

В. П. БУДЯНОВ,
А. О. ЕГОРШИН, Н. П. ФИЛИПОВА, А. И. ШЕЛОМАНОВ

(Новосибирск)

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ С МОДЕЛЬЮ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОСТОЯННОЙ ВРЕМЕНИ ОБЪЕКТОВ ПЕРВОГО ПОРЯДКА

Построена и исследована измерительная система с моделью, предназначенная для измерения постоянной времени объекта, описываемого дифференциальным уравнением первого порядка. Использование пилообразного входного сигнала и модели с переключаемой структурой обеспечило большее быстродействие системы и значительное расширение диапазона измеряемого параметра. Проведен анализ погрешностей. Изложена методика выбора параметров модели. Описана работа конкретного измерительного устройства.

В работе* рассматривается вопрос о построении быстродействующих измерительных систем для определения постоянной времени объекта с помощью самонастраивающейся модели, причем объект и модель описываются уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} T \frac{dy_0}{dt} + y_0 &= K x(t); \\ T_m(t) \frac{dy_m}{dt} + y_m &= K x(t); \quad y_0(0) = y_m(0) = 0, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где

$$T_m = \frac{1}{a \pm bt}. \quad (2)$$

Было показано, что при скачкообразном входном сигнале справедливо соотношение

$$\Theta = \frac{t_2}{t_1}, \quad (3)$$

где t_2 — момент равенства выходных сигналов объекта и модели;

t_1 — момент равенства параметров объекта и модели.

* В. П. Будянов, Н. П. Филипова, А. И. Шеломанов. Измерение постоянной времени при помощи измерительной системы с моделью. — Автометрия, 1965, № 3.

Основными вопросами, возникающими при конструировании измерительной системы с моделью, являются выбор параметров модели и выбор знака в выражении (2).

Следует отметить также, что соотношение (3) выполняется точно для скачкообразного входного сигнала и с некоторой погрешностью для входных сигналов, близких к скачкообразным. На практике не всегда имеется возможность подавать на вход объекта скачкообразное возмущение. Поэтому весьма желательным было бы найти соотношение, подобное (3), для сигналов, существенно отличающихся от скачкообразных, например, линейно нарастающих. Эти вопросы и являются основным предметом исследования данной статьи.

Рассмотрим вначале соотношение (3) при пилообразном входном сигнале $x(t) = ct$. Пусть $z(t, T)$ — функция ошибки, равная разности выходов объекта и модели. При произвольном входном сигнале $x(t)$ она имеет вид

$$z(t, T) = K e^{-at - \frac{bt^2}{2}} \int_0^t x'(\tau) e^{a\tau + \frac{b\tau^2}{2}} d\tau - K e^{-\frac{t}{T}} \int_0^t x'(\tau) e^{\frac{\tau}{T}} d\tau. \quad (4)$$

Здесь выражение (2) для T_m взято со знаком «+».

Момент времени t_2 определяется из решения уравнения

$$z(t_2, T) = 0. \quad (5)$$

Уравнение (5) определяет в неявном виде функцию $t_2 = f(T)$.

Для случая $x(t) = ct$ уравнение (5) принимает вид

$$z(t_2, T) = e^{-at_2 - \frac{bt_2^2}{2}} \int_0^{t_2} e^{a\tau + \frac{b\tau^2}{2}} d\tau - T(1 - e^{-\frac{t_2}{T}}) = 0. \quad (6)$$

На рис. 1 качественно изображена поверхность $z(t, T)$ для случая

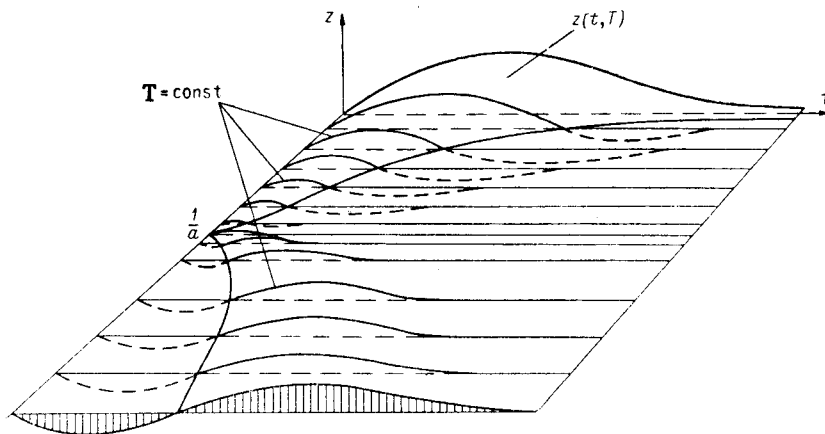


Рис. 1.

пилообразного входного сигнала. Нас интересует зависимость отношения $\frac{t_2}{t_1}$ от T . Функция $t_1(T)$ известна, а функция $t_2(T)$ является решением трансцендентного уравнения (6). Решить это уравнение относительно $t_2(T)$ не представляется возможным, но можно определить величину отношения $\Theta(T)$ в некоторых точках:

1) исходный параметр модели $\frac{1}{a}$ равен параметру объекта T , т. е.

$$T = \frac{1}{a};$$

2) параметр объекта стремится к нулю ($T \rightarrow 0$) при фиксированном $\frac{1}{a}$;

3) значение функции $\Theta(T)$ в точке T^* , при котором $t_2 = \frac{a}{b}$;

4) параметр T объекта стремится к бесконечности ($T \rightarrow \infty$).

1. Рассмотрим поведение $\Theta(T)$ при $T \rightarrow \frac{1}{a} \pm 0$. В этом случае $t_2 \rightarrow 0$, поэтому разложим функцию $z(t_2, T)$ в ряд Тейлора по степеням t_2 (оказывается, достаточно трех членов разложения):

$$z(t_2, T) \cong \frac{1}{2} \left(\frac{1}{T} - a \right) t_2^2 - \frac{1}{6} \left(\frac{1}{T^2} - a^2 + 2b \right) t_2^3. \quad (7)$$

Разложение (7) позволяет решить уравнение (6) относительно t_2 в окрестности $T = \frac{1}{a}$. Приравнявая (7) к нулю и решая его относительно t_2 , получим

$$t_2(T) \cong \frac{3(1 - aT)}{T \left(\frac{1}{T^2} - a^2 + 2b \right)}.$$

Учитывая, что $t_1(T) = \frac{1 - aT}{bT}$, найдем значение функции $\Theta(T)$ в точке $T = \frac{1}{a}$:

$$\Theta\left(\frac{1}{a}\right) = \lim_{T \rightarrow \frac{1}{a}} \frac{t_2(T)}{t_1(T)} = \frac{3}{2}. \quad (8)$$

2. Покажем, что предел отношения $\frac{t_2}{t_1}$ при $T \rightarrow 0$ стремится к 1. Из уравнения (6) легко получить, что в этом случае

$$T \cong e^{-a t_2 - \frac{b t_2^2}{2}} \int_0^{t_2} e^{a \tau + \frac{b \tau^2}{2}} d\tau. \quad (9)$$

Из физических соображений ясно, что если постоянная времени объекта стремится к нулю, то время t_2 стремится к бесконечности. Для того,

чтобы выяснить поведение отношения $\frac{t_2}{t_1}$ при $T \rightarrow 0$, необходимо решить уравнение (9) относительно t_2 . Покажем, что при $t_2 \rightarrow \infty$ функция (9) стремится к нулю, как $\frac{1}{t_2}$. Для этого найдем

$$\lim_{t_2 \rightarrow \infty} t_2 e^{-a t_2 - \frac{b t_2^2}{2}} \int_0^{t_2} e^{a \tau + \frac{b \tau^2}{2}} d\tau.$$

Раскрывая неопределенность по правилу Лопиталья, получим, что этот предел равен $\frac{1}{b}$. Отсюда сразу следует, что выражение (9) при

больших t_2 можно заменить $T \cong \frac{1}{b t_2}$, или $t_2 \cong \frac{1}{b T}$. Следовательно,

$$\lim_{T \rightarrow 0} \Theta(T) = \lim_{T \rightarrow 0} \frac{t_2(T)}{t_1(T)} = \lim_{T \rightarrow 0} \frac{b T}{(1 - a T) b T} = 1.$$

Исследуем теперь поведение функции $\Theta(T)$ справа от точки $T = \frac{1}{a}$, где постоянная времени модели T_m изменяется по закону $\frac{1}{a - bt}$.

Для удобства дальнейшего изложения преобразуем уравнение (6). Сделаем замену переменных

$$t_2 = t_1 \Theta = \frac{1 - a T}{b T} \Theta; \quad \tau = t_1 \gamma; \quad \gamma = a T$$

и введем параметр $\varepsilon = \frac{a^2}{2|b|}$. Тогда получим в неявном виде уравнение для функции $\Theta(\gamma)$ с единственным параметром ε :

$$z(\Theta, \gamma) = \frac{2\sqrt{\varepsilon}}{\gamma} e^{-\varepsilon \left(\frac{\gamma-1}{\gamma} \Theta - 1\right)^2} \int_0^{\Theta} e^{\varepsilon \left(\frac{\gamma-1}{\gamma} u - 1\right)^2} du + e^{-\frac{2\varepsilon(\gamma-1)\varepsilon}{\gamma^2}} - 1 = 0. \quad (10)$$

Для случая, когда $T_m = \frac{1}{a - bt}$, это уравнение приводится к виду

$$z(\Theta, \gamma) = \frac{\sqrt{\varepsilon\pi}}{\gamma} e^{\varepsilon \left(\frac{\gamma-1}{\gamma} \Theta - 1\right)^2} \left\{ \Phi(\sqrt{\varepsilon}) + \Phi \left[\sqrt{\varepsilon} \left(\frac{\gamma-1}{\gamma} \Theta - 1 \right) \right] \right\} + e^{-\frac{2\varepsilon(\gamma-1)\varepsilon}{\gamma^2}} - 1 = 0, \quad (11)$$

где $\Phi(u) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^u e^{-x^2} dx$ — интеграл вероятности.

3. Если $t_2 = t_2^* = \frac{a}{b}$, то

$$\Theta^* = \frac{\frac{a}{b}}{\frac{T^* a - 1}{b T^*}} = \frac{\gamma^*}{\gamma^* - 1}. \quad (12)$$

Подставляя значение Θ^* в (11), получим уравнение относительно γ^*

$$\sqrt{\pi \varepsilon} \Phi(\sqrt{\varepsilon}) - \gamma^* (1 - e^{-\frac{2\varepsilon}{\gamma^*}}) = 0. \quad (13)$$

Легко видеть, что при больших ε решением этого уравнения является $\gamma^* \rightarrow \sqrt{\pi \varepsilon}$. Подставляя это значение в (12), получаем, что при большом $\varepsilon \Theta \rightarrow 1 + 0$. Найдем значение γ^* при малых ε . Раскладывая функцию левой части уравнения (13) в ряд по степеням ε (достаточно двух членов разложения), получим

$$\frac{2}{3} \varepsilon^2 \left(\frac{3}{\gamma^*} - 1 \right) = 0.$$

Отсюда следует, что при малых ε решением уравнения (13) будет $\gamma^* \rightarrow 3$. Подставляя это в (12), находим, что если $\varepsilon \rightarrow 0$, то $\Theta^* \rightarrow 1,5$. Таким образом, можно заключить, что при любых ε $1 < \Theta^* < 1,5$.

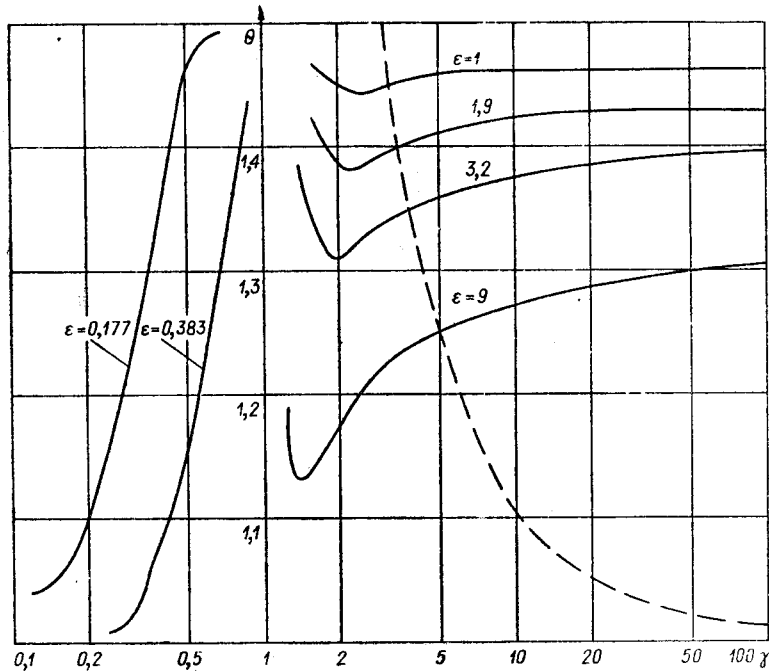


Рис. 2.

Семейство кривых $\Theta(\gamma)$ при различных ε изображено на рис. 2. Слева от значения $\gamma=1$ расположены кривые $\Theta(\gamma)$ при $T < \frac{1}{a}$ (т. е. при $b > 0$). Справа от значения $\gamma=1$ представлены $\Theta(\gamma)$ при $T > \frac{1}{a}$ (т. е. при $\gamma > 1$ и $b < 0$). Штриховой линией изображена зависимость $\Theta^*(\gamma^*)$, определяемая формулой (12). Точки пересечения этой кривой с графиком $\Theta(\gamma)$ дают значения $\gamma^*(\varepsilon)$.

4. Аналитическое исследование поведения отношения $\frac{t_2}{t_1}$ при $T \rightarrow \infty$ представляет большую трудность. Можно только утверждать на основании выражения (8), что при $a \rightarrow 0$ (Θ_∞) $\rightarrow 1,5$.

Предельные значения $\Theta(\infty)$ для различных ε могут быть вычислены из следующего уравнения, получаемого подстановкой $\gamma = \infty$ в (12):

$$\frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\varepsilon}} e^{\varepsilon(\Theta_\infty - 1)^2} \{ \Phi(\sqrt{\varepsilon}) + \Phi[\sqrt{\varepsilon}(\Theta_\infty - 1)] \} - \Theta_\infty = 0. \quad (14)$$

Зависимость $\Theta_\infty \varepsilon$, полученная из уравнения (14), изображена на рис. 3. Можно показать, что $t_2 > t_1$, т. е. $\Theta(T)$ всегда больше 1. Из графика рис. 3 и из уравнения (14) ясно, что $\Theta_\infty(\varepsilon) \rightarrow 1$ при $\varepsilon \rightarrow \infty$. Действительно, первое слагаемое уравнения (14) должно оставаться конечным при $\varepsilon \rightarrow \infty$, что возможно лишь в том случае, если при этом Θ_∞ определенным образом стремится к 1.

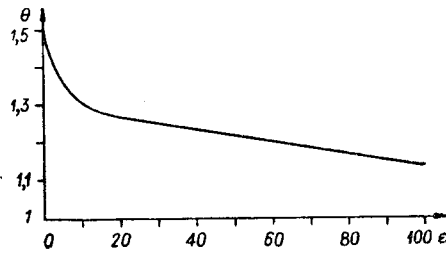


Рис. 3.

Проведенный анализ поведения отношения $\frac{t_2}{t_1}$ в зависимости от различных параметров модели показывает, что при любых γ и ε это отношение удовлетворяет неравенствам

$$1 < \Theta(\gamma, \varepsilon) < 1,5.$$

Из рассмотрения рис. 2 видно, что при $T_m = \frac{1}{a - bt}$ и при $\gamma < \gamma^*$ кривые $\Theta(\gamma)$ на значительном диапазоне величин γ идут для различных ε почти горизонтально и могут быть аппроксимированы прямыми линиями

$$\Theta(\gamma, \varepsilon) \cong \Theta_\infty(\varepsilon). \quad (15)$$

Это позволяет строить измерительные системы, реализующие простые соотношения (15). Возможно использование и всей нелинейной зависимости $\Theta(\gamma)$ с предварительной градуировкой шкалы измерительного устройства, но в этом случае при измерении T , близких к $\frac{1}{a}$, т. е. при малых значениях времени измерения t_2 , возрастает погрешность измерения.

Рассмотрим теперь вопрос о выборе параметров модели. Выражение (2) проще всего реализуется при помощи потенциометра, ось которого вращается с постоянной скоростью*. Легко показать, что в этом случае можно существенно расширить диапазон измеряемых величин, если принять уравнение модели

$$\frac{1}{a - bt} \frac{dy_m}{dt} + y_m = K x(t).$$

Практическая реализация этого уравнения требует введения в процесс настройки модели еще одной операции. В момент времени $t^* = \frac{a}{b}$ необходимо изменить направление вращения оси потенциометра на обратное, а у производной $\frac{dy_m}{dt}$ сменить знак. Тогда после момента t^* уравнение модели имеет вид

$$\frac{1}{|a - bt|} \frac{dy_m}{dt} - y_m = -K x(t). \quad (16)$$

Введение дополнительных операций в работу измерительного устройства вызывает, в свою очередь, появление дополнительных по-

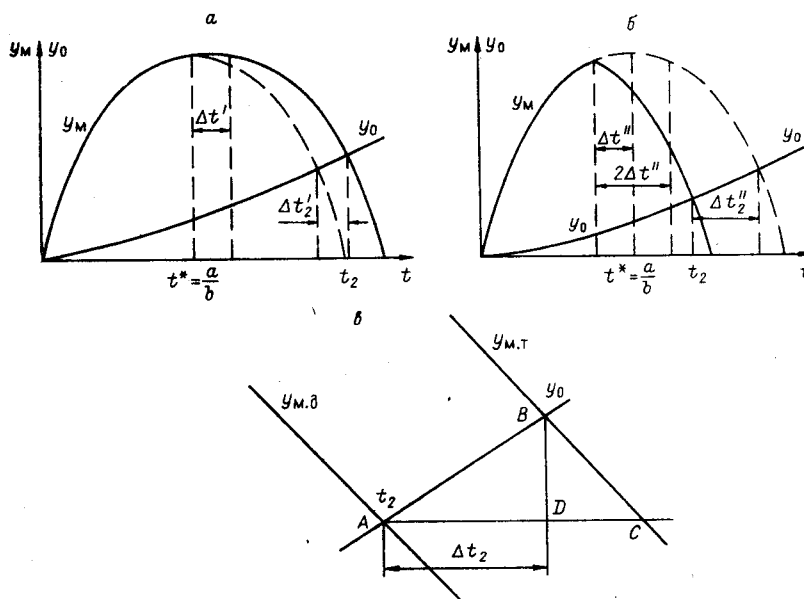


Рис. 4.

грешностей при измерении времени t_2 . Можно выделить две основные погрешности, возникающие при изменении направления вращения оси потенциометра и изменении знака при $\frac{dy_m}{dt}$.

1. Погрешность из-за наличия не равного нулю времени переключения $\Delta t'$ (рис. 4, а). На время $\Delta t'$ решение уравнения модели фиксируется. Поэтому наличие времени $\Delta t'$ увеличивает время t_2 по сравнению с истинным.

* См. указ. соч.

2. Погрешность из-за переключения не точно в момент $t^* = \frac{a}{b}$. На рис. 4, б представлен случай, когда переключение происходит на время $\Delta t''$ раньше наступления момента $t^* = \frac{a}{b}$. Эта погрешность может появляться из-за неточностей в изготовлении потенциометра (например, из-за несоответствия нуля шкалы концу намотки потенциометра), из-за неточной установки управляющих концевых выключателей и др.

На рис. 4, а и б изображены переходные процессы объекта y_0 и модели y_m при скачкообразном входном сигнале, причем постоянная времени объекта больше, чем T_0^* . Погрешности Δt_2 и $\Delta t_2''$ имеют разные знаки и при наличии обоих источников погрешностей могут быть взаимно скомпенсированы. Для этого необходимо только выполнение равенства

$$\Delta t' = 2 \Delta t'' \quad (17)$$

Заметим, что подобная компенсация возможна только при скачкообразном входном сигнале $x(t)$, так как только в этом случае кривая переходного процесса модели оказывается симметричной относительно точки переключения $t^* = \frac{a}{b}$.

Рассмотрим погрешность в случае, когда равенство (17) не выполняется. На рис. 4, в $y_{m,т}$ представляет теоретическую кривую переходного процесса модели при $\Delta t' = \Delta t'' = 0$, а $y_{m,д}$ — действительную кривую при $\Delta t' \neq 2 \Delta t''$. Криволинейный в действительности треугольник ABC аппроксимирован прямолинейным путем замены кривых y_0 и y_m прямыми линиями, тангенсы углов наклона которых равны соответственно производным $\frac{dy_0}{dt}$ и $\frac{dy_m}{dt}$ в точке t_2 . Отрезок AD представляет искомую погрешность Δt_2 . Учитывая, что $AC = \Delta t' - 2 \Delta t''$, $\frac{BD}{AD} = y_0'(t_2)$, а $\frac{BD}{CD} = |y_m'(t_2)|$, получим

$$\Delta t_2 = \frac{\Delta t' - 2 \Delta t''}{\frac{y_0'(t_2)}{|y_m'(t_2)|} + 1} \quad (18)$$

Для нахождения отношения $\frac{y_0'(t_2)}{|y_m'(t_2)|}$ запишем выражения для переходных процессов $y_0'(t)$ и $y_m'(t)$ при скачкообразном входном сигнале $x(t) = X$:

$$y_0'(t) = \frac{KX}{T} e^{-\frac{t}{T}},$$

$$y_m'(t) = KX(a - bt) e^{-at + \frac{bt^2}{2}}.$$

Тогда, учитывая, что $t_2 = \frac{2(aT - 1)}{bT}$, найдем

$$\frac{y_0'(t_2)}{|y_m'(t_2)|} = \frac{1}{|2 - aT|} \quad (19)$$

Подставляя (19) в (18) и вводя обозначение $\Delta t' - 2\Delta t'' = \Delta t$, приходим к окончательному выражению погрешности

$$\Delta t_2 = \Delta t \frac{aT - 2}{aT - 1}. \quad (20)$$

Из формулы (20) видно, что максимальная погрешность получается при $T \rightarrow \infty$, когда $\Delta t_2 \cong \Delta t$. В остальных случаях $\Delta t_2 < \Delta t$.

Оценка погрешности из-за переключения для случая пилообразного входного сигнала показывает, что здесь исключается возможность полной взаимной компенсации, согласно равенству (17). Величина этой погрешности растет с увеличением T и достигает максимума при $T \rightarrow \infty$.

Вопрос о выборе параметров a и b подстраиваемой модели наиболее сложен в случае работы системы с моделью на пилообразном входном сигнале. Среди семейства кривых $\Theta(\gamma, \epsilon)$ надо выбрать такую, чтобы на возможном диапазоне изменения измеряемого параметра она аппроксимировалась прямой $\Theta_{\infty} = \text{const}$ с требуемой точностью. Задача состоит в том, чтобы исходя из требований, которым должна удовлетворять измерительная система (точность, быстродействие, диапазон измеряемой величины), определить оптимальные значения параметров ϵ, γ . Для этого прежде всего необходимо найти зависимость, которая позволяла бы для каждого ϵ определять то минимальное значение $\gamma = \gamma_{\min}$, начиная с которого соответствующая кривая $\Theta(\gamma)$ аппроксимировалась бы прямой $\Theta = \text{const}$ с требуемой точностью. Аналитическое исследование кривых $\Theta(\gamma, \epsilon)$ с целью получения такой зависимости чрезвычайно затруднительно, так как эти кривые сами являются решениями трансцендентного уравнения, не решаемого в элементарных функциях, и построены путем численного решения этого уравнения. Графический анализ кривых $\Theta(\gamma, \epsilon)$ показывает, что для $\epsilon < 3$ каждая кривая $\Theta(\gamma)$ аппроксимируется прямой с погрешностью не хуже одного процента, если

$$\gamma > 3\epsilon. \quad (21)$$

Кроме того, с точки зрения снижения погрешности на всем диапазоне измеряемого параметра желательно рабочий диапазон на кривой $\Theta(\gamma)$ выбирать справа от линии $\Theta^*(\gamma^*)$ (см. рис. 2). Анализ графиков показывает, что для тех же значений ϵ это требование означает, что

$$\gamma > 3 + 0,2\epsilon. \quad (22)$$

Сопоставляя (21) и (22), получаем, что границей действия этих неравенств является $\gamma \cong 3; \epsilon \cong 1$.

Для $\epsilon < 1$ выбор параметров модели производится следующим образом:

$$\text{а) } \gamma_{\min} = 3, \text{ т. е. } T_m(0) = \frac{1}{a} = \frac{T_{\min}}{3}, \quad (23)$$

где T_{\min} — наименьшая возможная величина постоянной времени объекта;

$$\text{б) } \epsilon = \frac{a^2}{2b} = \frac{\gamma_{\min}}{2T_{\min} \lambda} = \frac{3}{2T_{\min} \lambda}. \quad (24)$$

Здесь величина $\lambda = \frac{a}{b}$ характеризует быстродействие модели. Отсюда находим

$$\lambda = \frac{3}{2 T_{\min} \epsilon} \quad (\epsilon < 1). \quad (25)$$

Из требования $\gamma_{\min} > 3$ взято минимальное значение γ_{\min} , так как это обеспечивает более полное использование диапазона изменения коэффициента модели. Соотношение (24) определяет значение ϵ для определенной величины T_{\min} и требуемого быстродействия λ .

Для $\epsilon > 1$, подставляя в (25) условие $\gamma = 3\epsilon$, получим, что в этом случае необходимо

$$\lambda = \frac{3}{2 T_{\min}}.$$

Таким образом, T_{\min} определяет минимальную величину скорости изменения коэффициента модели. Если есть возможность обеспечить $\lambda > \frac{3}{2 T_{\min}}$, то тогда появляется возможность использовать кривые $\Theta(\gamma)$, соответствующие величинам $\epsilon < 1$, которые определяются соотношением (24) и для которых возможна наиболее точная аппроксимация прямой. (Максимальная погрешность имеет место при $\epsilon = 1$ и равна 1%.) Из сказанного следует, что рабочие величины параметра ϵ заключены между 0 и 1.

Для системы с моделью, работающей на скачкообразном входном сигнале*, можно использовать любые значения параметра ϵ , так как все кривые $\Theta(\gamma)$ в этом случае совпадают с прямой $\Theta = 2$. При этом $\gamma_{\min} = 2$, т. е. $T_{\min}(0) = \frac{T_{\min}}{2}$ и $\epsilon = \frac{1}{T_{\min} \lambda}$, где λ — максимально возможная величина скорости изменения коэффициента модели.

В заключение опишем работу схемы конкретного измерительного устройства (рис. 5), предназначенного для измерения T в диапазоне 1—100 сек. Схема легко перестраивается (путем изменения только одного коэффициента) для работы на скачкообразном или пилообразном сигнале.

В момент $t = 0$ на вход схемы поступает сигнал $x(t)$. Этот сигнал вызывает срабатывание реле P_5 . В результате входной сигнал поступает на объект и на модель, набранную на решающих усилителях РУ-1, РУ-2 и РУ-3. Сигнал ошибки $e(t)$ формируется на усилителе РУ-5. Для запуска исполнительного двигателя РД-09 в момент $t = 0$ на вход РУ-5 поступает напряжение пуска U_4 с РУ-4, равное в начальный момент напряжению источника E_2 , задающего начальные условия на интегратор РУ-4. Далее напряжение U_4 быстро уменьшается, так как ко входу РУ-4 подключается положительное напряжение E_1 .

Отрицательное напряжение с выхода РУ-4 не проходит благодаря наличию диода D_1 . Действие напряжения U_4 по длительности должно быть достаточным для выхода напряжения ошибки на РУ-5 из зоны нечувствительности поляризованного реле P_1 . Эта длительность накладывает условие на минимальное время t_2 , доступное для измерения. Остановка двигателя происходит в момент t_2 , когда напряжение ошибки становится равным нулю, а затем меняет знак. Положительное напря-

* См. указ. соч.

жение ошибки уже не проходит с выхода усилителя РУ-5 на реле Р₁ благодаря наличию диода Д₂. С целью расширения диапазона измеряемых постоянных времени схема реализует соотношение (3) с переключением структуры модели в момент $t^* = \frac{a}{b}$ посредством реле Р₄. В момент t^* движок потенциометра достигает крайнего нижнего положения, концевой выключатель КВ-3 замыкается, реле Р₄ срабатывает и становится на самоблокировку. В результате меняется знак производной $\frac{dy_M}{dt}$ благодаря включению в схему набора уравнения модели

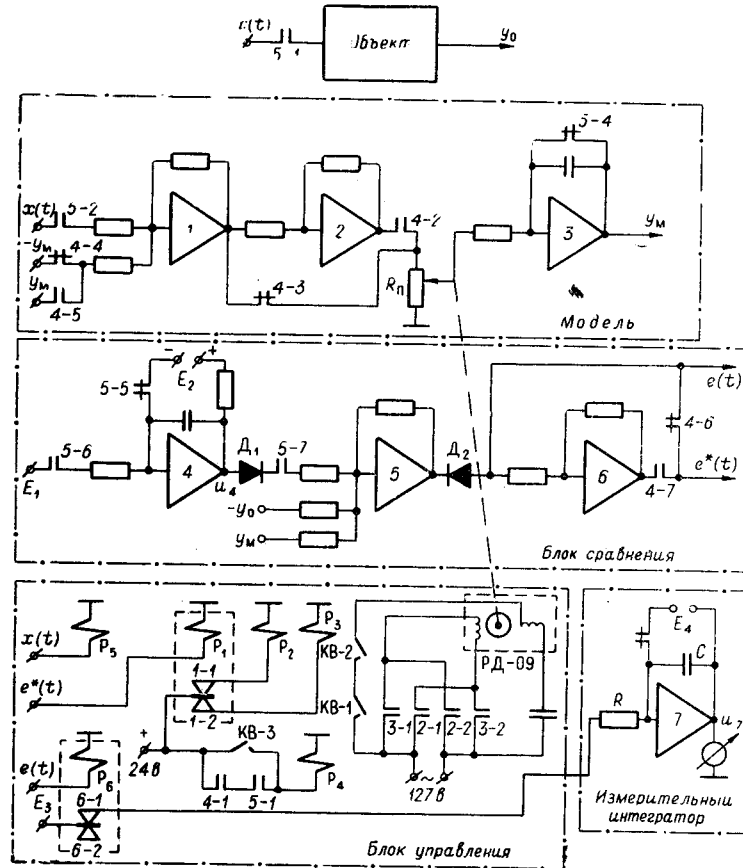


Рис. 5.

инвертера РУ-2, а двигатель РД-09 начинает вращаться в обратную сторону, так как напряжение ошибки $e(t)$ поступает уже на поляризованное реле Р₁ через инвертор 6. Отсчет искомой величины T осуществляется в данном устройстве на выходе измерительного интегратора 7. В работе* отсчет T производился по шкале потенциометра R_n . Применение для этой цели измерительного интегратора позволяет существенно повысить быстродействие процесса измерения. Выходное напряжение РУ-7 в начальный момент задается источником E_4 и равно по величине a , т. е.

* См. указ. соч.

величине, обратной начальной постоянной времени модели. Входной скачок на РУ-7 подается через контакт 6—1, который замыкается в момент $t=0$ (при срабатывании поляризованного реле Р₆) и размыкается в момент t_2 . Коэффициент передачи интегратора определяется соотношением

$$\frac{b}{\Theta_{\infty}} = \frac{1}{RC}.$$

Здесь $\Theta_{\infty} = 2$ при работе на скачкообразных выходных сигналах. При пилообразных входных сигналах величина Θ_{∞} выбирается, согласно изложенным выше соображениям. Изменяя величину сопротивления R , можно легко перестраивать схему. В момент t_2 на выходе РУ-7 устанавливается напряжение $U_7 = a - bt_1$, т. е. обратно пропорциональное измеряемому параметру T . Подключенный к выходу РУ-7 вольтметр V имеет шкалу, проградуированную в обратных значениях к величине $(a - bt_1)$, и позволяет непосредственно считывать значения искомого параметра.

ВЫВОДЫ

Найдены простые соотношения между различными моментами времени в переходных процессах объекта и настраиваемой модели, позволяющие строить быстродействующие измерительные системы для определения постоянной времени объекта при линейно нарастающем входном воздействии. Установлено, что в этом случае время измерения будет меньше, чем при скачкообразном входном воздействии.

Показано, что параметры измерительной подстраиваемой модели определяются наименьшей возможной величиной измеряемого параметра T_{\min} и требуемым быстродействием λ . Минимальная скорость изменения коэффициента модели при пилообразном входном сигнале определяется величиной T_{\min} . Исследованы погрешности, возникающие при переключении структуры модели.

*Поступила в редакцию
19 марта 1966 г.,
окончательный вариант —
18 апреля 1966 г.*