

М. А. ЗЕМЕЛЬМАН

(Москва)

**ЗАВИСИМОСТЬ СЛУЧАЙНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ  
АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ  
С АВТОМАТИЧЕСКОЙ КОРРЕКЦИЕЙ  
СИСТЕМАТИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ  
ОТ ШУМОВ ЭЛЕМЕНТОВ ЕГО СХЕМЫ\***

Анализируется влияние шумов элементов схемы аналого-цифрового преобразователя на случайные погрешности. В частности, рассматривается зависимость флюктуаций нулевого уровня нуль-органа от шумов вольт-амперной характеристики диода, сопротивлений схемы и коэффициента усиления усилителя.

В [1] были определены случайные погрешности развертывающего аналого-цифрового преобразователя с автоматической коррекцией систематических погрешностей. Была показана их связь с флюктуациями нулевого уровня нуль-органа  $\sigma_0$ , крутизны пилообразного напряжения  $\sigma_a$ , амплитуды  $\sigma_a$  и скорости нарастания выходных импульсов нуль-органа  $\sigma_v$ , порога срабатывания ключа измерителя интервалов времени  $\sigma_{U_n}$ . Однако все эти флюктуации, условно рассматривавшиеся в [1], как заданные, в действительности определяются параметрами схемы аналого-цифрового преобразователя и шумами его элементов.

Определив зависимость указанных величин (нулевого уровня нуль-органа, крутизны пилообразного напряжения, амплитуды и скорости нарастания выходных импульсов нуль-органа, порога срабатывания ключа) от параметров схемы преобразователя, можно найти связь флюктуаций, принятых в [1], как заданные, с параметрами схемы преобразователя и шумами его элементов. Таким образом, можно полностью определить случайные погрешности преобразователя.

Рассмотрим это на примере определения среднеквадратичного отклонения нулевого уровня нуль-органа  $\sigma_0$  (см. [1]). Обобщенная схема диодного нуль-органа, входящего в аналого-цифровой преобразователь [1], дана на рис. 1 ( $u_r$  — генератор пилообразного напряжения;  $U_1$  — усилитель).

В анализируемом преобразователе применен диодно-регенеративный нуль-орган с трансформаторной положительной обратной связью [2]. В этом нуль-оргane сигнал положительной обратной связи с выхода усилителя  $U_1$  вводится последовательно с диодом (на рис. 1 не показан).

\* Материал доложен на VI Всесоюзной конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений в сентябре 1964 г. в Новосибирске.

но). Как известно, до момента срабатывания нуля-органа обратная связь не действует.

При рассмотрении случайной погрешности нулевого уровня, обусловленной шумами элементов схемы, другими погрешностями, в частности, погрешностью, обусловленной процессами заряда и разряда конденсатора  $C$  [3], пренебрегаем. Поэтому, считая, что в течение цикла преобразования напряжение на конденсаторе  $C$ , равное  $U_x$ , не меняется, эквивалентную схему нуля-органа можем представить в виде, показанном на рис. 2 ( $R_2$  — внутреннее сопротивление генератора  $u_r$ ;  $R_3$  — эквивалентное входное сопротивление усилителя, принимаемое постоян-

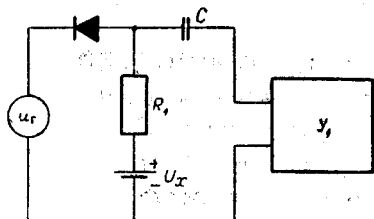


Рис. 1.

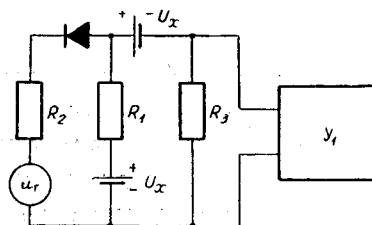


Рис. 2.

ным [3]). Сопротивление  $R_2$  обычно незначительно, и им практически всегда можно пренебречь.

В схеме нуля-органа может быть применен как ламповый, так и полупроводниковый диод. Как известно [4], вольтамперная характеристика полупроводникового диода может быть представлена в виде

$$i_{\text{ди}} = I_0 (e^{ku_{\text{д}}} - 1). \quad (1)$$

Вольтамперная характеристика лампового диода при напряжениях на диоде, близких к нулю, имеет вид

$$I_{\text{дл}} = I_0 e^{ku_{\text{д}}}. \quad (2)$$

Рассмотрим схему с полупроводниковым диодом. Пусть  $u_r = U_{\text{пм}} - \frac{1}{\alpha} t$ . Можно показать, что изменение во времени напряжения на диоде до момента срабатывания нуля-органа, учитывая (1), выражается следующим уравнением (сопротивлением  $R_2$  пренебрегаем):

$$U_{\text{д}} + I_{03} R e^{ku_{\text{д}}} = U_x - U_{\text{пм}} + \frac{1}{\alpha} t + I_0 R_3, \quad (3)$$

где

$$R_3 = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3}.$$

Диодно-регенеративный нуль-орган срабатывает в тот момент, когда коэффициент усиления разомкнутой петли обратной связи, увеличиваясь, становится равным единице. Это условие для схемы рис. 1 выражается соотношением [2]:

$$\frac{K_1 n}{1 + \frac{r_{\text{д}}}{R_3}} = 1, \quad (4)$$

где  $n$  — коэффициент трансформации трансформатора обратной связи (на рис. 1 не показан);

$r_{\partial}$  — дифференциальное сопротивление диода.

На основании (1)

$$r_{\partial} = \frac{1}{kI_0} e^{-ku_{\partial}}. \quad (5)$$

Из (4) и (5) можно определить, что напряжение на диоде в момент срабатывания нуля-органа должно быть равно

$$u_{\partial} = -\frac{1}{k} \ln [kI_0 R_0 (K_1 n - 1)]. \quad (6)$$

Подставляя (6) в (3), найдем, что срабатывание нуля-органа происходит в момент времени (отсчет времени ведется с момента начала генерации напряжения пилообразной формы)

$$t = \alpha \left\{ U_{\text{пм}} - U_x - \frac{1}{k} \ln [kI_0 R_0 (K_1 n - 1)] + \frac{1}{k(K_1 n - 1)} - I_0 R_0 \right\}. \quad (7)$$

Находя частные дифференциалы  $t$  по различным параметрам схемы, которые могут флюктуировать, суммируя квадраты этих частных дифференциалов и извлекая корень квадратный из суммы, получим зависимость среднеквадратичного отклонения момента срабатывания нуля-органа от параметров его схемы и среднеквадратичных значений шумов этих параметров:

$$\sigma_t = \frac{\alpha}{k} \sqrt{\left\{ \ln [kI_0 R_0 (K_1 n - 1)] - \frac{K_1 n}{K_1 n - 1} \right\}^2 \sigma_k^2 + (1 + kI_0 R_0)^2 (\sigma_{I_0}^2 + \sigma_{R_0}^2) + \left( \frac{K_1 n}{K_1 n - 1} \right)^4 \sigma_{K_1}^2}. \quad (8)$$

Здесь  $\sigma_t$  — абсолютное значение среднеквадратичного отклонения момента срабатывания, сек;  
 $\sigma_k, \sigma_{I_0}, \sigma_{R_0}, \sigma_{K_1}$  — соответственно относительные среднеквадратичные значения шумов параметров  $k$  и  $I_0$  диода, сопротивления  $R_0$  и коэффициента усиления усилителя  $K_1$ .

Из (8) видно, что  $\sigma_t$  не зависит от  $U_x$  и является, следовательно, составляющей шума нулевого уровня нуля-органа. Вторая составляющая этого шума обуславливается шумом момента срабатывания второго канала нуля-органа. Так как второй канал нуля-органа полностью идентичен первому, то суммарный шум нулевого уровня нуля-органа равен  $\sigma_{0t} = \sigma_t \sqrt{2}$ , т. е.

$$\sigma_{0\text{оп}} = \frac{\sqrt{2}}{k} \sqrt{\left\{ \ln [kI_0 R_0 (K_1 n - 1)] - \frac{K_1 n}{K_1 n - 1} \right\}^2 \sigma_k^2 + (1 + kI_0 R_0)^2 (\sigma_{I_0}^2 + \sigma_{R_0}^2) + \left( \frac{K_1 n}{K_1 n - 1} \right)^4 \sigma_{K_1}^2}. \quad (9)$$

Для примера можно указать, что если применен диод Д-101 ( $k \cong 40 \frac{1}{b}$ ;  $I_0 \cong 0,3 \cdot 10^{-6} \text{ а}$ ) и параметры имеют значения  $R_0 = 200 \text{ ком}$ ,  $K_1 = 10$ ,  $n = 2$ , то

$$\sigma_{0\text{оп}} = 0,03 \sqrt{14,4\sigma_k^2 + 11,6(\sigma_{I_0}^2 + \sigma_{R_0}^2) + 1,2\sigma_{K_1}^2}.$$

Аналогично на основании (2) можно получить соответствующее выражение для схемы с ламповым диодом:

$$\sigma_{ол} = \frac{\sqrt{2}}{k} \sqrt{\left\{ \ln[kI_0 R_9 (K_1 n - 1)] - \frac{K_1 n}{K_1 n - 1} \right\}^2 \sigma_k^2 + \sigma_{I_0}^2 + \sigma_{R_9}^2 + \left( \frac{K_1 n}{K_1 n - 1} \right)^4 \sigma_{K_1}^2}. \quad (10)$$

Выразив остальные величины ( $\alpha$ ,  $U_a$ ,  $v$ ,  $U_n$ ), влияющие на случайную погрешность, через параметры элементов схемы, можно аналогично определить зависимость  $\sigma_\alpha$ ,  $\sigma_a$ ,  $\sigma_v$ ,  $\sigma_{U_n}$ , т. е. зависимость случайной погрешности преобразователя (см. [1]), от шумов параметров элементов его схемы.

Выражения, подобные (9) и (10), полезны тем, что показывают наряду с выражениями, полученными в [1], как следует выбирать параметры схемы преобразователя с целью уменьшения случайных погрешностей преобразования.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. М. А. Земельман. Точный аналого-цифровой преобразователь на грубых элементах. Измерительная техника, 1964, № 9.
2. Л. А. Меерович, Л. Г. Зеличенко. Импульсная техника. М., Изд-во «Советское радио», 1953.
3. М. А. Земельман. Нелинейность преобразования напряжения в интервал времени в цифровых измерительных системах. Измерительная техника, 1963, № 10.
4. И. П. Степаненко. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963.

Поступила в редакцию  
22 сентября 1964 г.