

К. С. КЛЕМПНЕР, И. М. ЧЕРЕДНИЧЕНКО, Н. Н. ШУМИЛОВСКИЙ

(Донецк — Фрунзе)

АНАЛИЗ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ РАДИОИЗОТОПНЫХ ПРИБОРОВ

В статье рассмотрены канонические структурные схемы радиоизотопных приборов и получены выражения для математического ожидания и дисперсии измеряемой величины с учетом погрешностей, вызванных распадом источника излучения и статистическими изменениями коэффициентов передачи отдельных блоков (аппаратурные погрешности). Полученные выражения могут быть использованы для анализа и расчета конкретных схем радиоизотопных приборов.

Анализ структурных схем измерительных приборов позволяет оценить общую погрешность измерительного устройства, если известны погрешности его отдельных блоков, а также произвести сравнение различных приборов идентичного назначения и выбрать оптимальные варианты их построения. Кроме того, анализ структурных схем измерительных приборов открывает возможности повышения их надежности, что особо важно при использовании этих приборов в схемах автоматического контроля [1]. В известных работах [2, 3] анализ полных структурных схем радиоизотопных приборов, включающих все функциональные блоки устройства, не проводился. Коэффициенты передачи отдельных блоков в рассмотрение не вводились, а аппаратурная погрешность учитывалась в конечных выражениях.

В настоящей работе исследуются полные структурные схемы различных приборов автоматического контроля, в которых использованы источники ядерного излучения, с

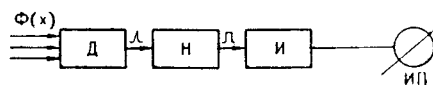


Рис. 1.

учетом статистических флуктуаций коэффициентов передачи отдельных блоков. В зависимости от структурной схемы все радиоизотопные приборы можно разделить на три группы [2, 3]: 1) схемы прямого измерения, 2) дифференциальные схемы, 3) компенсационные схемы.

Каноническая схема радиоизотопного прибора прямого измерения приведена на рис. 1. Детектор Д преобразовывает поток излучения в электрические импульсы, которые стандартизируются формирующим устройством Н и поступают на интегратор И, где частота следования импульсов преобразовывается в сигнал постоянного тока, измеряемый выходным прибором ИП.

В промышленных приборах [4] отдельные блоки канонической схемы могут быть совмещены. Например, функции нормализатора может выполнять детектор излучения. В этом случае детектор включается

последовательно с интегрирующим звеном (так называемая «схема среднего тока»). Если нормализатор, который одновременно является и усилителем импульсов по мощности, обладает достаточно большим коэффициентом усиления, то это позволяет исключить из измерительной схемы усилитель постоянного тока.

Каноническая блок-схема дифференциального прибора показана на рис. 2. Главное отличие этой схемы от схемы прямого измерения заключается в том, что наряду с измерительным каналом, на который поступает измеряемый поток $\Phi(x)$, имеется канал для измерения некоторого эталонного потока Φ_0 . Эталонный поток получают от отдельного источника излучения. Напряжения постоянного тока, выделяющиеся на интеграторах И и I_0 , вычитаются в блоке вычитания БВ. Разность сигналов поступает на усилитель постоянного тока У и затем на измерительный прибор. Применение дифференциальной схемы позволяет вычитать постоянную составляющую Φ_0 и, следовательно, постоянную составляющую величины x . В этой дифференциальной схеме измерительный и эталонный каналы полностью идентичны.

Возможны также варианты дифференциальной схемы измерения, в которых в эталонном канале нет какого-либо одного или нескольких блоков. Например, эталонный поток и детектор Д могут быть заменены генератором импульсов Г (рис. 3). В частности, схема такого прибора приводится в [5], причем в качестве эталонного сигнала используется частота сети переменного тока. Очень часто применяется дифференциальная схема [4], в которой весь эталонный канал заменяется источником напряжения I_0 . Напряжение U_0 направляется навстречу выходному напряжению интегратора И (рис. 4).

Схемы рис. 3 и 4 фактически являются промежуточными между каноническими схемами прямого измерения и дифференциальной схемой.

Отличительной чертой компенсационной схемы (рис. 5) является то, что разность между измеряемым и эталонным потоками уменьшается до нуля (как правило, автоматически) путем изменения эталонного потока. Для этого разность сигналов, поступающих в блок БВ, преобразуется в сигнал переменного тока и подается на фазочувствительный усилитель У, на выходе которого установлен реверсивный двигатель Д. Если измеряемый и эталонный потоки не равны друг другу, двигатель перемещает клин K_{ϕ} , изменяющий поток Φ_0 (см., например [2]). Положение клина является мерой измеряемого потока излучения и преобразуется в выходной сигнал в блоке N. Направление перемещения клина таково, что разность между измеряемым и эталонным потоками уменьшается до нуля. Другими словами, компенсационная схема является измерительной схемой, охваченной отрицательной обратной связью, с нулевым разбалансом между эталонным и измеряемым сигналами в момент измерения.

Разновидности компенсационной схемы, аналогичные рассмотренным вариантам дифференциальной схемы, приведены на рис. 6 и 7. В схему измерения рис. 6 введен генератор Г. Двигатель Д изменяет величину параметра какого-либо элемента генератора (например, емкость или индуктивность контура), задающего частоту следования импульсов f . В схеме рис. 7 при измерении потока $\Phi(x)$ напряжение, снимаемое с потенциометра r , меняется.

Приведенные схемы, конечно, не исчерпывают всех вариантов построения радиоизотопных приборов. Однако рассмотрение любой из них может быть сведено к некоторой комбинации названных способов построения измерительных схем. Так, например, в широко известном в

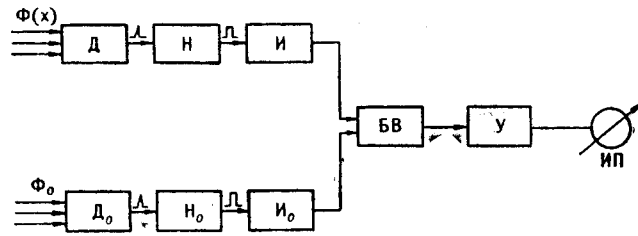


Рис. 2.

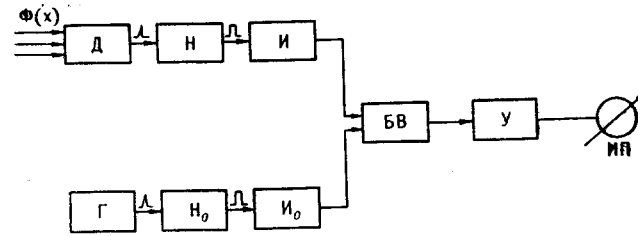


Рис. 3.

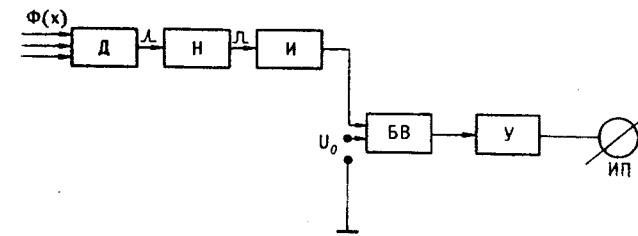


Рис. 4.

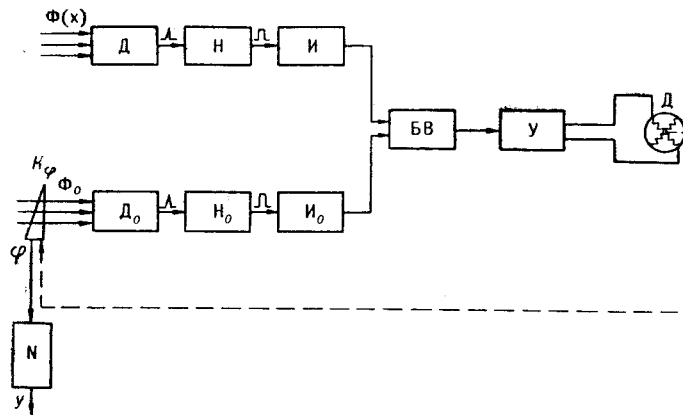


Рис. 5.

радиоизотопном приборостроении методе «контрольного сигнала» [6, 7] применяется схема прямого измерения с периодической или непрерывной регулировкой чувствительности. Другим примером может служить

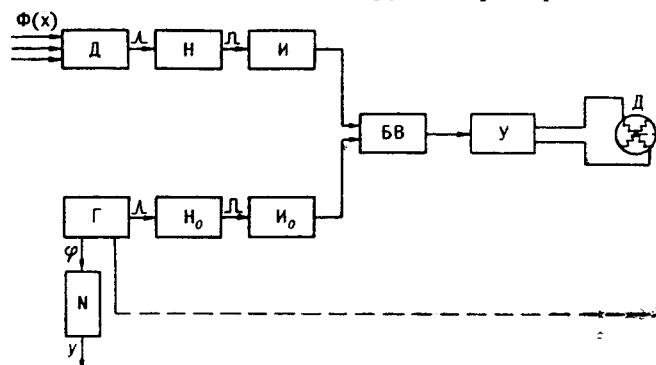


Рис. 6.

радиоизотопный плотномер [7], в котором измерительный и эталонный каналы совмещены. При этом эталонный или измеряемый потоки должны быть модулированными.

Для выяснения преимуществ и недостатков названных схем выведем выражения дисперсии измеряемой величины для каждой схемы и сравним их между собой.

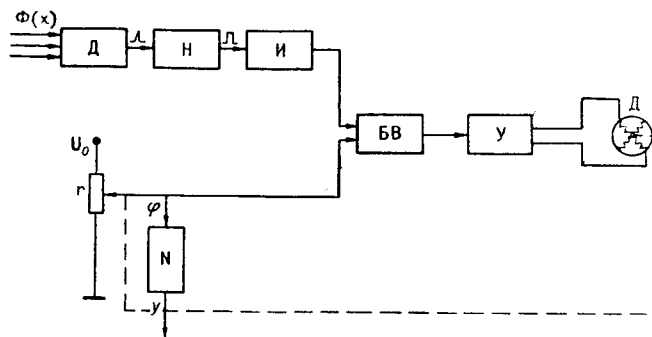


Рис. 7.

Схемы прямого измерения

Предполагая, что каждый блок схемы выполняет только линейные преобразования, запишем формулу для выходного сигнала (см. рис. 1)

$$y = \Phi(x) \prod_{i=1}^s K_i, \quad (1)$$

где $\Phi(x)$ — поток излучения, падающий на детектор;

x — измеряемая величина;

s — число блоков;

K_i — коэффициент передачи i -го блока.

Коэффициенты передачи отдельных блоков структурной схемы являются функциями возмущений $\Theta_1, \dots, \Theta_n$, действующих на эле-

менты блоков. Кроме того, изменение параметров схемы и значений входного сигнала может происходить во времени, поэтому

$$\begin{aligned}\Phi &= \Phi(x, t); \\ K_i &= K_i(\Theta_1, \dots, \Theta_n, t).\end{aligned}\quad (2)$$

Подставляя (2) в (1) и предполагая приращения независимых переменных достаточно малыми, найдем приращение величины y в некоторый момент времени t

$$\begin{aligned}\Delta y &= \Delta\Phi \prod_{i=1}^s K_i + \Phi \sum_{j=1}^n \sum_{l=1}^s \frac{\partial K_l}{\partial \Theta_j} \prod_{\substack{r=1 \\ r \neq l}}^s K_r \Delta\Theta_j + \\ &+ \Phi \sum_{i=1}^s \frac{\partial K_i}{\partial t} \prod_{\substack{r=1 \\ r \neq i}}^s K_r \Delta t + \frac{\partial \Phi}{\partial t} \prod_{i=1}^s K_i \Delta t.\end{aligned}\quad (3)$$

После несложных преобразований получим

$$\Delta y = y \left(\frac{\Delta\Phi}{\Phi} + \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^s \frac{1}{K_i} \frac{\partial K_i}{\partial \Theta_j} \Delta\Theta_j + \sum_{i=1}^s \frac{1}{K_i} \frac{\partial K_i}{\partial t} \Delta t + \frac{1}{\Phi} \frac{\partial \Phi}{\partial t} \Delta t \right), \quad (4)$$

где $\frac{1}{K_i} \frac{\partial K_i}{\partial \Theta_j}$ — относительный коэффициент влияния возмущения Θ_j на коэффициент передачи K_i ;
 $\Delta\Theta_j$ — отклонение возмущения Θ_j от нормального значения;
 $\frac{1}{K_i} \frac{\partial K_i}{\partial t}$ — относительный коэффициент старения i -го блока;
 Δt — промежуток времени между двумя последовательными калибровками устройства;
 $\frac{1}{\Phi} \frac{\partial \Phi}{\partial t} = -\lambda$ — постоянная распада радиоактивного изотопа.

Коэффициенты передачи и их частные производные рассматриваются в точке, где значения независимых переменных равны их нормальным значениям.

Придадим измеряемой величине в формуле (1) приращение Δx , равное заданной погрешности измерения. Тогда при неизменных коэффициентах передачи получим приращение величины Δy , вызванное только изменением величины x :

$$\Delta y_x = \frac{\partial \Phi}{\partial x} \prod_{i=1}^s K_i \Delta x, \quad (5)$$

где $\frac{\partial \Phi}{\partial x} = S$ — крутизна преобразования объекта измерения.

Для обеспечения заданной погрешности измерения необходимо и достаточно, чтобы выполнялось условие

$$\Delta y = \Delta y_x. \quad (6)$$

Подставляя (4) и (5) в (6), определим погрешность измерения

$$\Delta x = \frac{\Phi}{S} \left(\frac{\Delta \Phi}{\Phi} + \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^s \frac{1}{K_i} \frac{\partial K_i}{\partial \theta_j} \Delta \theta_j + \sum_{i=1}^s \frac{1}{K_i} \frac{\partial K_i}{\partial t} \Delta t - \lambda \Delta t \right). \quad (7)$$

Запишем математическое ожидание случайной величины Δx

$$M(\Delta x) = \frac{\Phi}{S} \left[\sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^s \frac{1}{K_i} \frac{\partial K_i}{\partial \theta_j} M(\Delta \theta_j) + \left(\sum_{i=1}^s \frac{1}{K_i} \frac{\partial K_i}{\partial t} - \lambda \right) \Delta t \right]. \quad (8)$$

$M(\Delta \Phi) = 0$ вследствие симметричности нормального распределения относительно среднего значения $M(\Phi)$.

Используя теорему о дисперсии функции многих переменных [8], дисперсию случайной величины Δx выразим как

$$D(\Delta x) = \frac{\Phi^2}{S^2} \left[\frac{D(\Phi)}{\Phi^2} + \sum_{j=1}^n \left(\sum_{i=1}^s \frac{1}{K_i} \frac{\partial K_i}{\partial \theta_j} \right)^2 D(\theta_j) \right]. \quad (9)$$

Дисперсия отрезка времени Δt равна нулю.

Проанализируем выражения (7) и (8). Математическое ожидание погрешности состоит из двух составляющих. Первый член описывает погрешность, возникающую при систематическом изменении внешних возмущений, а второй — погрешность, обусловленную старением прибора и распадом источника излучения. В выражении (9) может быть выделен член, характеризующий погрешность, обусловленную статистическим распадом радиоактивного вещества (первое слагаемое), и член, характеризующий погрешность, обусловленную статистическими изменениями внешних возмущений. В этом смысле термин «аппаратурные погрешности», получивший распространение в теории радиоизотопного приборостроения [2, 3, 9], следует понимать весьма условно.

Представим теперь выражения (8) и (9) для схемы прямого измерения (см. рис. 1) в явном виде. Запишем вначале коэффициенты передачи отдельных блоков этой схемы:

$$K_1 = \varepsilon; K_2 = q = CU; K_3 = R; K_4 = m, \quad (10)$$

где ε — эффективность детектора излучения;
 $q = CU$ — заряд в импульсе, поступающем с нормализатора;
 C — дозирующая емкость нормализатора;
 U — напряжение питания;
 R — сопротивление интегратора;
 m — чувствительность выходного прибора.

В качестве возмущения наряду с θ_j можно рассматривать U .

Используя (8) — (10), получим выражения для математического ожидания и дисперсии погрешности измерения в явном виде:

$$\begin{aligned} M(\Delta x) = \frac{\Phi}{S} \left[\frac{M(\Delta U)}{U} + \frac{1}{\varepsilon} \frac{\partial \varepsilon}{\partial U} M(\Delta U) + \sum_{j=1}^n \frac{1}{\varepsilon} \frac{\partial \varepsilon}{\partial \theta_j} + \frac{1}{C} \frac{\partial C}{\partial \theta_j} + \right. \\ \left. + \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial \theta_j} + \frac{1}{m} \frac{\partial m}{\partial \theta_j} \right] M(\Delta \theta_j) + \left(\frac{1}{\varepsilon} \frac{\partial \varepsilon}{\partial t} + \frac{1}{C} \frac{\partial C}{\partial t} + \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial t} + \right. \\ \left. + \frac{1}{m} \frac{\partial m}{\partial t} - \lambda \right) M(\Delta t); \quad (11) \end{aligned}$$

$$D(\Delta x) = \frac{\Phi^2}{S^2} \left[\frac{D(\Phi)}{\Phi^2} + \left(\frac{1}{U} + \frac{1}{\varepsilon} \frac{\partial \varepsilon}{\partial U} \right)^2 D(U) + \sum_{j=1}^n \left(\frac{1}{\varepsilon} \frac{\partial \varepsilon}{\partial \theta_j} + \frac{1}{C} \frac{\partial C}{\partial \theta_j} + \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial \theta_j} + \frac{1}{m} \frac{\partial m}{\partial \theta_j} \right)^2 D(\theta_j) \right]. \quad (12)$$

Относительная дисперсия потока $\frac{D(\Phi)}{\Phi^2}$, входящая в выражение (12), может быть представлена [10] следующим образом:

$$\frac{D(\Phi)}{\Phi^2} = \frac{1}{2\varepsilon\Phi\tau}, \quad (13)$$

где $\tau = RC_{и}$ — постоянная интегратора.

Подставляя (13) в (9), найдем

$$D(x) = \frac{\Phi^2}{S^2} \left[\frac{1}{2\varepsilon\Phi\tau} + \sum_{j=1}^n \left(\sum_{i=1}^s \frac{1}{K_i} \frac{\partial K_i}{\partial \theta_j} \right)^2 D(\theta_j) \right]. \quad (14)$$

Как видно из выражений (8) и (14), погрешность измеряемой величины в схемах прямого измерения зависит от изменений всех параметров, вызванных старением элементов и изменением внешних условий. Распад излучателя в этих схемах приводит к уменьшению полезного сигнала и вызывает необходимость периодической подстройки всего устройства.

Уменьшение погрешности измерения величины x при прочих равных условиях может быть достигнуто стабилизацией всех параметров схемы (жесткой стабилизацией источников напряжения, поддержанием постоянной температуры внутри прибора, герметизацией электронной схемы, экранировкой измерительных цепей и пр.) и благодаря использованию высокостабильных элементов. Зачастую эта возможность трудно реализуется. В то же время, как видно из выражений (8) и (14), существует возможность уменьшения погрешности в схемах прямого измерения путем специального выбора схемных решений, а также элементов схемы таким образом, чтобы знаки производных параметров схемы по времени и возмущениям были различны. При этом отдельные слагаемые в выражениях для погрешности измерения будут полностью или частично уничтожаться.

Разумеется, при проектировании схем прямого измерения необходимо использовать обе возможности снижения погрешности измерения.

Из анализа полученных выражений видно, что увеличение числа блоков в рассматриваемой схеме в общем случае приводит к увеличению погрешности измерения.

Однако необходимо отметить и достоинства схем прямого измерения, заключающиеся в возможности создания весьма простых и, следовательно, надежных измерительных приборов.

Отметим, что математическое ожидание погрешности и дисперсия при прочих равных условиях могут быть уменьшены путем специально выбора значений S [11].

В выражение (14) введем следующие обозначения:

$$C_1 = \frac{1}{2\varepsilon\tau}; \quad C_0 = \sum_{j=1}^n \left(\sum_{i=1}^s \frac{1}{K_i} \frac{\partial K_i}{\partial \theta_j} \right)^2 D(\theta_j). \quad (15)$$

Тогда (14) можно представить в виде

$$D(x) = \frac{\Phi^2}{S^2} \left(\frac{C_1}{\Phi} + C_0 \right). \quad (16)$$

Таким образом, погрешности в схемах прямого измерения можно всегда представить в виде двух составляющих, одна из которых зависит, а вторая не зависит от величины потока излучения.

Дифференциальные схемы

Анализ структурных схем, построенных по дифференциальному методу измерения, можно провести аналогично анализу, приведенному в предыдущем разделе для схемы прямого измерения.

Запишем формулу выходного сигнала для схемы, изображенной на рис. 2:

$$y = \left(\Phi \prod_{i=1}^s K_i - \Phi_0 \prod_{i=1}^s K_{i0} \right) Km, \quad (17)$$

где Φ_0 — эталонный поток излучения;

K_{i0} — коэффициенты передачи блоков эталонного канала;

K — коэффициент передачи У.

В данном случае число блоков в эталонном и измерительном каналах совпадает.

Найдем приращение выходного сигнала, вызванное приращением независимых переменных Φ , Φ_0 , Θ_j и t :

$$\begin{aligned} \Delta y = & \Delta \Phi \prod_{i=1}^s K_i Km - \Delta \Phi_0 \prod_{i=1}^s K_{i0} Km + \sum_{j=1}^n \left[\Phi \sum_{i=1}^s \frac{\partial K_i}{\partial \Theta_j} \prod_{r \neq i}^s K_r - \right. \\ & \left. - \Phi_0 \sum_{i=1}^s \frac{\partial K_{i0}}{\partial \Theta_j} \prod_{r \neq i}^s K_{r0} \right] Km + \left(\Phi \prod_{i=1}^s K_i - \Phi_0 \prod_{i=1}^s K_{i0} \right) \left(m \frac{\partial K}{\partial \Theta_j} + \right. \\ & \left. + K \frac{\partial m}{\partial \Theta_j} \right) \Delta \Theta_j + \left[\left(\Phi \sum_{i=1}^s \frac{\partial K_i}{\partial t} \prod_{r \neq i}^s K_r - \Phi_0 \prod_{i=1}^s \frac{\partial K_{i0}}{\partial t} \prod_{r \neq i}^s K_{r0} \right) Km + \right. \\ & \left. + \left(\Phi \prod_{i=1}^s K_i - \Phi_0 \prod_{i=1}^s K_{i0} \right) \left(m \frac{\partial K}{\partial t} + K \frac{\partial m}{\partial t} \right) + \right. \\ & \left. + \left(\frac{\partial \Phi}{\partial t} \prod_{i=1}^s K_i - \frac{\partial \Phi_0}{\partial t} \prod_{i=1}^s K_{i0} \right) Km \right] \Delta t. \quad (18) \end{aligned}$$

После преобразований, аналогичных выполненным ранее, используя условие (6), определим случайную величину

$$\Delta x = \frac{\Phi}{S} \left\{ \frac{\Delta \Phi}{\Phi} - \frac{\Delta \Phi_0}{\Phi_0} \frac{\Phi_0}{\Phi} \frac{\prod_{i=1}^s K_{i0}}{\prod_{i=1}^s K_i} + \sum_{j=1}^n \left[\sum_{i=1}^s \frac{1}{K_i} \frac{\partial K_i}{\partial \Theta_j} - \frac{\Phi_0}{\Phi} \sum_{i=1}^s \frac{1}{K_{i0}} \times \right. \right.$$

$$\begin{aligned}
& \times \frac{\partial K_{i_0}}{\partial \theta_j} \frac{\prod_{i=1}^s K_{i_0}}{\prod_{i=1}^s K_i} + \left(1 - \frac{\Phi_0}{\Phi} \frac{\prod_{i=1}^s K_{i_0}}{\prod_{i=1}^s K_i} \right) \left(\frac{1}{K} \frac{\partial K}{\partial \theta_j} + \frac{1}{m} \frac{\partial m}{\partial \theta_j} \right) \Delta \theta_j + \\
& + \left[\sum_{i=1}^s \frac{1}{K_i} \frac{\partial K_i}{\partial t} - \frac{\Phi_0}{\Phi} \sum_{i=1}^s \frac{1}{K_{i_0}} \frac{\partial K_{i_0}}{\partial t} \frac{\prod_{i=1}^s K_{i_0}}{\prod_{i=1}^s K_i} + \right. \\
& + \left. \left(1 - \frac{\Phi_0}{\Phi} \frac{\prod_{i=1}^s K_{i_0}}{\prod_{i=1}^s K_i} \right) \left(\frac{1}{K} \frac{\partial K}{\partial t} + \frac{1}{m} \frac{\partial m}{\partial t} \right) - \lambda + \right. \\
& \left. + \lambda_0 \frac{\Phi_0}{\Phi} \frac{\prod_{i=1}^s K_{i_0}}{\prod_{i=1}^s K_i} \right] \Delta t \}. \quad (19)
\end{aligned}$$

На основании (19) выразим дисперсию x

$$\begin{aligned}
D(x) = & \frac{\Phi^2}{S^2} \left\{ \frac{1}{2\varepsilon\Phi\tau} + \frac{1}{2\varepsilon_0\Phi_0\tau_0} \left(\frac{\Phi_0}{\Phi} \right)^2 \left(\frac{\prod_{i=1}^s K_{i_0}}{\prod_{i=1}^s K_i} \right)^2 + \right. \\
& + \sum_{j=1}^n \left[\sum_{i=1}^s \frac{1}{K_i} \frac{\partial K_i}{\partial \theta_j} - \frac{\Phi_0}{\Phi} \sum_{i=1}^s \frac{1}{K_{i_0}} \frac{\partial K_{i_0}}{\partial \theta_j} \frac{\prod_{i=1}^s K_{i_0}}{\prod_{i=1}^s K_i} + \right. \\
& \left. \left. + \left(1 - \frac{\Phi_0}{\Phi} \frac{\prod_{i=1}^s K_{i_0}}{\prod_{i=1}^s K_i} \right) \left(\frac{1}{K} \frac{\partial K}{\partial \theta_j} + \frac{1}{m} \frac{\partial m}{\partial \theta_j} \right) \right]^2 D(\theta_j) \right\}. \quad (20)
\end{aligned}$$

Первый член выражения (20) описывает погрешность измерения, обусловленную статистическим характером распада источника измерительного канала. Второй член позволяет учесть погрешность того же характера, возникающую в эталонном канале.

Слагаемые, заключенные в квадратные скобки, обусловлены статистическими флуктуациями возмущений θ_j и характеризуют изменения коэффициентов передачи блоков измерительного и эталонного каналов вследствие этих флуктуаций. В (20) входят также относительные скорости изменения $\frac{1}{K} \frac{\partial K}{\partial \theta_j}$ и $\frac{1}{m} \frac{\partial m}{\partial \theta_j}$ коэффициентов передачи блоков, являющихся общими для обоих каналов.

Дисперсия величины x неодинакова в различных точках шкалы дифференциального прибора. При выполнении условия

$$\frac{\Phi_0}{\Phi} \frac{\prod_{i=1}^s K_{i0}}{\prod_{i=1}^s K_i} = 1 \quad (21)$$

множитель последнего члена выражения (20) обращается в нуль и, следовательно, изменение коэффициентов передачи блоков K и m в этой точке не будет влиять на $D(x)$.

$$2) \frac{\prod_{i=1}^s K_i}{\prod_{i=1}^s K_i} = \frac{\Phi}{\Phi_0}.$$

Первое условие означает идентичность измерительного и эталонного каналов и равенство измеряемого и эталонного потоков измерения, второе — пропорциональность коэффициентов передачи каналов и потоков Φ и Φ_0 .

Во всех других точках шкалы происходит лишь частичная компенсация погрешности, возникающей в выходных блоках K и m .

В случае, если измерительный и эталонный каналы аналогичны, т. е. наряду с соблюдением условия (21) выполняется требование

$$\frac{1}{K_i} \frac{\partial K_i}{\partial \theta_j} = \frac{1}{K_{i0}} \frac{\partial K_{i0}}{\partial \theta_j} \quad (i = 1, \dots, s; j = 1, \dots, n), \quad (22)$$

то в точке $\Phi = \Phi_0$ погрешности тоже компенсируются. При этом погрешность измерения будет ограничиваться статистическими флуктуациями измеряемого и эталонного потоков, а выражение (20) приобретет вид

$$D(x) = \frac{\Phi}{S^2 \varepsilon \tau}. \quad (23)$$

Совершенно очевидно, однако, что выполнить условие (22) не представляется возможным при наличии большого числа элементов, из которых построены блоки, и возмущений θ_j . Поэтому достигнуть в дифференциальной схеме предельной точности не удастся даже в одной точке шкалы.

Более того, неудачные конструктивные решения или неправильный выбор элементов схемы могут привести к значительному увеличению погрешности по сравнению с более простыми схемами прямого измерения.

Группируя члены в выражении (20) при одинаковых степенях Φ , определим выражение для дисперсии x в простом виде

$$D(x) = \frac{\Phi^2}{S^2} \left(\frac{C_2}{\Phi^2} + \frac{C_1}{\Phi} + C_0 \right), \quad (24)$$

где

$$\begin{aligned}
 C_2 &= \Phi_0^2 \left(\frac{\prod_{i=1}^s K_{i0}}{\prod_{i=1}^s K_i} \right)^2 \left[\frac{1}{2\epsilon_0 \Phi_0 \tau_0} + \sum_{j=1}^n \left(\sum_{i=1}^s \frac{1}{K_{i0}} \times \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. \times \frac{\partial K_{i0}}{\partial \theta_j} + \frac{1}{K} \frac{\partial K}{\partial \theta_j} + \frac{1}{m} \frac{\partial m}{\partial \theta_j} \right)^2 D(\theta_j) \right]; \\
 C_1 &= \frac{1}{2\epsilon \tau} - 2\Phi_0 \frac{\prod_{i=1}^s K_{i0}}{\prod_{i=1}^s K_i} \sum_{j=1}^n \left[\left(\frac{1}{K} \frac{\partial K}{\partial \theta_j} + \frac{1}{m} \frac{\partial m}{\partial \theta_j} + \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \sum_{i=1}^s \frac{1}{K_i} \frac{\partial K_i}{\partial \theta_j} \right) \left(\frac{1}{K} \frac{\partial K}{\partial \theta_j} + \frac{1}{m} \frac{\partial m}{\partial \theta_j} + \sum_{i=1}^s \frac{1}{K_{i0}} \frac{\partial K_{i0}}{\partial \theta_j} \right) \right] D(\theta_j); \\
 C_0 &= \sum_{j=1}^n \left(\sum_{i=1}^s \frac{1}{K_i} \frac{\partial K_i}{\partial \theta_j} + \frac{1}{K} \frac{\partial K}{\partial \theta_j} + \frac{1}{m} \frac{\partial m}{\partial \theta_j} \right)^2 D(\theta_j).
 \end{aligned}$$

Покажем возможность использования полученных выражений для расчета погрешности конкретных схем. Для этого получим, например, выражения для расчета дисперсии схемы, изображенной на рис. 4. По этой структурной схеме построен, например, измеритель плотности пульпы ИППЗ-1 [4].

Введем обозначения коэффициентов передачи этой схемы:

$$K_1 = \epsilon; \quad K_2 = q; \quad K_3 = R; \quad K_4 = K; \quad K_5 = m. \quad (25)$$

Подставляя коэффициенты (25) в выражение (20), получим

$$\begin{aligned}
 D(x) &= \frac{\Phi^2}{S^2} \left\{ \frac{1}{2\epsilon \Phi \tau} + \frac{D(U)}{(\Phi \epsilon q R)^2} + \sum_{j=1}^n \left[\frac{1}{\epsilon} \frac{\partial \epsilon}{\partial \theta_j} + \frac{1}{q} \frac{\partial q}{\partial \theta_j} + \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial \theta_j} + \left(1 - \frac{U}{\Phi \epsilon q R} \right) \left(\frac{1}{K} \frac{\partial K}{\partial \theta_j} + \frac{1}{m} \frac{\partial m}{\partial \theta_j} \right) \right]^2 D(\theta_j) \right\}. \quad (26)
 \end{aligned}$$

Для вычислений по формуле (26) необходимо знать величину $D(\theta_j)$ и коэффициенты типа $\frac{1}{K_i} \frac{\partial K_i}{\partial \theta_j}$. Первая величина обычно задается из условий эксплуатации; коэффициенты влияния возмущений должны быть получены аналитически или экспериментально. При наличии названных величин вычисления по формуле (26) не представляют затруднений. При наличии весьма большого числа возмущений и большого числа элементов схемы, когда вычисление коэффициентов влияния возмущений весьма трудоемко, рационально проводить расчеты по формуле (26) на ЭВМ.

Желательно, чтобы в одной точке шкалы измерения рассматриваемой схемы выполнялось условие

$$U = \Phi \epsilon q R.$$

Тогда в этой точке шкалы погрешности, возникающие за счет возмущений в блоках с коэффициентами передачи K и m , будут компенсироваться. В остальных точках шкалы эти погрешности будут компенсироваться частично. Погрешности, возникающие в измерительном канале данной разновидности дифференциальной схемы, не компенсируются.

Компенсационные схемы

Отличительной особенностью компенсационных схем является равенство выходного и эталонного сигналов в момент измерения. Это достигается введением отрицательной обратной связи между измеряемым сигналом и сигналом сравнения и отработкой разбаланса сигналов до нуля звеном с бесконечно большим коэффициентом передачи (например, двигателем).

Запишем условия компенсации для схемы, изображенной на рис. 5:

$$\left(\Phi \prod_{i=1}^s K_i - \Phi_0 \prod_{i=1}^z K_{i0} K_\varphi \right) K = \Delta; \quad \varphi N = y, \quad (27)$$

где K_φ — коэффициент передачи аттенюатора потока излучения;
 φ — мера положения аттенюатора;
 Δ — порог чувствительности компенсирующего органа.
 Линеаризуя K_φ , получим

$$K_\varphi = K'_\varphi \varphi. \quad (28)$$

Из (27) и (28) найдем выражение для выходного сигнала

$$y = \frac{\Phi \prod_{i=1}^s K_i - \frac{\Delta}{K}}{\Phi_0 K'_\varphi \frac{\prod_{i=1}^s K_{i0}}{N}}. \quad (29)$$

Так как $\Delta \ll K$, то

$$y = \frac{\Phi N \prod_{i=1}^s K_i}{\Phi_0 K'_\varphi \prod_{i=1}^s K_{i0}}. \quad (30)$$

Определим приращение выходного сигнала

$$\Delta y = \frac{N \prod_{i=1}^s K_i}{\Phi_0 K'_\varphi \prod_{i=1}^s K_{i0}} \Delta \Phi - \frac{\Phi N \prod_{i=1}^s K_i}{\Phi_0^2 K'_\varphi \prod_{i=1}^s K_{i0}} \Delta \Phi +$$

$$\begin{aligned}
& + \sum_{j=1}^n \left[\frac{\Phi \prod_{i=1}^s K_i}{\Phi_0 K'_\varphi \prod_{i=1}^s K_{i0}} \frac{\partial H}{\partial \theta_j} + \frac{\Phi N}{\Phi_0 K'_\varphi \prod_{i=1}^s K_{i0}} \sum_{i=1}^s \frac{\partial K_i}{\partial \theta_j} \prod_{r=1}^s K_r - \right. \\
& \quad \left. - \frac{\Phi N \prod_{i=1}^s K_i}{\Phi_0 \prod_{i=1}^s K_{i0} (K'_\varphi)^2} \frac{\partial K'_\varphi}{\partial \theta_j} - \frac{\Phi N \prod_{i=1}^s K_i}{\Phi_0 K'_\varphi \left(\prod_{i=1}^s K_{i0} \right)^2} \sum_{i=1}^s \frac{\partial K_{i0}}{\partial \theta_j} \right] \times \\
& \times \prod_{\substack{r=1 \\ r \neq i}}^s K_{r0} \left[\Delta \theta_j + \frac{\Phi}{\Phi_0} \left[\frac{\prod_{i=1}^s K_i}{K'_\varphi \prod_{i=1}^s K_{i0}} \frac{\partial N}{\partial t} + \frac{N}{K'_\varphi \prod_{i=1}^s K_{i0}} \sum_{i=1}^s \frac{\partial K_i}{\partial t} \prod_{r=1}^s K_r - \right. \right. \\
& \quad \left. \left. - \frac{N \prod_{i=1}^s K_i}{\prod_{i=1}^s K_{i0} (K'_\varphi)^2} \frac{\partial K'_\varphi}{\partial t} - \frac{N \prod_{i=1}^s K_i}{K'_\varphi \left(\prod_{i=1}^s K_{i0} \right)^2} \sum_{i=1}^s \frac{\partial K_{i0}}{\partial t} \prod_{r=1}^s K_{r0} + \right. \right. \\
& \quad \left. \left. + \frac{\frac{\partial \Phi}{\partial t} N \prod_{i=1}^s K_i}{\Phi_0 K'_\varphi \prod_{i=1}^s K_{i0}} - \frac{\frac{\partial \Phi_0}{\partial t} \Phi N \prod_{i=1}^s K_i}{K'_\varphi \prod_{i=1}^s K_{i0} \Phi_0^2} \right] \Delta t. \quad (31)
\end{aligned}$$

Используя условие (6), получим

$$\begin{aligned}
\Delta x = & \frac{\Phi}{S} \left[\frac{\Delta \Phi}{\Phi} - \frac{\Delta \Phi_0}{\Phi_0} + \sum_{j=1}^n \left(\frac{1}{N} \frac{\partial N}{\partial \theta_j} + \sum_{i=1}^s \frac{1}{K_i} \frac{\partial K_i}{\partial \theta_j} - \right. \right. \\
& \left. \left. - \frac{1}{K'_\varphi} \frac{\partial K'_\varphi}{\partial \theta_j} - \sum_{i=1}^s \frac{1}{K_{i0}} \frac{\partial K_{i0}}{\partial \theta_j} \right) \Delta \theta_j + \left(\frac{1}{N} \frac{\partial N}{\partial t} + \sum_{i=1}^s \frac{1}{K_i} \frac{\partial K_i}{\partial t} - \right. \right. \\
& \left. \left. - \frac{1}{K'_\varphi} \frac{\partial K'_\varphi}{\partial t} - \sum_{i=1}^s \frac{1}{K_{i0}} \frac{\partial K_{i0}}{\partial t} - \lambda + \lambda_0 \right) \Delta t \right]. \quad (32)
\end{aligned}$$

Найдем дисперсию x

$$\begin{aligned}
D(x) = & \frac{\Phi^2}{S^2} \left[\frac{1}{2\varepsilon\tau\Phi} + \frac{1}{2\varepsilon_0\tau_0\Phi_0} + \sum_{j=1}^n \left(\frac{1}{N} \frac{\partial N}{\partial \theta_j} + \right. \right. \\
& \left. \left. + \sum_{i=1}^s \frac{1}{K_i} \frac{\partial K_i}{\partial \theta_j} - \frac{1}{K'_\varphi} \frac{\partial K'_\varphi}{\partial \theta_j} - \sum_{i=1}^s \frac{1}{K_{i0}} \frac{\partial K_{i0}}{\partial \theta_j} \right)^2 D(\theta_j) \right]. \quad (33)
\end{aligned}$$

В выражении (33) имеются составляющие погрешности, вызванные статистическими флюктуациями измерительного и эталонного источников излучения. Дисперсия x , обусловленная этими причинами, удваивается по сравнению с дисперсией для схемы прямого излучения.

Этот недостаток может быть устранен благодаря применению большого эталонного потока излучения, что не вызывает особых затруднений в связи с тем, что эталонный источник излучения обычно размещается в корпусе самого прибора.

В третье слагаемое, описывающее погрешности, вызванные флуктуациями возмущений, входят параметры блоков измерительного и эталонного каналов, а также параметры аттенюатора эталонного потока и преобразователя выходного сигнала. Блоки усиления разностного сигнала и блоки цепи обратной связи дополнительной погрешности не вызывают.

Если измерительный и эталонный каналы полностью идентичны и выполняется условие (22), выражение (33) приобретает следующий вид:

$$D(x) = \frac{\Phi^2}{S^2} \left[\frac{1}{2\varepsilon\tau\Phi} + \frac{1}{2\varepsilon_0\tau_0\Phi_0} + \sum_{j=1}^n \left(\frac{1}{N} \frac{\partial N}{\partial \theta_j} - \frac{1}{K'_\varphi} \frac{\partial K'_\varphi}{\partial \theta_j} \right)^2 D(\theta_j) \right]. \quad (34)$$

Условие (22) выполняется при полном совмещении измерительного и эталонного каналов [12]. В других случаях оно, как правило, не выполняется.

Погрешности аттенюатора и блока преобразователя выходного сигнала не компенсируются. Однако эти блоки обычно представляют несложные механические устройства, в силу чего их погрешность может быть достаточно малой.

Группируем члены в выражении (33) по степеням Φ :

$$D(x) = \frac{\Phi^2}{S^2} \left(\frac{C_1}{\Phi} + C_0 \right), \quad (35)$$

где

$$C_1 = \frac{1}{2\varepsilon\tau};$$

$$C_0 = \frac{1}{2\varepsilon_0\tau_0\Phi_0} + \sum_{j=1}^n \left(\frac{1}{N} \frac{\partial N}{\partial \theta_j} + \sum_{i=1}^s \frac{1}{K_i} \frac{\partial K_i}{\partial \theta_j} - \frac{1}{K'_\varphi} \frac{\partial K'_\varphi}{\partial \theta_j} - \sum_{i=1}^s \frac{1}{K_{i0}} \frac{\partial K_{i0}}{\partial \theta_j} \right)^2 D(\theta_j).$$

Среднее значение погрешности измерения равно

$$M(\Delta x) = \frac{\Phi}{S} \left[\sum_{j=1}^n \left(\frac{1}{N} \frac{\partial N}{\partial \theta_j} + \sum_{i=1}^s \frac{1}{K_i} \frac{\partial K_i}{\partial \theta_j} - \frac{1}{K'_\varphi} \frac{\partial K'_\varphi}{\partial \theta_j} - \sum_{i=1}^s \frac{1}{K_{i0}} \frac{\partial K_{i0}}{\partial \theta_j} \right) M(\Delta \theta_j) + \left(\frac{1}{N} \frac{\partial N}{\partial t} + \sum_{i=1}^s \frac{1}{K_i} \frac{\partial K_i}{\partial t} - \frac{1}{K'_\varphi} \frac{\partial K'_\varphi}{\partial t} - \sum_{i=1}^s \frac{1}{K_{i0}} \frac{\partial K_{i0}}{\partial t} - \lambda + \lambda_0 \right) \Delta t \right]. \quad (35a)$$

Как видно из формулы (35а), систематическая погрешность, вызванная распадом источников, может быть исключена, если в измерительном и эталонном каналах применяются источники излучения с одинаковой постоянной распада. Это обстоятельство особо важно при использовании короткоживущих изотопов.

В качестве примера найдем явный вид погрешности для компенсационной схемы, показанной на рис. 7. Используя выражение (30), получим

$$y = \frac{\Phi N \varepsilon q}{U_0 r_\varphi} = \frac{\Phi N \varepsilon C}{r_\varphi}, \quad (36)$$

где r_φ — сопротивление единицы длины потенциометра r .

Выражение (36) получено при условии, что в качестве эталонного напряжения используется напряжение питания U_0 . При этом $q = CU_0$.

Дисперсия измеряемой величины x равна

$$D(x) = \left(\frac{\Phi}{S}\right)^2 \left[\frac{1}{2\varepsilon\Phi\tau} + \sum_{j=1}^n \left(\frac{1}{\varepsilon} \frac{\partial \varepsilon}{\partial \theta_j} + \frac{1}{C} \frac{\partial C}{\partial \theta_j} + \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial \theta_j} + \frac{1}{N} \frac{\partial N}{\partial \theta_j} - \frac{1}{r} \frac{\partial r}{\partial \theta_j} \right)^2 D(\theta_j) + \left(\frac{1}{\varepsilon} \frac{\partial \varepsilon}{\partial U} \right)^2 D(U) \right]. \quad (37)$$

В рассматриваемом приборе измерительный канал существенно отличается от эталонного. Поэтому аппаратные погрешности, возникающие в измерительном канале вследствие флуктуаций возмущений θ_j , не компенсируются. По сравнению со схемой прямого измерения (см. (12)) в (37) вошли новые члены, описывающие погрешности блока аттенюации и преобразователя выходного сигнала. Наиболее важное отличие рассматриваемых вариантов прибора прямого измерения и компенсационного устройства с точки зрения погрешности измерения заключается в том, что в выражении для погрешности компенсационного прибора отсутствует член, учитывающий относительную флуктуацию напряжения U_0 . Это позволяет значительно упростить или даже исключить из схемы компенсационного прибора стабилизатор напряжения питания U_0 нормализатора.

В настоящей работе были рассмотрены только канонические схемы изотопных приборов. Однако все другие варианты приборов тоже могут быть легко исследованы. В этом случае вид коэффициентов C_0 , C_1 , C_2 , естественно, будет отличаться от приведенных.

ЛИТЕРАТУРА

1. Н. Я. Феста. Вопросы повышения надежности и точности средств получения и переработки информации для систем управления технологическими процессами в химической промышленности.— *Автоматрия*, 1965, № 1.
2. Н. Н. Шумиловский, Л. В. Мельтцер. Основы теории устройств автоматического контроля с использованием радиоактивных изотопов. М., Изд-во АН СССР, 1959.
3. Л. К. Таточенко. Применение радиоактивных излучений в приборостроении. М., Госатомиздат, 1960.
4. Л. И. Коротков. Справочник по радиоизотопным приборам для контроля и автоматизации технологических процессов. М., Госатомиздат, 1963.
5. А. Е. Смолдырев, А. А. Муратов. Радиометрический плотномер гидросистем на полупроводниках.— В сб. «Гидравлическая добыча угля», № 10. М., ЦИИТЭИМ, 1963.
6. Ю. П. Бетин, Б. И. Верховский, Н. Г. Зелевинская, В. В. Якушин.

- Метод повышения точности измерения потоков радиоактивного излучения.— Приборы и техника эксперимента, 1960, № 6.
7. Е. Я. Овчаренко, У. И. Котик, Л. И. Файнберг. Эксплуатация радиоактивных плотностемеров разработки КБ ЦМА.— Передовой научно-технический и производственный опыт, серия «Применение радиоактивных изотопов и ядерных излучений в производстве», вып. 33. М., ГОСИНТИ, 1961.
 8. И. В. Дунин-Барковский, Н. В. Смирнов. Теория вероятностей и математическая статистика в технике (общая часть). М., Гостехиздат, 1955.
 9. А. М. Богачев, Б. И. Верховский, А. Н. Макаров. К теории метода измерения толщины при помощи радиоактивного излучения.— Заводская лаборатория, 1955, № 7.
 10. В. И. Гольданский, А. В. Куценко, М. И. Подгорецкий. Статистика отсчетов при регистрации ядерных частиц. М., Физматгиз, 1959.
 11. К. С. Клемпнер, И. М. Чередниченко, Н. Н. Шумиловский. К вопросу о раскрыве радионестабильных пробников с помощью аппаратуры повышенной
- 4 декабря 1965 г.
-