

О ПОСТРОЕНИИ СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ «НАПРЯЖЕНИЕ — КОД» НА УНИФИЦИРОВАННЫХ УЗЛАХ

Л. Г. Малахов

Киев

Преобразователь информации решает три основные задачи: квантования, запоминания и представления в двоичном коде. При реализации принципа преобразования, основанного на последовательном «взвешивании», возникает также задача определения знака входного напряжения. Для решения всех этих задач преобразователь может быть собран по схеме, изображенной на рис. 1.

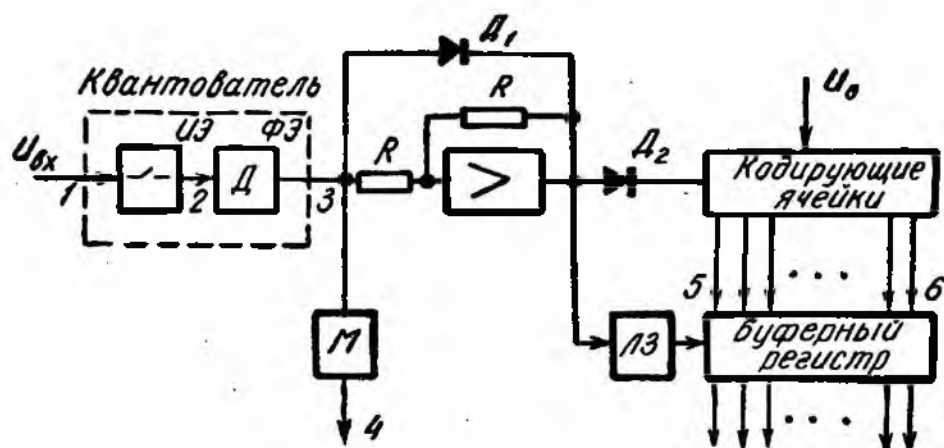


Рис. 1.

Входной сигнал $U_{вх}$ поступает на квантующее устройство — квантователь, которое включает в себя электронный ключ ИЭ и фиксирующий элемент ФЭ. На выходе квантующего устройства появляется последовательность прямоугольных импульсов (квантов), амплитуда которых равна амплитуде входного сигнала, а длительность — времени преобразования. Импульсы с выхода квантующего устройства подаются на схему выделения модуля и одновременно на схему определения знака. В схему определения знака входит заторможенный мультивибратор М, который при подаче на его вход отрицательного импульса генерирует единичный импульс, подаваемый затем во входной регистр ЦВМ.

Импульсы со схемы определения модуля подаются на кодирующие ячейки, с которых числовое значение амплитуды каждого импульса поступает в буферный регистр, где запоминается до прихода следующего числа. Перед приходом следующего числа запись с регистра сбрасывается импульсом, задержанным в линии задержки на величину τ , несколько большую величины времени счета.

Построение кодирующих ячеек

Схему кодирующей ячейки можно представить так, как показано на рис. 2. Подавая напряжение ошибки $U_{n-1} = U_n - U_0$, снимаемое с непрерывного выхода ячейки, на вход следующей ячейки, можно получить следующий двоичный разряд числа. Последовательным соединением n ячеек можно получить n -разрядное двоичное число.

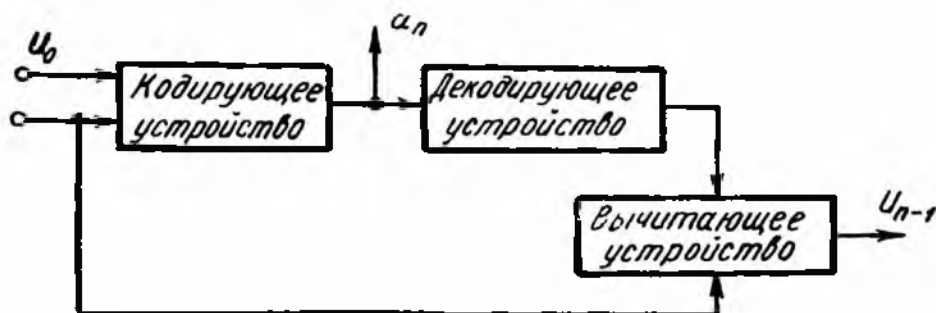


Рис. 2.

Между цифровым выходом a_n и входным напряжением U_n существует следующая зависимость:

$$a_n = \begin{cases} 0 & (U_n < U_0) \\ 1 & (U_n \geq U_0) \end{cases} \quad (1)$$

Таким образом, передаточная характеристика кодирующей ячейки является ступенчатой функцией.

Непрерывный выход ячейки связан со входным напряжением следующей зависимостью:

$$U_{n-1} = \begin{cases} 2U_n & (U_n < U_0) \\ 2(U_n - a_n U_0) & (U_n \geq U_0) \end{cases} \quad (2)$$

Опорное напряжение U_0 следует выбирать из условия

$$2U_0 = U_{n \max}.$$

Коэффициент 2 вводится для того, чтобы избежать применения отдельных источников напряжения в каждой ячейке.

Таким образом, с помощью последовательного соединения одnorазрядных кодирующих ячеек с передаточными характеристиками описанными выражениями (1) и (2) можно собрать кодирующее устройство, преобразующее непрерывный (в пределах кванта) сигнал в двоичный код.

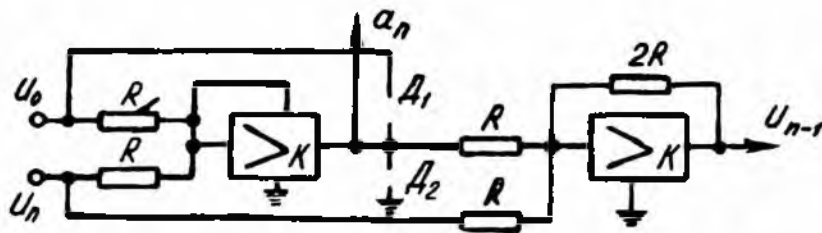


Рис. 3.

Приведенные выше характеристики можно осуществить применением многих известных элементов (триггеры, реле, усилители и т. д.). Одним из способов реализации требуемых характеристик является реализация их с помощью операционных усилителей. Действительно, в операционном усилителе, охваченном положительной обратной связью

и имеющем балансный выход, при подаче на вход сигнала $\pm U_{вх}$ возникает лавинообразный процесс, приводящий к тому, что напряжение на выходе усилителя достигает значения насыщения $\pm U_{вых}$. Цепочка на выходе усилителя ограничивает выходное напряжение таким образом, что его величина принимает только два значения $U_{вых} = U_0$ или $U_{вых} = 0$.

В качестве вычитающего и декодирующего устройства целесообразно применить второй операционный усилитель, формирующий напряжение на выходе в соответствии с выражением (2). Схема кодирующей ячейки приведена на рис. 3.

Алгоритм работы преобразователя, работающего по предлагаемому принципу, можно описать следующим выражением:

$$\begin{array}{c} U_0 \\ U_n \end{array} \begin{array}{c} \nearrow \\ \longrightarrow \end{array} \Delta_1 U \xrightarrow{\uparrow} a_1 U_0 \begin{array}{c} \nearrow \\ \longrightarrow \end{array} \Delta_2 U \times 2 \rightarrow \begin{array}{c} U_0 \\ U_{n-1} \end{array} \begin{array}{c} \nearrow \\ \longrightarrow \end{array} \Delta_1 U \xrightarrow{\uparrow} a_2 U_0 \xrightarrow{\uparrow} U_{n-1} \quad (3)$$

Погрешности решающих усилителей в схеме преобразователя

Рассмотрим работу усилителя в режиме суммирования входных величин и умножения суммы на постоянный множитель. На рис. 4 при-

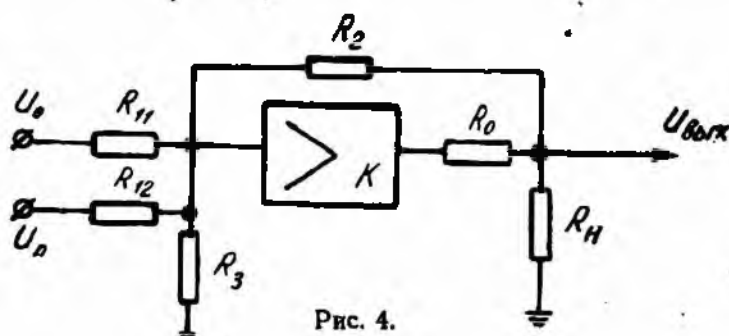


Рис. 4.

ведена схема соответствующего режима работы усилителя. Введены следующие обозначения:

- R_{11} — входное сопротивление в цепи опорного напряжения;
- R_{12} — входное сопротивление в цепи измерения;
- ΔU — напряжение на сетке первой лампы усилителя;
- R_2 — сопротивление цепи обратной связи;
- R_3 — сопротивление утечки сетки первой лампы усилителя;
- R_0 — сопротивление выхода усилителя;
- R_n — сопротивление нагрузки усилителя.

Для анализа работы удобнее перейти к проводимости. Рассмотрим передаточные функции $\varphi_{11} = \frac{\Delta U}{U_0}$ и $\varphi_{12} = \frac{\Delta U}{U_n}$. С учетом внутреннего сопротивления последнего каскада усилителя и нагрузки можно записать [2]:

$$U_{вых} = -K_y^* \frac{y_0 \left(1 - \frac{y_2}{y_0 - K_y^*}\right)}{y_0 + y_n + y_2} \Delta U, \quad (4)$$

где $K_y^* = K_y \frac{y_0 + y_n}{y_0}$ — коэффициент усиления усилителя без обратной связи, вычисленный при условии, что в выходном каскаде проводимость анодной цепи близка к нулю;

$y_0 = \frac{1}{R_i}$ — проводимость лампы выходного каскада.

Выражение для погрешности можно записать в виде:

$$\Delta U_{\text{вых}} = - \left[\frac{\Delta y_{11}}{y_1} U_0 + \frac{\Delta y_{12}}{y_2} U_n \right] + \frac{\Delta y_2}{y_2} \left[\frac{y_{11}}{y_2} U_0 + \frac{y_{12}}{y_2} U_n \right] + \left[(y_{11} + y_{12} + y_2 + y_3) \frac{1}{y_2} \frac{1}{K_{\beta}^*} \right] \left(\frac{y_n}{y_1} U_0 + \frac{y_{12}}{y_2} U_n \right), \quad (5)$$

где

$$\beta = \frac{y_0}{y_0 + y_n + y_2}.$$

Из выражения (5) выделим составляющие. Погрешность входных цепей:

$$\Delta U_{\text{вх1}} = \frac{\Delta y_{11}}{y_1} U_0 + \frac{\Delta y_{12}}{y_2} U_n \quad (6)$$

и относительная погрешность входных цепей:

$$\delta U_{\text{вх1}} = \frac{\Delta y_{11}}{y_1} \cdot \frac{U_0}{U_{\text{вых}}} + \frac{\Delta y_{12}}{y_2} \frac{U_n}{U_{\text{вых}}}. \quad (7)$$

Погрешность цепи обратной связи:

$$\Delta U_{\text{вх2}} = \frac{\Delta y_2}{y_2} \left(\frac{y_{11}}{y_2} U_0 + \frac{y_{12}}{y_2} U_n \right); \quad (8)$$

и относительная погрешность цепи обратной связи:

$$\delta U_{\text{вх2}} = \frac{\Delta y_2}{y_2} \left(\frac{y_{11}}{y_2} \cdot \frac{U_0}{U_{\text{вых}}} + \frac{y_{12}}{y_2} \frac{U_n}{U_{\text{вых}}} \right). \quad (9)$$

Погрешность из-за конечного значения коэффициента усиления:

$$\Delta U_{\text{вх3}} = \left[(y_{11} + y_{12} + y_2 + y_3) \frac{1}{y_2} \cdot \frac{1}{K_{\beta}^*} \right] \left(\frac{y_{11}}{y_2} U_0 + \frac{y_{12}}{y_2} U_n \right). \quad (10)$$

К случайным составляющим погрешности усилителя следует отнести дрейф нуля, ошибку в установке нуля, наличие гармоник во входном сигнале, неточность установки величин сопротивлений и др. Как известно [2], наибольшее влияние на величину дрейфа нуля оказывают сеточные токи и нестабильность параметров схемы. При большом коэффициенте усиления абсолютная погрешность выхода, обусловленная наличием сеточного тока, может быть описана выражением

$$\Delta U_{\text{вых}} = \frac{I_{\partial}}{y_2}, \quad (11)$$

а относительная погрешность

$$\delta U_{\text{вых}} = \frac{I_{\partial}}{y_2 U_{\text{вых}}}. \quad (12)$$

Определение требований к элементам усилителей

При выработке требований к элементам усилителей будем исходить из допустимой величины погрешности, затем, пользуясь приведенными зависимостями, определим допуски для элементов.

Для кодирующего усилителя наиболее существенны ошибки при значениях входного сигнала, близких к величине опорного напряжения, а то время как для усилителя, работающего в режиме умножения, ошиб-

ки одинаково характерны для всего диапазона входных напряжений.

Рассмотрим элементы входных цепей. Зададимся относительной ошибкой $\delta U_{\text{вых}} = 0,01\%$. Учитывая, что величины R_{11} и R_{12} равны и однотипны, т. е. $\Delta y_{11} = \Delta y_{12}$, можно записать:

$$\frac{\Delta y_{11}}{y_2} \left(\frac{U_a}{U_{\text{вых}}} + \frac{U_n}{U_{\text{вых}}} \right) = 0,01.$$

По условиям работы преобразователя $\frac{U_a}{U_{\text{вых}}} = 0,5$,

тогда $\Delta y_{11} = \frac{0,01 y_2}{0,5 + \frac{U_n}{U_{\text{вых}}}}$; помня, что $\Delta R = \frac{\Delta y}{y}$,

получим:

$$\Delta R = \frac{0,01}{0,5 + \frac{U_n}{U_{\text{вых}}}}.$$

При изменении величины отношения $\frac{U_n}{U_{\text{вых}}}$ в пределах от нуля до единицы величина ΔR меняется от 0,02 до 0,008, следовательно, сопротивление входных цепей нужно выбирать с допуском 0,008—0,02% для обеспечения точности работы решающего усилителя в 0,01%.

Для цепей обратной связи, рассуждая аналогично, получим:

$$\Delta R_{\text{о.с.}} = \frac{0,01}{2 \left(0,5 + \frac{U_n}{U_{\text{вых}}} \right)},$$

т. е. допуск на элементы обратной связи в два раза более жесткий, чем на элементы входных цепей.

Определим минимально необходимый коэффициент усиления для заданной точности работы усилителя. Решая выражение (10) относительно K_v , найдем:

$$K_{v \min} \geq 7500 \left(1 + 0,5 \frac{U_n}{U_{\text{вых}}} \right).$$

Минимально допустимое значение коэффициента усиления в зависимости от величины отношения $\frac{U_n}{U_{\text{вых}}}$ колеблется, таким образом, в пределах 7500—11250.

Определение времени срабатывания кодирующего усилителя

Под временем срабатывания будем понимать время $t_{\text{ср}}$, по истечении которого в кодирующем усилителе положительная обратная связь имеет коэффициент, превышающий единицу.

Представим усилитель в виде четырехполюсника (рис. 5). Пусть переходная функция четырехполюсника $h(t)$. Ее изображение можно определить по известной зависимости

$$h(p) = \int_0^{\infty} h(t) e^{-pt} dt.$$

Подадим на вход четырехполюсника единичную ступенчатую функцию $1(t)$. Учитывая, что $L[1(t)] = \frac{1}{p}$, можно записать $K(p) = ph(p)$. Для четырехполюсника справедливо соотношение

$$U_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вых}}(t) + U_{\text{св}}(t).$$

Если $U_{\text{св}}(t) = 1(t)$, то $h_1(t) = h_2(t) + 1(t)$,

где $h_1(t)$ — переходная функция на зажимах 1—1,
 $h_2(t)$ — „ „ „ „ 2—2.

Переходя к изображениям, получим:

$$h_1(p) = h_2(p) + \frac{1}{p}, \quad \frac{h_2(p)}{h_1(p)} = \frac{U_{\text{вх}}(p)}{U_{\text{св}}(p)} = K(p) = ph(p)$$

следовательно,

$$h_2(p) = \frac{h(p)}{1 - ph(p)} \quad (13)$$

и

$$h_1(p) = \frac{1}{p[1 - ph(p)]}. \quad (14)$$

Задача определения времени срабатывания сводится к нахождению величин преобразованных переходных функций $h_1(p)$ и $h_2(p)$, их оригиналов и величины $t_{\text{ср}}$ для начальных и конечных значений этих функций.

Составим упрощенную эквивалентную схему двух каскадов усилителя (два каскада берем потому, что положительную обратную связь снимаем после второго каскада).

Для составления эквивалентной схемы идеализируем характеристики ламп, заменяя лампы генераторами тока SU (где S — крутизна характеристики), пренебрегаем переходными емкостями. При таких упрощениях эквивалентная схема будет иметь вид, изображенный на рис. 6.

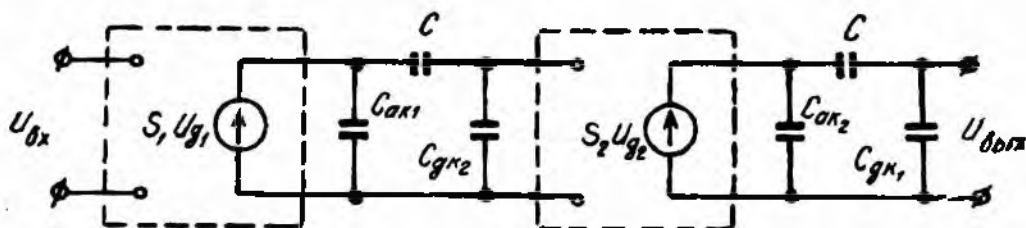


Рис. 6.

Комплексный коэффициент передачи эквивалентной схемы может быть получен в виде

$$K(j\omega) = \frac{U_{\text{св}}(j\omega) \cdot U_{\text{вх}}(j\omega)}{U_{\text{вх}}(j\omega) \cdot U_{\text{св}}(j\omega)} = \frac{S_1 \left(\frac{c}{c + c_{\text{гк}2}} \right) \cdot S_2 \left(\frac{c}{c + c_{\text{гк}1}} \right)}{j\omega \left(\frac{c \cdot c_{\text{гк}2}}{c + c_{\text{гк}2}} + c_{\text{ак}1} \right) j\omega \left(\frac{c \cdot c_{\text{гк}1}}{c + c_{\text{гк}1}} + c_{\text{ак}2} \right)} \quad (15)$$

Введем обозначения: $\frac{c \cdot c_{\text{гк}2}}{c + c_{\text{гк}2}} + c_{\text{ак}1} = C'$, $\frac{c}{c + c_{\text{гк}2}} = C_1$, $\frac{c}{c + c_{\text{гк}1}} = C_2$,

$$\frac{c \cdot c_{\text{гк}1}}{c + c_{\text{гк}1}} + c_{\text{ак}2} = C''.$$

Тогда выражение (15) можно записать в виде

$$K(j\omega) = \frac{K}{(j\omega)^2},$$

где

$$K = \frac{S_1 C_1 S_2 C_2}{C' C''},$$

или, переходя к оператору p :

$$K(p) = \frac{K}{p^2}. \quad (16)$$

Переходные функции в этом случае запишутся

$$h_2(p) = \frac{K}{p(p^2 - K)}, \quad (17)$$

$$h_1(p) = \frac{1}{p^2 - K}. \quad (18)$$

При ступенчатом управляющем напряжении $U'_{вх}$ в результате на-
хождения оригиналов будем иметь:

$$U'_{вх} h_2(t) = U'_{вх} Ch(\sqrt{K}t) - U'_{вх};$$

$$U'_{вх} h_1(t) = U'_{вх} Ch(\sqrt{K}t).$$

Определим напряжение $U_{\partial 2}$. Для этого найдем преобразованную пе-
реходную функцию $h'(p)$ на входе второго каскада:

$$h'(p) = h_1(p) \left(-\frac{S_1 C_1}{p C'} \right).$$

Переходя к оригиналу, получим:

$$U_{\partial 2}(t) = -U'_{вх} Sh(\sqrt{K}t).$$

Известно, что

$$Shx \cong Chx \cong \frac{1}{2} e^x \quad (\text{при } x = \sqrt{K}t > 1,8),$$

следовательно,

$$|U_{\partial 2}| = |U_{\partial 1}|.$$

Подставляя вместо текущего значения $U_{\partial 1}$ напряжение спрямленной
характеристики $U_{\partial \cdot o}$, получим:

$$t_{ср} = \sqrt{\frac{1}{K}} \ln \left[2 \frac{U_{\partial \cdot o}}{U'_{вх}} \right]. \quad (19)$$

Для уменьшения времени срабатывания необходимо увеличивать
величину K , что равноценно подбору ламп с меньшими значениями
внутриламповых емкостей.

Выбор элементов цепей ограничения

Появление погрешности в ограничении выходного напряжения при-
водит к появлению в последующих ячейках преобразователя ложной
цифры. Рассмотрим диодный ограничитель (рис. 7). Решая уравнения
токов для точки a относительно напряжения U_a , получим:

$$U_a = \frac{(U_d R_l - U_{вх} R_d) R_{д \cdot o} R_n}{R_l R_{д \cdot o} R_n + R_l R_d R_n + R_l R_d R_{д \cdot o}},$$

где R_l — выходное сопротивление усилителя;

R_d — прямое сопротивление диода;

$R_{д \cdot o}$ — обратное сопротивление диода;

R_n — сопротивление нагрузки;

U_a — напряжение в узловой точке.

Погрешность ограничителя можно представить в виде

$$\Delta U = U_a - U_0.$$

Подставляя в выражение для погрешности значение U_a , получим:

$$\Delta U = -\frac{R_d}{R_i} \left[\frac{U_{вх} R_{д.о} R_n + U_0 (R_i R_n + R_i R_{д.о})}{R_{д.о} R_n + R_d R_n + R_d R_{д.о}} \right]. \quad (20)$$

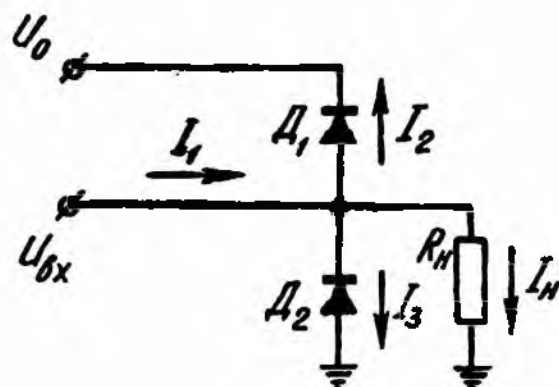


Рис. 7.

Полагая $R_{д.о} \gg R_d$ и $R_n \gg R_d$, получим приближенное равенство:

$$\Delta U \approx U_{вх} \frac{R_d}{R_i}. \quad (21)$$

Следовательно, величина погрешности прямо пропорциональна прямому сопротивлению диода и обратно пропорциональна выходному сопротивлению усилителя.

ВЫВОДЫ

1. Преобразователь «напряжение — код» может быть построен на элементах, обладающих ступенчатой характеристикой по цифровому выходу и пилообразной характеристикой по непрерывному выходу.

2. При использовании в качестве основного элемента преобразователя операционного усилителя может быть достигнута высокая точность и быстродействие при малых габаритах и весе усилителя.

3. Преобразователь, собранный по предлагаемой схеме, требует минимального количества прецизионных элементов и содержит целый ряд взаимозаменяемых узлов.

4. Характерной особенностью преобразователя является то, что его относительная ошибка растет с ростом входного сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Э. Джурн. Импульсные системы автоматического регулирования. М., 1963.
2. Б. Я. Коган. Электронные моделирующие устройства и их применение для исследования систем автоматического регулирования. ГИФМЛ, М., 1963.
3. Т. Юлиус Ту. Цифровые и импульсные системы автоматического регулирования. Машгиз, М., 1964.
4. А. Н. Лебедев. Счетно-решающие устройства. Машгиз, М., 1958.