校正装置, 则式(7)可写成

$$K_1^*(e^{-Tp}) = \frac{e^{-Tp}}{1 - e^{-Tp}} - Z(e^{-Tp}). \tag{8}$$

經断續拉氏反变换后可得

$$\omega(iT) = 1 - z(iT), \quad i = 1, 2, 3, \dots,$$

与

$$\omega(0) = 0.$$

显然,所需要的  $\omega(iT)$  可按图 9 中所示方法获得. 其中反馈放大系数  $b_i$  可按下式

求得

$$b_i = 1 - z(iT), \quad i = 1, 2, \dots, r, \tag{9}$$

此处  $r$  是小于  $\tau_n/T$  的最大正整数.

当采用串联反馈校正装置时,其传递

函数  $K_2(p)$  应满足

$$D\{K_2(p)\Phi(p)W(p)\} = \frac{e^{-Tp}}{1 - e^{-Tp}}. \tag{10}$$

在采用断續校正装置时,式(10)可写成

$$K_2^*(e^{-Tp}) = \frac{e^{-Tp}}{1 - e^{-Tp}} \frac{1}{D\{\Phi(p)W(p)\}} = \frac{e^{-Tp}}{(1 - e^{-Tp})Z^*(e^{-Tp})}. \tag{11}$$

不难知道,上述校正装置满足物理上可实现的条件.

当采用串联于前向回路的校正且采用断續校正装置时,其传递函数  $K_3^*(e^{-Tp})$  应是

$$K_3^*(e^{-Tp}) = \frac{1 - e^{-Tp}}{1 - (1 - e^{-Tp})D\{\Phi(p)W(p)\}} = \frac{1 - e^{-Tp}}{1 - (1 - e^{-Tp})Z^*(e^{-Tp})}, \tag{12}$$

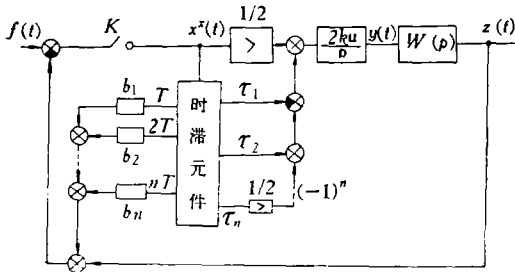


图 9.

它也是物理上可实现的,

当式(11)与(12)的  $R_2^*(e^{-Tp})$  和  $K_3^*(e^{-Tp})$  被化成下列形式

$$K_i^*(e^{-Tp}) = \frac{c_0 + c_1 e^{-Tp} + \dots + c_l e^{-lTp}}{1 + d_1 e^{-Tp} + \dots + d_l e^{-lTp}}$$

时, 由时滞元件构成的校正装置的方块图如图 10 所示. 显然, 它也可以由电阻电容所组成的脉冲线路或数字计算机来实现<sup>[7-9]</sup>.

按照上述方法组成的系统, 只要  $\tau_n < nT$  成立, 系统的过渡过程就可以在小于  $n$  个采样周期内完全结束. 当系统的饱和情况允许采用  $\tau_n < T$  时, 系统过渡过程可在一个采样周期内完全结束. 这时, 系统的方块图与文章 [5] 中所示的相同, 它不需采用校正装置 (参阅图 11).

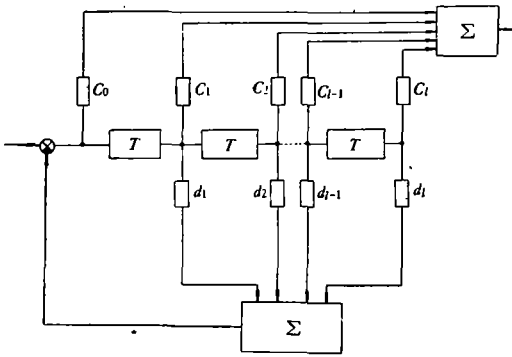


图 10.

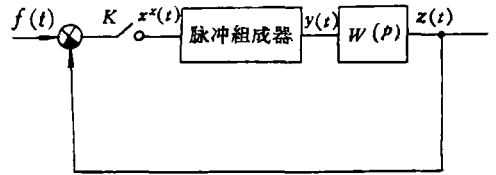


图 11.

### 四、有时滞的系统

现在来考虑包括有时滞环节的控制系統, 其方块图如图 12 所示.

一般說来, 时滞环节的存在为控制系統带来了不良的影响: 系統稳定度降低, 动态特性变坏, 甚至于可使系統变成不稳定. 在实际控制系統中, 采用了各种不同的校正与补偿时滞影响的办法. 由于断續系統的特点, 可以采取使时滞环节对系統动态特性所造成的有害影响完全得到补偿. 經补偿

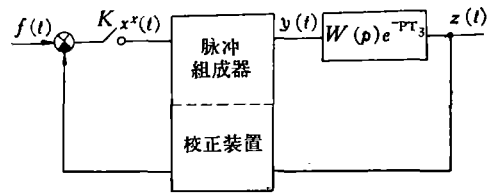


图 12.

后, 系统的过渡过程与没有时滞环节的系统完全相似, 仅滞后一時間  $T_3$ . 在文献[9—12]中論述了在各种脉冲自动控制系統中时滞的补偿問題, 而在文献 [13, 14] 中討論了在繼电控制系統中相应的补偿問題. 现在考虑采用多拍不等宽度脉冲的系統中的时滞补偿問題. 在补偿时滞的同时, 我們仍要求系統过渡过程較通常的脉冲系統更快結束.

不难看出, 为了使系統过渡过程在有限時間內完全結束, 控制对象輸入信号  $y(t)$  的过渡过程应与式(2)中的  $Y(p)$  相对应, 而其参数可由式(5)求得. 因此, 系统的綜合工作仍可分成两部分进行. 脉冲組成器应使自己輸入端的每一个脉冲信号轉变成如图 2 所示的且有适当参数值的多拍脉冲, 而校正装置应使閉路系統中脉冲組成器的輸入信号  $x^*(t)$

的过渡过程是个单位脉冲。

由前面的分析可知,脉冲组成器应具有下列形式的传递函数

$$\Phi(p) = \frac{k_n}{p} [1 - 2e^{-T_1 p} + \cdots + (-1)^n e^{-T_n p}], \quad (6)$$

实现脉冲组成器的一种方案可见图 3。

对脉冲组成器输入信号  $x^*(t)$  而言,系统闭路传递函数  $H^*(p)$  仍应是

$$H^*(e^{-Tp}) = \frac{X(e^{-Tp})}{F^*(e^{-Tp})} = 1 - e^{-Tp}.$$

因此,系统开路传递函数  $H_1^*(e^{-Tp})$  是

$$H_1^*(e^{-Tp}) = \frac{e^{-Tp}}{1 - e^{-Tp}}.$$

当采用并联反馈校正时,所需校正装置的传递函数应满足下列关系

$$D\{K_1(p) + \Phi(p)W(p)e^{-T_3 p}\} = \frac{e^{-Tp}}{1 - e^{-Tp}}.$$

由于  $D\{\Phi(p)W(p)e^{-T_3 p}\}$  是综合完成后系统的过渡过程的断續拉氏变换  $Z^*(e^{-Tp})$ , 因此,

$$D\{K_1(p)\} = \frac{e^{-Tp}}{1 - e^{-Tp}} - Z^*(e^{-Tp}). \quad (13)$$

校正装置输出信号  $\omega(t)$  可从上式获得,即

$$\omega(iT) = 1 - z(iT), \quad i = 1, 2, \cdots,$$

及

$$\omega(0) = 0.$$

可以采用連續的或是断續的校正装置以获得所需的  $\omega(iT)$ 。倘若采用时滞元件式的断續校正装置,则系统方块图如图 9 所示。这里

$$b_i = 1 - z(iT), \quad i = 1, 2, \cdots, s, \quad (14)$$

而  $s$  是小于  $(T_3 + \tau_n)/T$  的最大正整数。

串联反馈校正装置的能否应用,视  $T_3$  与  $T$  的数值而定。因为串联校正装置的传递函数应该满足

$$D\{K_2(p)\Phi(p)W(p)e^{-T_3 p}\} = \frac{e^{-Tp}}{1 - e^{-Tp}}. \quad (15)$$

当  $T_3 < T$  时,所需校正装置才能满足物理上可以实现的条件。倘若采用断續校正装置,则

$$K_2^*(e^{-Tp}) = \frac{e^{-Tp}}{(1 - e^{-Tp})Z^*(e^{-Tp})} = \frac{e^{-Tp}}{(1 - e^{-Tp})D\{\Phi(p)W(p)e^{-T_3 p}\}}. \quad (16)$$

在前向迴路中采用串联校正装置时,必需用断續型的,其传递函数应是

$$K_3^*(e^{-Tp}) = \frac{1 - e^{-Tp}}{1 - (1 - e^{-Tp})D\{\Phi(p)W(p)e^{-T_3 p}\}} = \frac{1 - e^{-Tp}}{1 - (1 - e^{-Tp})Z^*(e^{-Tp})}, \quad (17)$$

它是可以满足物理上可实现的条件。

根据上述讨论可知,校正与补偿后的系统的过渡过程可在  $s + 1$  个采样周期内结束 ( $s$  是小于  $(T_3 + \tau_n)/T$  的最大正整数)。与没有时滞环节的控制系統相比,其过渡过程仅滞后一个时间  $T_3$ 。

## 五、例 題

現試以一个三阶控制对象的系統为例來說明上述綜合方法。假設对象的传递函数是

$$W(p) = \frac{1}{p(1 + 0.5p)^2}$$

采样开关  $K$  以  $T = 1$  秒的周期作用着。通常的校正方法可以使系統的过渡过程在 3 秒鐘內完全結束。現在要求它在 2 秒鐘內結束。

对单位阶跃輸入  $f(t)$  而言,  $y(t)$  应是个三拍脉冲, 而且  $\tau_n = 2$  秒。其余的参数可从方程組(5)及(5')中求得, 即

$$\begin{aligned} 1 - 2e^{2\tau_1} + 2e^{2\tau_2} - e^4 &= 0, \\ k_u(2\tau_1 - 2\tau_2 + 2) &= 1, \end{aligned}$$

及

$$2\tau_1 e^{2\tau_1} - 2\tau_2 e^{2\tau_2} + 2e^4 = 0.$$

解此方程組, 可得

$$\tau_1 = 1.10, \quad \tau_2 = 1.79, \quad k_u = 1.59.$$

校正后, 系統的輸出量  $z(t)$  的过渡过程可由下式表示

$$\begin{aligned} z(t) &= 1.59h(t), & 0 \leq t \leq 1.1; \\ &= 1.59[h(t) - 2h(t - 1.1)], & 1.1 \leq t \leq 1.79; \\ &= 1.59[h(t) - 2h(t - 1.1) + 2h(t - 1.79)], & 1.79 \leq t \leq 2; \\ &= 1, & t \geq 2; \end{aligned}$$

而

$$\begin{aligned} h(t) &= t(1 + e^{-2t}) - (1 - e^{-2t}), & t \geq 0; \\ &= 0, & t \leq 0. \end{aligned}$$

图 13 是校正后系統过渡过程的曲綫, 它在 2 秒鐘內达到稳态值。

脉冲組成器的传递函数  $\Phi(p)$  与校正后对象輸入量的拉氏变换  $Y(p)$  相同, 因此可写成

$$\Phi(p) = \frac{1}{p} [1 - 2e^{-1.1p} + 2e^{-1.79p} - e^{-2p}].$$

校正后的系統輸出量的过渡过程的断續拉氏变换  $Z^*(e^{-Tp})$  应是

$$\begin{aligned} Z^*(e^{-Tp}) &= D\{\Phi(p)W(p)\} = \\ &= 0.43 e^{-p} + e^{-2p} + e^{-3p} + \dots = \\ &= \frac{0.43 e^{-p} + 0.57 e^{-2p}}{1 - e^{-p}}. \end{aligned}$$

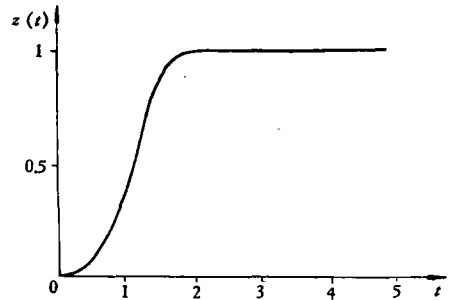


图 13.

假定采用在前向迴路进行校正的方法, 那末, 从式(12)可求得校正装置传递函数应有的形式

$$K_3^*(e^{-Tp}) = \frac{1 - e^{-Tp}}{1 - 0.43 e^{-Tp} - 0.57 e^{-2p}} = \frac{1}{1 + 0.57 e^{-p}}$$

校正裝置的結構形式以及校正后的系統方块图如图 14 所示。显然, 它不比通常的脉冲系



统复杂多少。

最后,再考虑时滞环节对系统特性有害影响的补偿问题。

假定时滞环节的滞后  $T_3 = 1$  秒。要求校正后的系统的过渡过程仍具有与图 13 所示相似的形状,仅滞后于它一个时间  $T_3 = 1$  秒(参见图 15 所示曲线)。

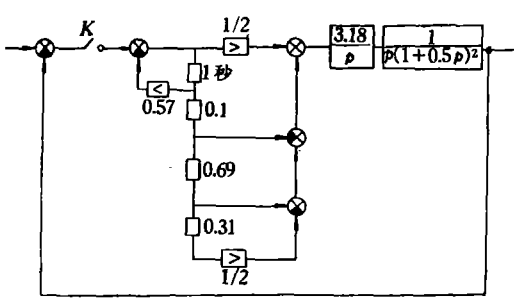


图 14.

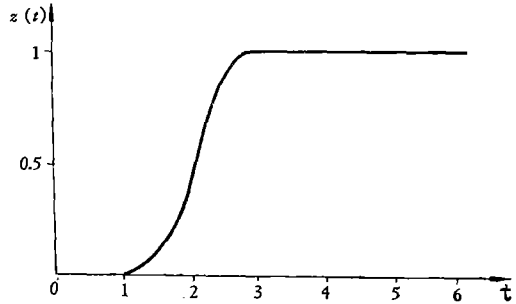


图 15.

根据前节的讨论,可知脉冲组成器的参数与没有时滞环节的系统所需的相同。

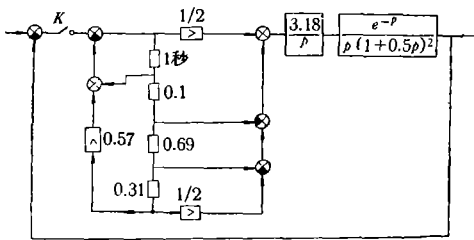


图 16.

校正后,系统的过渡过程  $z(t)$  的断续拉氏变换应是

$$\begin{aligned} Z^*(e^{-T_p}) &= D\{\phi(p)W(p)e^{-p}\} = \\ &= 0.43 e^{-2p} + e^{-3p} + e^{-4p} + \dots = \\ &= \frac{0.43 e^{-2p} - 0.57 e^{-3p}}{1 - e^{-p}} \end{aligned}$$

假定仍在前向回路中采用串联校正装置(由于  $T_3 < T$ , 不能采用串联的反馈校正方法)。

它的传递函数可用式(17)求得

$$K_3^*(e^{-T_p}) = \frac{1 - e^{-p}}{1 - 0.43 e^{-2p} - 0.57 e^{-3p}} = \frac{1}{1 + e^{-p} + 0.57 e^{-2p}}$$

相应的系统方块图如图 16 所示。在此系统中,时滞环节对控制系统动态特性的有害影响得到完全的补偿。

## 六、结 论

1. 在采用多拍脉冲的脉冲系统中,系统过渡过程可比通常的脉冲系统进行得更快。可以在少于  $n$  个采样周期内,甚至在一个采样周期内使系统过渡过程完全结束。

2. 讨论了采用多拍脉冲的系统的综合方法、系统组成部件的构成方案及其参数的计算方法。

3. 考虑了时滞环节对系统动态特性有害影响的补偿问题。补偿后系统的过渡过程特性与没有时滞的系统的特性相似。两者仅相差一个滞后时间  $T_3$ 。

## 参 考 文 献

- [1] Цыпкин, Я. З., Некоторые вопросы синтеза импульсных автоматических систем, *Автоматика*, **3** (1958), № 1, 1—15.
- [2] Jury, E. I., & Schroeder, W., Discrete compensation of sampled data and continuous systems, *Application and Industry*, 1957, No. 28, 317—325.
- [3] Пышкин, И. В., Процессы конечной длительности в широтно-импульсных системах, *Автоматика и телемеханика*, **21** (1960), № 2, 201—208.
- [4] Накамура, К., Исследование быстродействующих импульсных систем автоматического регулирования, *Труды первого конгресса ИФАК*, т. 2, Издательство АН СССР, Москва, 1961, 336—349.
- [5] Рутман, Р. С., Быстродействующие импульсные системы с переключениями внутри такта, *Автоматика и телемеханика*, **23** (1962), № 9, 1224—1236.
- [6] Цыпкин, Я. З., Теория релейных систем автоматического регулирования, Гостехиздат, Москва, 1955, 387—391.
- [7] Цыпкин, Я. З., Коррекция импульсных систем автоматического регулирования и управления, *Автоматика и телемеханика*, **18**, (1957), № 2, 111—125.
- [8] Цыпкин, Я. З., Теория импульсных систем, ФИЗМАТГИС, Москва, 1958, 210—233.
- [9] Barker, R. H., The pulse transfer function and its application to sampling servo systems, *Proc. IEE*, **94** (1952), part 4, 302—317.
- [10] Цыпкин, Я. З., Компенсация влияния запаздывания в импульсных автоматических системах, Теория и применение дискретных автоматических систем, Издательство АН СССР, Москва, 1960, 156—171.
- [11] Пышкин, И. В., Компенсация влияния запаздывания в широтно-импульсных системах автоматического регулирования, Автоматическое управление, Труды 6<sup>ой</sup> конференции молодых специалистов ИАТ, Издательство АН СССР, Москва, 1960, 107—116.
- [12] Цыпкин, Я. З., Компенсация влияния запаздывания в нелинейных импульсных автоматических системах, *Доклад АН СССР*, **124** (1959), № 4, 812—814.
- [13] Bass, R. W., Improved on-off missile stabilization, *Jet Propulsion*, 1956, No. 8.
- [14] Bass, R. W., A Generalization of the functional relation  $y(t+s) = y(t) \cdot y(s)$  to Piecewise Linear Difference-Differential Equations, *Quarterly of Applied Mathematics*, **14** (1957), No. 4, 415—417.

## A QUICK-ACTING SAMPLED-DATA CONTROL SYSTEM

WANG SING-MING

In ordinary sampled-data control systems the system response to a step input can reach its equilibrium state only within  $n$  or more sampling intervals ( $n$  is the order of the controlled plant). In this paper multiple-impulses are used, instead of ordinary simple impulses, to speed up the system response. In such sampled data systems the system response to step input can reach its equilibrium state within less than  $n$ , even one, sampling intervals. Methods of design of such kind of sampled-data systems and their components are discussed. In the last part of the paper methods of compensating sampled data systems with dead time elements is also considered.