

Если рассмотреть КППУ при $\dot{U}_x < 0$, то получим аналогичные результаты, так как динамическая диаграмма симметрична относительно середины шкалы квантования. Таким образом, предложенный метод анализа динамических свойств КППУ с помощью динамической диаграммы позволяет подробно исследовать динамические ошибки КППУ и изменения шкалы, происходящие с изменением скорости входного напряжения.

Поступило в редакцию
11 февраля 1968 г.

УДК 681.2.082+621.317.725

Р. ЗАЖИЦКИЙ
(Варшава, ПНР)

ВОПРОСЫ ДИНАМИКИ ГИБРИДНЫХ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Гибридный аналого-цифровой преобразователь [1] — это автоматическая система, которая преобразует входную аналоговую величину U (рис. 1) в две выходные величины — аналоговую X и цифровую Z , связанные между собой уравнениями:

$$U = X + Z; \quad (1)$$

$$Z = \text{Ent}\{U\} = n \cdot 1, \quad (2)$$

где

$$0 < X < 1, \quad (3)$$

а символ 1 обозначает основной квант.

Гибридные аналого-цифровые преобразователи отличаются от обычных аналого-цифровых преобразователей дополнительным требованием повышенной точности воспроизведения аналоговой выходной величины X при сравнительно небольшом числе квантов n ($n_{\max} = 5 \div 100$).

Обычно указанные преобразователи применяются в качестве многодиапазонных измерительных приборов [2] с автоматическим уравновешиванием, предназначенных в основном для измерения медленно изменяющихся величин U .

В тот момент, когда величина X (см. рис. 1) достигнет верхнего предела 1 или нижнего предела 0, начинает работать цифровая часть системы уравновешивания, скачкообразно изменяя величину Z до тех пор, пока величина X не возвратится в диапазон согласно уравнению (3).

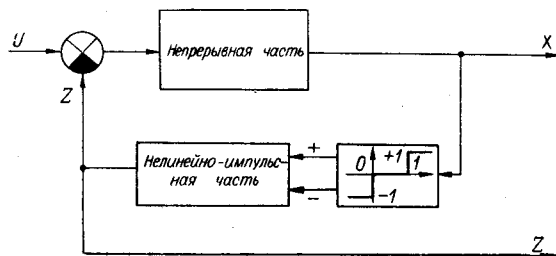


Рис. 1. Блок-схема гибридного аналого-цифрового преобразователя:

U — входная аналоговая величина; X — выходная аналоговая величина; Z — выходная цифровая величина; $0+1$ — основной квант.

Цепь обратной связи обладает свойствами запоминания, поскольку в этом случае является дискретным интегратором.

Пусть передаточная функция нуль-органа преобразователя (непрерывной части) имеет вид

$$\frac{X(p)}{U(p) - Z(p)} = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_0^2}, \quad (4)$$

где ω_0 — собственная частота; p — оператор Лапласа; ξ — коэффициент демпфирования.

Аналитическое описание динамики таких нелинейно-импульсных систем, в которых передаточная функция непрерывной части имеет комплексные полюсы, является практически невозможным, так как поведение их представляется трансцендентными уравнениями, а условия устойчивости, если они существуют, — трансцендентными неравенствами. Можно воспользоваться графическими методами анализа (методом фазовой плоскости) или моделированием на вычислительных машинах.

В первом случае удобна некоторая модификация системы координат, согласно уравнениям:

$$V = X + \frac{\xi}{\omega_0} \dot{X}; \quad (5)$$

$$W = - \frac{\sqrt{1 - \xi^2}}{\omega_0} \dot{X}, \quad (6)$$

причем в этой системе траектория колебательного звена имеет форму логарифмической спирали с углом поворота, пропорциональным времени. Характеристики импульсной системы можно также вычислить на цифровой вычислительной машине методом последовательного приближения, пользуясь системой разностных уравнений первого порядка в канонической форме:

$$\begin{cases} V_{n+1} = e^{-\xi \omega_0 T} \cos \sqrt{1 - \xi^2} \omega_0 T V_n - e^{-\xi \omega_0 T} \sin \sqrt{1 - \xi^2} \omega_0 T W_n; \\ W_{n+1} = e^{-\xi \omega_0 T} \sin \sqrt{1 - \xi^2} \omega_0 T V_n + e^{-\xi \omega_0 T} \cos \sqrt{1 - \xi^2} \omega_0 T W_n. \end{cases} \quad (7)$$

Однако этот метод является очень трудоемким, особенно если уравнения неоднородны.

Для устойчивой работы системы необходимо иметь некоторую избыточность (запас) m в диапазонах $(n \cdot 1)$ преобразователя. Здесь можно использовать частотный метод исследования отсутствия колебаний [3] для случая нелинейности типа гистерезиса. Уравнение (3) примет тогда вид

$$-m < X < 1. \quad (8)$$

Теперь можно приступить к решению вопроса о быстродействии преобразователя. В отличие от обычных импульсных систем преобразователь теряет устойчивость на частотах, больших, чем определенные, а не меньших, как обычно, из-за астатических свойств цепи обратной связи. При осуществлении достаточного условия устойчивости для нелинейных импульсных систем [4] время переходного процесса оказывается еще довольно большим (цифровой интегратор в цепи обратной связи можно представить [5] как последовательное соединение импульсного элемента и аналогового интегратора с коэффициентом усиления $\frac{1}{T_i}$).

Графический анализ на фазовой плоскости подтверждает, что самое короткое время переходного процесса (относительно величины Z) получается в случае аperiodического его характера.

Различные методы уравнивания можно разделить главным образом на неавтономные (импульсные с внешним синхронизированным или несинхронизированным генератором тактовых импульсов) и автономные (релейного типа с «автогенерацией» импульсов, управляющих цифровым интегратором). Кроме того, по характеру изменения величины Z могут быть выделены методы следящего и поразрядного уравнивания.

Примерные траектории на фазовой плоскости в системе координат V и W [см. (5), (6)] при $\xi=0,455$, $\omega_0=1$ показаны на рис. 2 для всех указанных методов уравнивания с одновременным представлением $Z(t)$.

Предельное быстродействие при условии аperiodического характера переходного процесса величины Z и в предположении линейности непрерывной части системы преобразователя исследовано автором методом последовательных приближений на фазовой плоскости и методом моделирования на аналоговой вычислительной машине. Схема моделирования для случая неавтономного метода поразрядного уравнивания с двоичным кодом 4, 2, 1 представлена на рис. 3. В этом случае к аналоговой машине подключен набор логических ячеек, моделирующих дискретный интегратор.

На рис. 4 показаны полученные минимально допустимые длительности периодов колебания для неавтономного метода следящего и поразрядного уравнивания при $\xi=0,455$ и различных значениях U . Метод следящего уравнивания допускает более короткий период колебания и, как в этом легко можно убедиться, обеспечивает более короткое время установления значения Z . Приборы, основанные на использовании методов автономного уравнивания, обладают в среднем более низким быстродействием (см. рис. 2, б, г). Дополнительно можно отметить, что:

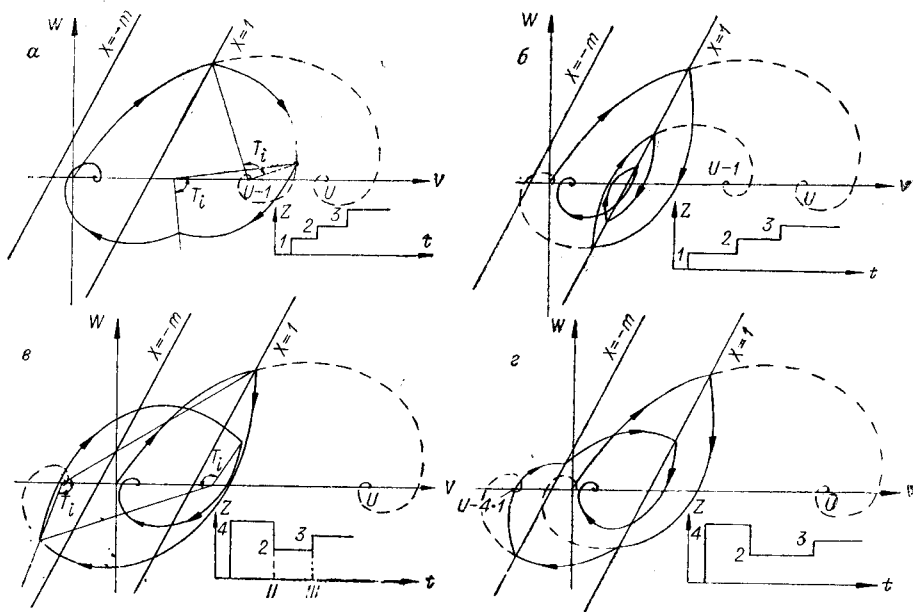


Рис. 2. Траектории переходного процесса на фазовой плоскости при ступенчатом воздействии $U=3,3 \cdot 1$:
 а — метод следящего неавтономного уравнивания; б — метод следящего автономного уравнивания; в — метод поразрядного неавтономного уравнивания; г — метод поразрядного автономного уравнивания; T_i — период колебания; m — запас диапазона.

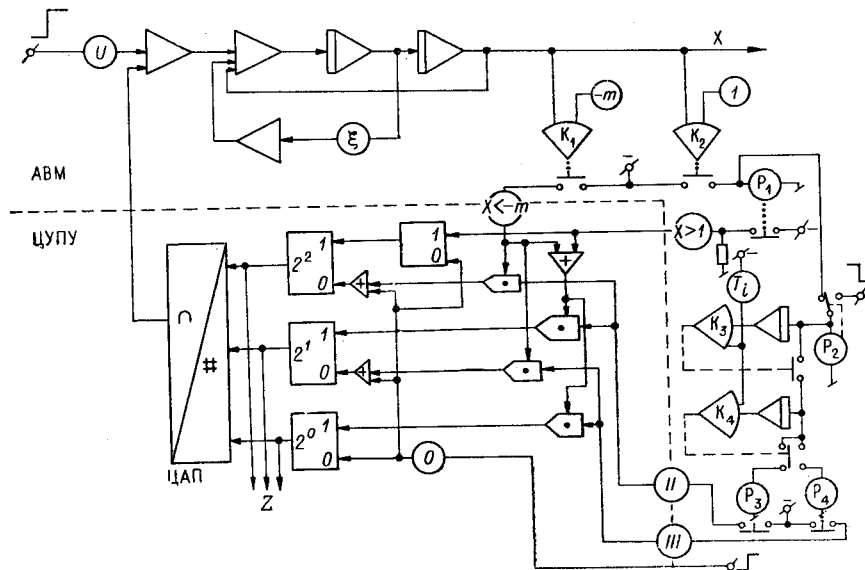


Рис. 3. Схема моделирования неавтономного метода поразрядного уравнивания на аналоговой вычислительной машине:
 АВМ — аналоговая вычислительная машина; ЦПУ — цифровое устройство поразрядного уравнивания; ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь; К — компаратор (аналоговая ячейка сравнения); Р — вспомогательное реле.

а) целесообразно применять системы с адаптивной зависимостью частоты колебания от U , так как существует очень большая зависимость минимально допустимой длительности периода колебания (см. рис. 4) от значения величины U ;

б) высокое быстродействие достигается при использовании дополнительного безынерционного амплитудного анализатора значения величины U для управления цифровым интегратором;

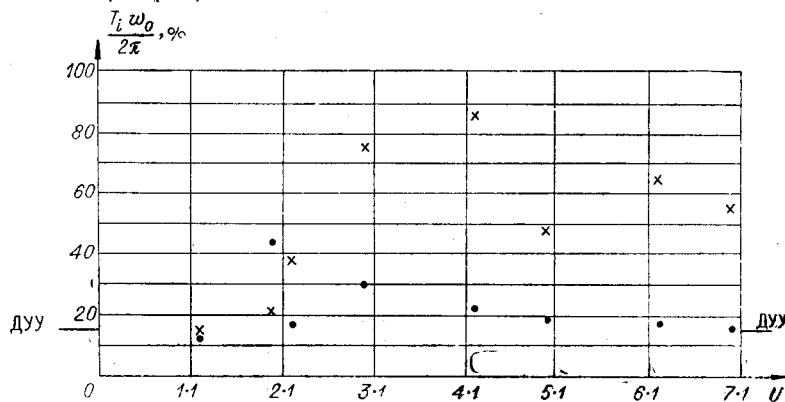


Рис. 4. Зависимость минимально допустимой (для аperiodичности) длительности периода колебания от амплитуды входного ступенчатого воздействия U для неавтономных методов следящего и поразрядного уравнивания ($\xi=0,455$):

• — метод следящего уравнивания; x — метод поразрядного уравнивания; ДУУ — достаточное условие устойчивости.

в) самое эффективное сокращение длительности суммарного переходного процесса (величины X) получается при одновременном сокращении переходного процесса аналоговой величины X путем использования принципов оптимального управления (см. [6]). Автором получены следующие результаты: при использовании амплитудного анализатора для безынерционного установления значения величины Z можно реализовать квазиоптимальное, но очень близкое к оптимальному управление величиной X , пользуясь линейным алгоритмом временного управления:

$$Z = \begin{cases} 0; & 0 < t < t_1; \\ (n+1) \cdot 1; & t_1 < t < t_2; \\ n \cdot 1; & t_2 < t < \infty, \end{cases} \quad (9)$$

где t_1 и t_2 определяются из уравнений:

$$X(t_1) = \beta_n (U - n \cdot 1); \quad (10)$$

$$\dot{X}(t_2) = 0; \quad (11)$$

$$\beta_n = \text{const.} \quad (12)$$

ЛИТЕРАТУРА

1. Łyszard Zarzycki. Wybór częstotliwości przeta, szania podzakresów w hybrydowych miernikach automatycznych.—Placé IV Krajowej Konferencji Automatyki, Kraków, 1967.
2. В. М. Ордынцев. Логическое устройство для быстрого выбора диапазона измерения.— Приборы и системы управления, 1967, № 3.
3. Я. Цыпкин. Теория релейных систем автоматического регулирования. М., Гостехиздат, 1956.
4. Я. Цыпкин. Основы теории нелинейных импульсных систем.— Доклад на II конгрессе ИФАК, 1963.
5. J. M. Holtzman, A. K. Rue. Stability Analysis of Incremental Servos.— IEEE Transactions on Application and Industry, March, 1964.
6. В. М. Александров, А. А. Нестеров. Применение оптимального управления для улучшения характеристик аналоговых измерительных приборов.— Автометрия, 1967, № 6.

Поступило в редакцию
13 сентября 1968 г.