

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.317.39+681.2.082

В. Г. ВАСИЛЬЕВ
 (Жуковский)

МНОГОСВЯЗНЫЕ ВОСПРОИЗВОДЯЩИЕ СИСТЕМЫ С НЕЛИНЕЙНЫМИ ПРЕОБРАЗУЮЩИМИ КОМПЛЕКСАМИ

Статья посвящена исследованию многосвязных воспроизводящих систем (МВС), реализуемых на базе нелинейных инерционных преобразователей неселективного (неизбирательного) действия. В работе показано, что при определенных условиях указанные нежелательные свойства преобразователей, образующих МВС, не исключают возможности создания линейных малоинерционных МВС автономного (селективного) действия.

Результаты работы, являющейся развитием положений, сформулированных автором в [1, 2], могут найти применение, в частности, при построении измерительных систем с нелинейными, инерционными, первичными преобразователями неселективного действия, предназначенных для измерения (или регистрации) нескольких разнородных физических процессов. Полученные автором результаты могут быть также использованы при решении задач вычислительной техники, техники автоматического регулирования и бионики.

Рассмотрим работу многосвязной воспроизводящей системы (МВС), векторно-структурная схема которой приведена на рис. 1. На этой схеме символы A, B, C, D и F обозначают преобразующие комплексы [1], а символы $\vec{X}(t), \vec{U}(t), \vec{V}(t), \vec{W}(t), \vec{Y}(t)$ и $\vec{Z}(t)$ — n -мерные векторы, отражающие все естественные и искусственные связи в МВС. Компонентами указанных векторов являются функции времени, описывающие входные (или выходные) сигналы соответствующих преобразующих комплексов.

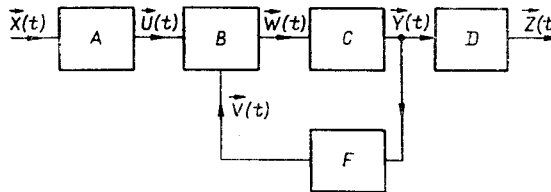


Рис. 1.

При этом функции

$\{\tilde{x}_i(t)\}_{i=1, 2, \dots, n}$ описывают

входные сигналы — воздействия МВС, а функции $\{\tilde{y}_k(t)\}_{k=1, 2, \dots, n}$ — выходные сигналы — воспроизведения МВС.

Примем, что воспроизводящие свойства комплексов A, B, C, D и F таковы, что при классификации векторов $\vec{X}(t), [\vec{U}(t) - \vec{V}(t)], \vec{W}(t)$ и $\vec{Y}(t)$, определяемой соотношениями

$$\vec{X}(t) \in P_A, [\vec{U}(t) - \vec{V}(t)] \in P_B, \vec{W}(t) \in P_C \text{ и } P_F \ni \vec{Y}(t) \in P_D,$$

характеризуются операторными [3] уравнениями:

$$\vec{U}(t) = A \vec{X}(t) - \text{комплекс } A; \quad (1)$$

$$\vec{W}(t) = B [\vec{U}(t) - \vec{V}(t)] - \text{комплекс } B; \quad (2)$$

$$\vec{Y}(t) = C \vec{W}(t) - \text{комплекс } C; \quad (3)$$

$$\vec{Z}(t) = D \vec{Y}(t) - \text{комплекс } D; \quad (4)$$

$$\vec{V}(t) = F \vec{Y}(t) - \text{комплекс } F, \quad (5)$$

определяющими принадлежность

$$\vec{U}(t) \in S_A, \vec{W}(t) \in S_B, \vec{Y}(t) \in S_C, \vec{V}(t) \in S_F \text{ и } \vec{Z}(t) \in S_D.$$

Примем далее, что свойства операторов A, B, C, D и F , в общем случае нелинейных, таковы, что обратные задачи для уравнений (1)–(5) являются корректными, по А. Н. Тихонову [4, 5], для некоторых классов данных.

Применительно к уравнению (1) это означает, что

1) априори известно, что решение $\vec{X}(t)$ существует для класса данных $S_A^0 \subset S_A$ и принадлежит к классу $P_A^0 \subset P_A$;

2) решение единственно при $\vec{X}(t) \in P_A^0 \subset P_A$;

3) бесконечно малым вариациям $\vec{U}(t)$, не выводящим решение $\vec{X}(t)$ за пределы P_A^0 , соответствуют бесконечно малые вариации решения $\vec{X}(t)^*$.

Корректность обратной задачи, по А. Н. Тихонову, для уравнения (1) в дальнейшем будем выражать соотношениями:

$$\vec{X}(t) = A^{-1} \vec{U}(t); \quad \vec{X}(t) \in P_A^0 \subset P_A \quad (8)$$

при $\vec{U}(t) \in S_A^0 \subset S_A$.

Режим работы преобразующего комплекса при $\vec{X}(t) \in R_A \subset P_A^0 \subset P_A$, обеспечивающий правомерность уравнения (1) и соотношений (8), мы будем именовать корректным режимом работы этого комплекса.

* М. М. Лаврентьевым в [5] показано, что в том случае, когда P_A^0 — компактное множество [6], из первого и второго условий необходимо следует третье условие. На самом деле из первого и второго условий следует существование непрерывной неубывающей функции модуля вектора $\omega [\|\vec{\gamma}(t)\|]$, удовлетворяющей условию

$$\lim_{\|\vec{\gamma}(t)\| \rightarrow 0} \omega [\|\vec{\gamma}(t)\|] = \omega [0] = 0 \quad (6)$$

и обеспечивающей для любых $\vec{X}_i(t), \vec{X}_k(t) \in P_A$ выполнение соотношений:

$$\|A \vec{X}_i(t) - A \vec{X}_k(t)\| \leq \|\vec{\gamma}(t)\|; \quad (7a)$$

$$\|\vec{X}_i(t) - \vec{X}_k(t)\| \leq \omega [\|\vec{\gamma}(t)\|]. \quad (7b)$$

Характер функции модуля вектора $\omega [\|\vec{\gamma}(t)\|]$ при этом остается неопределенным.

Корректные режимы работы других преобразующих комплексов рассматриваемой МВС, очевидно, будут иметь место при

$$[\vec{U}(t) - \vec{V}(t)] \in R_B \subset P_B^0 - \text{комплекс } B; \quad (9)$$

$$\vec{W}(t) \in R_C \subset P_C^0 \subset P_C - \text{комплекс } C; \quad (10)$$

$$\vec{Y}(t) \in R_D \subset P_D^0 \subset P_D - \text{комплекс } D; \quad (11)$$

$$\vec{Y}(t) \in R_F \subset P_F^0 \subset P_F - \text{комплекс } F. \quad (12)$$

Режимы работы аналогового звена с обратной связью

Анализ работы МВС со структурной схемой, приведенной на рис. 1, начнем с анализа работы входящего в состав МВС аналогового звена с обратной связью, образованного из комплексов B , C и F (рис. 2).

При этом будем полагать, что воспроизводящие свойства комплексов B , C и F таковы, что при $\vec{U}(t) \in R_{\Lambda 3} \subset S_A$ операторные уравнения (2)–(4) являются совместной системой уравнений, приводимой методом подстановок к операторному уравнению

$$\vec{Y}(t) = CB [\vec{U}(t) - F \vec{Y}(t)]. \quad (13)$$

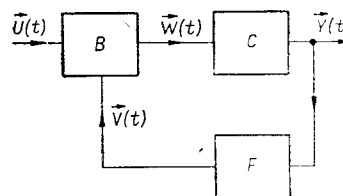


Рис. 2.

Воспользуемся этим уравнением для выявления основных режимов работы аналогового звена с обратной связью*.

1. *Режим однозначности действия.* Под режимом однозначности действия будем понимать такой режим работы, при котором обеспечивается возможность определения характера функций $\{y_k(t)\}_{k=1, 2, \dots, n}$, являющихся компонентами вектора $\vec{Y}(t)$, по известному характеру функций $\{u_i(t)\}_{i=1, 2, \dots, n}$ — компонент вектора $\vec{U}(t) \in R_{\Lambda 3} \subset R_{\Lambda 3}$.

Из этого определения следует, что достаточным условием реализации режима однозначности действия при $\vec{U}(t) \in R_{\Lambda 3} \subset R_{\Lambda 3}$ является возможность приведения операторного уравнения (13) к виду

$$\vec{Y}(t) = Q^{-1} \vec{U}(t), \quad (14)$$

где Q^{-1} — оператор, обеспечивающий при $\vec{U}(t) \in R_{\Lambda 3} \subset R_{\Lambda 3}$ выполнение операторного тождества

$$\vec{Y}(t) \equiv Q^{-1} [B^{-1} C^{-1} \vec{Y}(t) + F \vec{Y}(t)]. \quad (15)$$

Анализ тождества (15) показывает, что необходимым условием реализации режима однозначности действия рассматриваемого звена

* Частный случай этих режимов, соответствующий линейному характеру преобразующих комплексов, рассмотрен ранее [1].

является корректный режим работы преобразующих комплексов B и C при $\vec{U}(t) \in R'_{A3} \subset R_{A3}$.

Только при выполнении этого условия и условия (15) в аналоговом звене определенному характеру функций $\{\tilde{u}_i(t)\}_{i=1,2,\dots,n}$ будет соответствовать вполне определенный характер функций $\{\tilde{y}_k(t)\}_{k=1,2,\dots,n}$.

2. *Режим однозначности управления.* Под этим термином мы будем понимать такой режим работы аналогового звена, при котором обеспечивается возможность определения характера функций $\{\tilde{u}_i(t)\}_{k=1,2,\dots,n}$ по известному характеру функций $\{\tilde{y}_k(t)\}_{i=1,2,\dots,n}$. Из этого определения следует, что достаточным условием реализации режима однозначности управления, представляющего собой частный случай режима однозначности действия при $\vec{U}(t) \in R''_{A3} \subset R'_{A3} \subset R_{A3}$, является возможность приведения операторного уравнения (14) к виду

$$\vec{U}(t) = Q \vec{Y}(t). \quad (16)$$

Сопоставляя соотношения (14)—(16), заключаем, что выполнение тождества (15) и корректный режим работы комплексов B и C обеспечивают при $\vec{U}(t) \in R''_{A3} \subset R'_{A3} \subset R_{A3}$ корректный режим работы аналогового звена в целом.

3. *Режим покоя.* Под режимом покоя рассматриваемого аналогового звена мы будем понимать состояние звена, характеризуемое векторными соотношениями:

$$\vec{U}(t) = \vec{0}_{(n)}; \quad \vec{Y}(t) = \vec{0}_{(n)}. \quad (17)$$

Здесь символом $\vec{0}_{(n)}$ обозначен n -мерный вектор, модули компонент которого тождественно равны нулю.

Необходимыми условиями реализации режима покоя в рассматриваемом аналоговом звене является выполнение соотношений

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \vec{Y}(t)_i = \vec{0}_{(n)} \quad (i = 1, 2, \dots, n), \quad (18)$$

где $\vec{Y}(t)_i$ — i -й корень операторного уравнения

$$Q \vec{Y}(t) = \vec{0}_{(n)}. \quad (19)$$

Очевидно, что режим покоя является частным случаем режима однозначности управления и, следовательно, частным случаем режима однозначности действия.

Если аналоговое звено образовано из линейных преобразующих комплексов, необходимые условия реализации режима покоя совпадают с условиями устойчивости аналогового звена [7]. В данном случае, когда линейность комплексов B , C и F не оговорена, условия устойчивости аналогового звена нами не выявлялись.

4. *Режим обобщенного резонанса.* Под этим термином мы будем понимать состояние аналогового звена, имеющее место при выполнении векторных соотношений

$$\vec{U}(t) = \vec{Y}(t)_i \quad (i = 1, 2, \dots, n), \quad (20)$$

где $\vec{Y}(t)_i$ — i -й корень операторного уравнения (19).

5. *Режим подавления полезного сигнала.* Режим подавления полезного сигнала в рассматриваемом аналоговом звене характеризуется векторными соотношениями:

$$\vec{U}(t) = \vec{U}(t)_k \quad (k = 1, 2, \dots, n); \quad (21)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\vec{Y}(t)| \equiv \vec{0}_{(n)},$$

где $\vec{U}(t)_k$ — те из корней операторного уравнения

$$Q^{-1} \vec{U}(t) = \vec{0}_{(n)}, \quad (22)$$

которые удовлетворяют условию

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\vec{U}(t)_k| \neq \vec{0}_{(n)}. \quad (23)$$

6. *Режим стабилизации.* Примем, что воспроизводящие свойства комплексов B , C и F , образующих аналоговое звено, таковы, что при $\vec{U}(t) \in R''_{AZ} \subset R'_{AZ} \subset R_{AZ}$ и выполнении соотношения

$$\|C^{-1} D^{-1} \vec{Y}(t)\| \ll \|F \vec{Y}(t)\| \quad (24)$$

аналоговое звено в целом и каждый из комплексов B , C и F в отдельности работают в корректном режиме*.

Соответствующий этому случаю режим работы аналогового звена мы будем именовать режимом стабилизации.

Можно показать, что при устойчивой работе аналогового звена в режиме стабилизации при $\vec{U}(t) \in R''_{AZ} \subset R'_{AZ} \subset R_{AZ}$ имеет место соотношение

$$Q^{-1} \vec{U}(t) = F^{-1} \vec{U}(t) \quad (25)$$

и вытекающее из него выражение

$$\vec{Y}(t) = F^{-1} \vec{U}(t) + \vec{\gamma}_{AZ}(t), \quad (26)$$

где $\vec{\gamma}_{AZ}(t)$ — n -мерный вектор с достаточно малыми (по модулю) компонентами.

* Соотношение (24), очевидно, может рассматриваться как обобщение требования Боде [8] о достаточно больших коэффициентах усиления стабильно работающих аналоговых звеньев с обратной связью.

Из (26) следует, что при устойчивой работе аналогового звена в режиме стабилизации это звено выступает в роли «обратного оператора» F^{-1} *

Указанное свойство аналогового звена при нелинейном характере оператора F использовано нами для инструментального решения обратных задач в вычислительной технике [10] и задач автономного регулирования многомерных физических объектов [11].

При линейном характере преобразующих комплексов B , C и F указанное свойство аналогового звена с обратной связью широко используется для решения задач динамической коррекции измерительных приборов [12], в вычислительной технике [13] и для решения задач линейной фильтрации и теории предсказания [14].

Покажем возможность использования упомянутого свойства аналогового звена для решения задач коррекции многосвязных измерительных систем, реализованных на базе нелинейных, инерционных преобразователей неселективного (неизбирательного) действия.

Работу аналогового звена в режиме стабилизации, обеспечивающем выполнение операторного соотношения (26), будем характеризовать векторными соотношениями:

$$\vec{U}(t) \in P_{\text{АЗ}}^0 \subset R_{\text{АЗ}}'' \subset R_{\text{АЗ}}' \subset R_{\text{АЗ}} \subset R_{\text{АЗ}}; \quad (27a)$$

$$\vec{Y}(t) \in S_{\text{АЗ}}. \quad (27b)$$

Требование (27a) при заданном характере операторов B , C и F выступает как необходимое условие работы аналогового звена в режиме стабилизации. Если $\vec{U}(t)$ не принадлежит к классу $P_{\text{АЗ}}^0$, соотношение (26) неправомерно. В этом случае в зависимости от характера $\vec{U}(t)$ в аналоговом звене возможно возникновение нежелательных процессов, в частности, явления обобщенного резонанса и явления подавления полезного сигнала.

Указанная функциональная адаптация существования нескольких режимов работы аналоговых звеньев с обратной связью должна, очевидно, учитываться при использовании аналоговых звеньев для моделирования взаимосвязей, свойственных процессам управления в целом и процессам, протекающим в живых организмах [15], в частности**.

Использование аналоговых звеньев с обратной связью для коррекции многосвязных измерительных систем

Рассмотрим многосвязную измерительную систему, в которой роль преобразующего комплекса A выполняет комплекс первичных преобразователей (КПП), роль комплекса B — комплекс сравнивающих устройств (КСУ), роль комплекса C — комплекс усиливающих устройств (КУУ), роль комплекса D — комплекс регистрирующих устройств (КРУ) и роль комплекса F — комплекс корректирующих элементов обратной связи (ККЭОС).

* Ср. с терминологией Г. Е. Пухова [9].

** Правомерность подобного моделирования вытекает из основных положений кибернетики [16].

Структурная схема подобной многосвязной измерительной системы приведена на рис. 3. Примем, что воспроизводящие свойства преобразующих комплексов рассматриваемого варианта МВС таковы, что при $\vec{X}(t) \in R_x \subset P_A^0$ имеют место соотношения:

$$S_A^0 \subset P_{AZ}^0; \quad (28a)$$

$$S_{AZ}^0 \subset P_D^0; \quad (28б)$$

$$\vec{Z}(t) \in S_D^0, \quad (28в)$$

указывающие на работу в корректном режиме комплексов КПП и КРУ, а также в режиме стабилизации аналогового звена, образованного из КСУ, КУУ и ККЭОС.

В рассматриваемом случае в соответствии с (1), (4) и (26) операторное уравнение, отражающее воспроизводящие свойства рассматриваемой системы, имеет вид

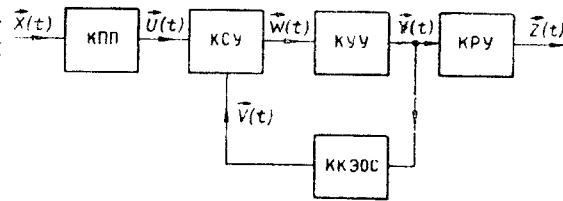


Рис. 3.

$$\vec{Z}(t) = D[F^{-1}A\vec{X}(t) + \vec{\gamma}_{AZ}(t)]. \quad (29)$$

В соответствии с третьим условием корректности прямой задачи для уравнения (4) преобразуем уравнение (29):

$$\vec{Z}(t) = DF^{-1}A\vec{X}(t) + \vec{\gamma}_D(t), \quad (30)$$

где $\vec{\gamma}_D(t)$ — n -мерный вектор с малыми (по модулю) компонентами, удовлетворяющий условию

$$\lim_{\substack{\vec{\gamma}_{AZ}(t) \rightarrow \vec{0} \\ (n)}} \vec{\gamma}_D(t) = \vec{0}. \quad (31)$$

Примем, что в рассматриваемой системе в качестве ККЭОС использована система, состоящая из двух последовательно включенных многополюсников H и G [17] (рис. 4).

Примем далее, что воспроизводящие свойства многополюсников H и G таковы, что при $P_A^0 \ni \vec{Y}(t) \in S_D^0$ имеют место соотношения:

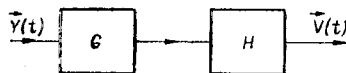


Рис. 4.

$$\vec{V}(t) = GH\vec{Y}(t); \quad (32a)$$

$$\vec{Y}(t) = H^{-1}G^{-1}\vec{V}(t), \quad (32б)$$

где

$$V(t) \in S_F^0. \quad (32в)$$

В этом случае операторное соотношение (30) может быть представлено в виде

$$\vec{Z}(t) = D H^{-1} G^{-1} A \vec{X}(t) + \vec{\gamma}_D(t). \quad (33)$$

Анализ операторного уравнения показывает, что если

$$D H^{-1} = a E; \quad (34а)$$

(n, n)

$$G^{-1} A = b E, \quad (34б)$$

(n, n)

то воспроизводящие свойства рассматриваемой МВС выразятся соотношением

$$\vec{Z}(t) = a b E \vec{X}(t) + \vec{\gamma}_D(t). \quad (35)$$

(n, n)

Здесь a и b — вещественные числа;

E — единичная матрица n -го порядка.

Соотношение (35) отражает работу МВС в автономном режиме с коррекцией неселективности действия, нелинейности и инерционности образующих ее преобразователей. Для выполнения указанной цели необходимо, как это следует из (34а) и (34б), чтобы левый обратный оператор многополюсника H являлся правым обратным оператором КРУ, а левый обратный оператор многополюсника G — левым обратным оператором КПП.

Физический смысл условий моделирования (34а) и (34б) иллюстрируется структурными схемами, приведенными на рис. 5, а и б. Следует

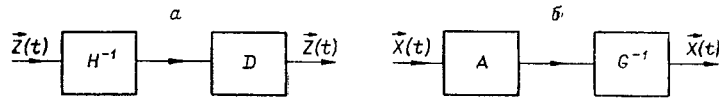


Рис. 5.

отметить, что в (26), (30) и (35) характер $\vec{\gamma}_{A3}(t)$ и $\vec{\gamma}_D(t)$ остается неопределенным. Из этого следует, что вопрос о точности работы МВС исследуемого типа остается открытым. Полученные нами соотношения, характеризующие воспроизводящие свойства МВС, надо рассматривать лишь как первый этап в создании алгоритмов для численного решения задач точности преобразований, выполняемых МВС.

Исключение влияния на работу многосвязной измерительной системы помех, действующих на первичные преобразователи

Рассмотренная задача коррекции многосвязных измерительных систем совпадает по своей сущности с задачей автономности многосвязных систем автоматического регулирования [18, 19].

корректный режим работы
 обеспечивается [1] лишь в том случае, когда

$$\begin{vmatrix} k_{11}(p) \dots k_{1i}(p) \dots k_{1n}(p) x_1(p) \\ \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ k_{k1}(p) \dots k_{ki}(p) \dots k_{kn}(p) x_k(p) \\ \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ k_{n+1,1}(p) \dots k_{n+1,i}(p) \dots k_{n+1,n}(p) x_{n+1}(p) \end{vmatrix} \neq 0, \quad (39)$$

где $\{k_{ki}(p)\}_{\substack{i=1,2,\dots,n \\ k=1,2,\dots,n+1}}$ и $\{x_j(p)\}_{j=1,2,\dots,n+1}$ — изображения (по Лапласу «долевых» импульсных переходных функций [1]) $(n+1)$ -мерного КИП, т. е. функций $\{\tilde{k}_{ki}(t)\}_{\substack{i=1,2,\dots,n \\ k=1,2,\dots,n+1}}$ и $\{\tilde{x}_j(t)\}_{j=1,2,\dots,n+1}$ соответственно.

Пусть n -мерный КИП реализован из первичных преобразователей, реакция которых на физические величины $\{x_i\}_{i=1,2,\dots,n}$ и «мешающую» величину η выражается функциями $(n+1)$ -й переменной:

$$\begin{aligned} u_1 &= A_1(x_1, \dots, x_i, \dots, x_n); \\ &\dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ u_k &= A_k(x_1, \dots, x_i, \dots, x_n); \\ &\dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ u_n &= A_n(x_1, \dots, x_i, \dots, x_n). \end{aligned} \quad (40)$$

Необходимое условие корректной работы КИП при введении $(n+1)$ -го первичного преобразователя будет выражаться в требовании выполнения соотношения

$$\begin{vmatrix} \frac{\partial u_1}{\partial x_1} \dots \frac{\partial u_1}{\partial x_i} \dots \frac{\partial u_1}{\partial x_n} \frac{\partial u_1}{\partial \eta} \\ \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ \frac{\partial u_k}{\partial x_1} \dots \frac{\partial u_k}{\partial x_i} \dots \frac{\partial u_k}{\partial x_n} \frac{\partial u_k}{\partial \eta} \\ \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ \frac{\partial u_{n+1}}{\partial x_1} \dots \frac{\partial u_{n+1}}{\partial x_i} \dots \frac{\partial u_{n+1}}{\partial x_n} \frac{\partial u_{n+1}}{\partial \eta} \end{vmatrix} \neq 0, \quad (41)$$

где

$$u_k = A_k(x_1, \dots, x_i, \dots, x_n, \eta) \quad (42)$$

отражает воспроизводящие свойства $(n+1)$ -го первичного преобразователя.

Конкретным примером использования описанного метода решения задачи помехоустойчивости может служить устройство, предназначенное для измерения температуры газового потока τ посредством термо-

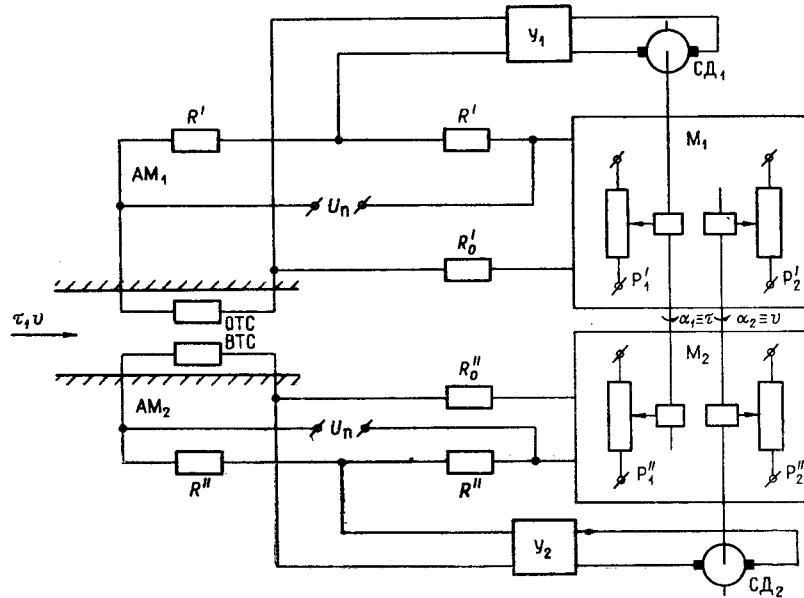


Рис. 6.

метра сопротивления. Структурная схема этого устройства приведена на рис. 6. На представленной схеме:

v — скорость потока, являющаяся помехой измерения температуры τ .

ОТС — основной термометр сопротивления, омическое сопротивление которого при τ_{\min} и v_{\min} равно R'_0 , а приращение омического сопротивления $\Delta R'$ определяется по формуле

$$\Delta R' = F_1(\tau, v). \quad (43a)$$

ВТС — вспомогательный термометр сопротивления, омическое сопротивление которого при τ_{\min} и v_{\min} равно R''_0 , а приращение омического сопротивления $\Delta R''$ определяется по формуле

$$\Delta R'' = F_2(\tau, v). \quad (43b)$$

M_1 — модель приращения омического сопротивления ОТС $\Delta R'$, представляющая собой двухполюсник, реализованный на базе реохордов P'_1 и P'_2 , роторы которых жестко сочленены с роторами серводвигателей СД₁ и СД₂. Реохорды P'_1 и P'_2 соединены между собой таким образом, что общее сопротивление M_1 равно

$$R_{M_1} = F_1(\alpha_1, \alpha_2). \quad (44a)$$

M_2 — модель приращения омического сопротивления ВТС $\Delta R''$, представляющая собой двухполюсник, реализованный на базе реохордов P_1' и P_2' , роторы которых жестко сочленены с роторами серводвигателей СД₁ и СД₂. Реохорды P_1' и P_2' соединены между собой таким образом, что уравнение общего сопротивления M_2 имеет вид

$$R_{M_2} = F_2(\alpha_1, \alpha_2). \quad (446)$$

R' и R_0' — постоянные сопротивления, образующие совместно с ОТС и M_1 автоматически компенсируемый мост AM_1 , нуль-орган которого состоит из усилителя Y_1 и серводвигателя СД₁;

R'' и R_0'' — постоянные сопротивления, образующие совместно с ВТС и M_2 автоматически компенсируемый мост AM_2 , нуль-орган которого состоит из усилителя Y_2 и серводвигателя СД₂.

Принимая рассматриваемое устройство заведомо устойчивым, можно утверждать, что при достаточно больших коэффициентах усиления Y_1 и Y_2 балансу мостов AM_1 и AM_2 при $t \rightarrow \infty$ будет соответствовать выполнение равенств:

$$\Delta R' = R_{M_1}; \quad (45a)$$

$$\Delta R'' = R_{M_2}. \quad (45b)$$

или в развернутой форме

$$F_1(\tau, \nu) = F_1(\alpha_1, \alpha_2); \quad (46a)$$

$$F_2(\tau, \nu) = F_2(\alpha_1, \alpha_2). \quad (46b)$$

Совместный баланс моста при $t \rightarrow \infty$, очевидно, возможен лишь в том случае, если уравнения (46a) и (46b) могут рассматриваться как совместная определенная система уравнений, имеющая единственное решение относительно α_1 и α_2 :

$$\alpha_1 \equiv \tau; \quad (47a)$$

$$\alpha_2 \equiv \nu. \quad (47b)$$

Необходимым условием существования решений (47a) и (47b) является выполнение соотношения

$$\begin{vmatrix} \frac{\partial F_1}{\partial \tau} & \frac{\partial F_1}{\partial \nu} \\ \frac{\partial F_2}{\partial \tau} & \frac{\partial F_2}{\partial \nu} \end{vmatrix} \neq 0, \quad (48)$$

являющегося частным случаем соотношения (41). Таким образом, в рассматриваемом нами устройстве помеха ν выступает так же, как τ , в качестве измеряемой величины.

З а к л ю ч е н и е

Приведенные материалы указывают на возможность создания качественно работающих многосвязных воспроизводящих (измерительных) систем на базе некачественных (нелинейных, инерционных, неселективных, чувствительных к помехам) преобразующих элементов.

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. В. Г. Васильев. Многосвязные воспроизводящие системы с линейными корректными преобразующими комплексами.— *Автометрия*, 1965, № 3.
2. В. Г. Васильев. Корректные преобразующие комплексы и область применения.— *Вычислительная техника в управлении*. М., изд-во «Наука», 1965.
3. Ж. Дьедонне. Основы современного анализа. М., изд-во «Мир», 1964.
4. А. Н. Тихонов. Об устойчивости обратных задач.— *Докл. АН СССР*, 1944, № 39.
5. М. М. Лаврентьев. О некоторых некорректных задачах математической физики. Новосибирск. Изд-во СО АН СССР, 1962.
6. Н. Я. Виленкин и др. Функциональный анализ. М., изд-во «Наука», 1964.
7. Н. Т. Четаев. Устойчивость движения. М., изд-во «Наука», 1965.
8. Г. Боде. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. М., Изд-во иностр. лит., 1951.
9. Г. Е. Пухов. Обратимые счетно-решающие элементы.— В сб. «Математическое моделирование и электрические цепи». Киев, Изд-во АН УССР, 1963.
10. В. Г. Васильев. Автоматическое электромеханическое вычислительное устройство. Авторское свидетельство № 143564. Бюллетень изобретений, 1961, № 24.
11. В. Г. Васильев. Устройство связанного регулирования многомерного объекта. Авторское свидетельство № 162196. Бюллетень изобретений, 1964, № 5.
12. В. Г. Васильев. Устройство для корректирования динамических характеристик электромеханических систем. Авторское свидетельство № 120264. Бюллетень изобретений, 1959, № 11.
13. В. Г. Васильев. Автоматическое устройство для решения интегральных уравнений Вольтера II рода с ядром типа $k(t-x)$.— *Электромеханика и автоматика*, 1958, № 4.
14. Р. Е. Калман, Р. С. Бьюси. Новые результаты в линейной фильтрации и теории предсказания.— *Техническая механика*, 1961, серия Д, т. 83, № 4.
15. А. И. Берг. Бионика и ее значение для развития техники.— В сб. «Бионика». М., изд-во «Наука», 1965.
16. Росс У. Эшби. Введение в кибернетику. М., Изд-во иностр. лит., 1959.
17. Т. Е. Ши. Четырехполосники и электрические фильтры. М., Изд-во иностр. лит., 1934.
18. И. Н. Вознесенский. О регулировании машин с большим числом регулируемых параметров.— *Автоматика и телемеханика*, 1938, № 4—5.
19. В. Т. Морозовский. Синтез автономных многомерных систем автоматического регулирования.— В сб. «Теория инвариантности». М., изд-во «Наука», 1964.
20. Б. Н. Петров. О реализуемости условий инвариантности.— В сб. «Теория инвариантности». М., Изд-во АН УССР, 1959.
21. Суд-Злочевский. Инвариантность в системах с несколькими регулируемыми параметрами.— В сб. «Теория инвариантности». М., Изд-во АН УССР, 1959.

*Поступила в редакцию
16 декабря 1964 г.,
окончательный вариант —
24 января 1966 г.*