

3. В. И. Давыдов. Многопороговый логический элемент.— Автоматика и вычислительная техника, 1969, № 4.
4. P. Ercoli, L. Mercurio. Threshold logic with one more than one threshold.— Inform. Process., 1962. Amsterdam, N. Holland Publ. Co, 1963.
5. Б. В. Анисимов, В. Н. Четвериков. Преобразование информации для ЭЦВМ. М., «Высшая школа», 1968.
6. Е. А. Дроздов, А. П. Пятибратов. Автоматическое преобразование и кодирование информации. М., «Советское радио», 1964.
7. А. И. Кондалев. Преобразователи формы информации. Киев, «Наукова думка», 1965.
8. D. R. Haring, D. A. Ohori. A Tabular Method for the Synthesis of Multithreshold Threshold Elements.— IEEE Trans. Electron. Comput., 1967, v. 16, № 2.

Поступило в редакцию
5 апреля 1971 г.,
окончательный вариант —
7 июня 1971 г.

УДК 681.34

М. Б. НИКИФОРОВ, Г. О. ПАЛАМАРЮК
(Рязань)

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ ИНТЕГРИРОВАНИЕМ СИГНАЛОВ ЧАСТОТНЫХ ДАТЧИКОВ

В ряде систем автоматического управления возникает задача определения скорости объекта $V(t)$ и пройденного им пути $S(t)$ по известному значению ускорения $W(t)$. При наличии частотных датчиков ускорения поставленная задача (рис. 1) сводится к двойному интегрированию частотно-импульсного сигнала.

Значение $V(t)$ может быть определено подсчетом импульсов частоты $F_W(t)$ на любом пересчетном устройстве; при этом его код равен

$$N_V(t) = \text{Ent} \left[\int_0^t F_W(t) dt \right]. \quad (1)$$

Мгновенная погрешность определения $V(t)$ не превышает величины $\delta_{\max} = \frac{1}{n+1}$, где $n+1$ число разрядов интегратора обусловленное максимальным временем интегрирования и диапазоном частоты $F_W(t)$, выбором которого можно обеспечить любую заданную δ_{\max} .

Простейшим цифровым преобразователем кода в частоту является двоичный умножитель (ДУ) [1], представленный на рис. 2. Основным недостатком ДУ является

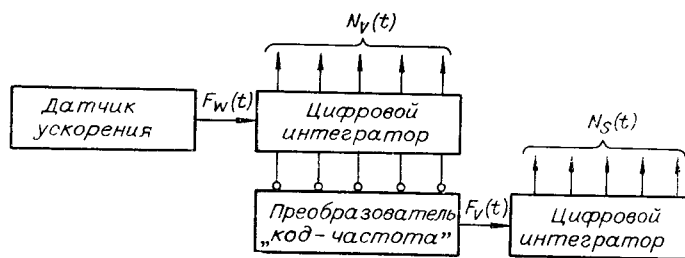


Рис. 1.

флюктуирующий характер выходной частоты, хотя ее среднее значение за период опорной частоты ДУ $F_0 \cdot 2^{-(n+1)}$ точно соответствует постоянному управляющему коду N_V :

$$F_V = N_V \frac{F_0}{2^{n+1}}. \quad (2)$$

Интегрируя сигнал $F_V(t)$, получим значение пути $N_S(t)$.

Погрешность определения $N_S(t)$ складывается из погрешности квантования в двух цифровых интеграторах и погрешности ДУ, вызванной флюктуацией его выходной частоты.

В [1] определяется максимальная погрешность E_{\max} ДУ при постоянном управляющем коде $N_V = \sum_{i=0}^n b_i 2^i$:

$$E_{\max} = \frac{1}{2} \sum_{p=0}^n \frac{b_p}{2^p} \left[1 + \sum_{s=1}^p (1 - b_{s-1}) \cdot 2^{s-1} \right]. \quad (3)$$

В то же время для определения влияния погрешности ДУ на точность определения пути необходимо знать ее текущее значение $E(t)$ и закон ее изменения при переменном управляющем коде $N_V(t)$. Величина $E(t)$ может быть определена [2] как разность реального значения $N_{SP}(t)$ и теоретического $N_{ST}(t)$ при подаче на вход ДУ A импульсов опорной частоты F_0 . (Величина A при этом отражает значение текущего времени $t = \frac{A}{F_0} = \frac{1}{F_0} \sum_{i=0}^n a_i 2^i$):

$$E(t) = N_{SP}(t) - N_{ST}(t) = N_{SP}(t) - \frac{AN_V}{2^{n+1}}. \quad (4)$$

При подаче на вход ДУ A импульсов опорной частоты F_0 со старшего, n -го разряда делителя частоты на вход вентиля И_n поступит N_n импульсов:

$$\begin{aligned} N_n &= \frac{1}{2} A, \quad \text{если } A \text{ четное;} \\ N_n &= \frac{1}{2} (A + 1), \quad \text{если } A \text{ нечетное;} \\ N_n &= \frac{1}{2} (A + a_0) \quad \text{в общем случае.} \end{aligned} \quad (5)$$

На $(n-1)$ -й разряд делителя поступит $\frac{1}{2} (A - a_0)$ импульсов опорной частоты; тогда

$$N_{n-1} = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} (A - a_0) + a_1 \right] = \frac{1}{4} (A + 2a_1 - a_0), \quad (6)$$

или

$$N_j = \frac{1}{2^{n-j+1}} \left[A + 2^{n+1-j} a_{n-j} - \sum_{i=0}^{n-j} a_i 2^i \right]. \quad (7)$$

Принимая во внимание, что $N_{SP}(t) = \sum_{j=0}^n b_j N_j$, получим

$$E(t) = \frac{1}{2} \sum_{j=0}^n b_j \left[2a_{n-j} - \sum_{i=0}^{n-j} \frac{a_j}{2^{n-j-i}} \right]. \quad (8)$$

Из выражения (8) видно, что погрешность $E(t)$ является функцией времени (a_i) и управляющего кода (b_j).

При изменяющемся коде $N_V(t)$ текущая погрешность ДУ $E(t)$ на k -м шаге интегрирования ($t = (k + \xi) T_W$, где $k = 0, 1, 2, \dots$; $0 \leq \xi < 1$) определяется как сум-

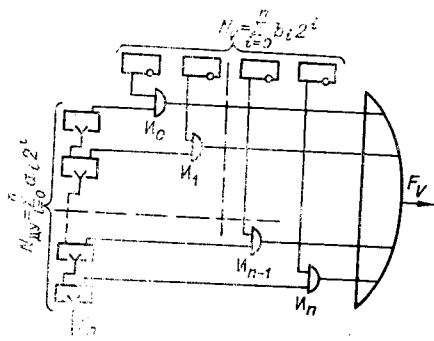


Рис. 2.

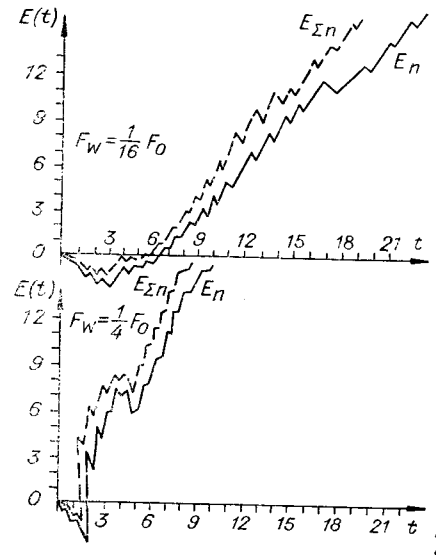


Рис. 3.

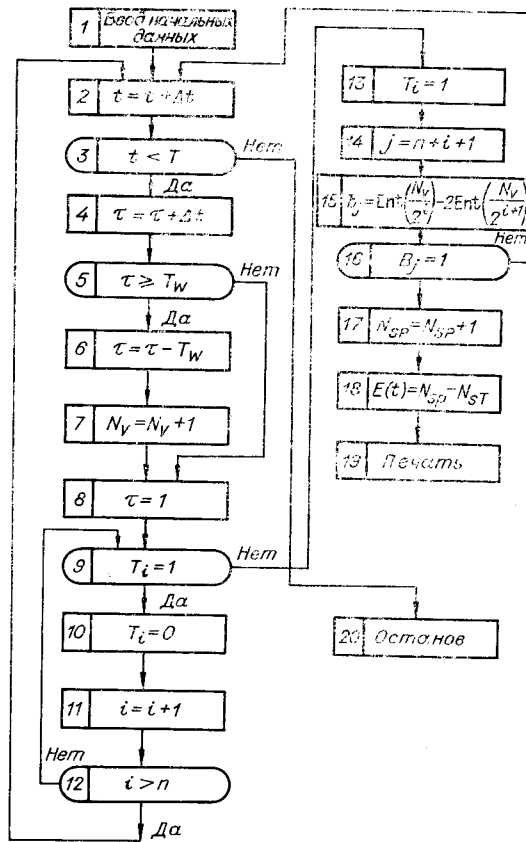


Рис. 4.

ма погрешностей, накопленных за интервалы времени $mT_W - (m+1)T_W$ при управляющих кодах N_{Vm} :

$$E(t) = \sum_{m=0}^k E(mT_W) + E(\xi T_W). \quad (9)$$

Пусть в исходный момент времени $N_V = N = N_{Дy} = 0$; тогда при $t = T_W$ имеем погрешность $E(T_W) = 0$. В момент $t = 2T_W$ погрешность равна ее значению, накопленному за время $T_W - 2T_W$ при управляющем коде $N_{V1} = 1$:

$$E(2T_W) = E(2T_W; N_{V1}) - E(T_W; N_{V1}) = E_{21} - E_{11}. \quad (10)$$

Так как на интервале $(0 - T_W) N_{Дy} = \sum_{i=0}^n a_i 2^i = 0$, то $E_{11} = 0$, и, следовательно,

$$E(2T_W) = E_{21} = \frac{1}{2} \sum_{j=0}^n b_{j,1} \left[2a_{n-j,2} - \sum_{i=0}^{n-j} \frac{a_{i,2}}{2^{n-j-i}} \right], \quad (11)$$

где $b_{j,l}$ — состояние j -го разряда N_V при $N_V = l$; $a_{i,m}$ — состояние i -го разряда $N_{Дy}$ при $t = mT_W$. В момент времени $t = 3T_W$ погрешность равна сумме $E(2T_W)$ и погрешности, накопленной за интервал $2T_W - 3T_W$:

$$E(3T_W) = E_{21} + E_{32} - E_{22}.$$

В момент времени $t = (k + \xi) T_W$

$$\begin{aligned} E[(k + \xi) T_W] &= E_{21} - E_{22} + E_{32} - E_{33} + E_{43} - E_{44} + \dots + E_{k-1, k-2} - E_{k-1, k-1} + \\ &+ E_{k, k-1} - E_{k, k} + E_{k+\xi, k} = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{k-1} \sum_{j=0}^n (b_{j,m} - b_{j,m+1}) \times \\ &\times \left[2a_{n-j, m+1} + \sum_{i=0}^{n-j} \frac{a_{i, m+1}}{2^{n-j-i}} \right] + \frac{1}{2} \sum_{j=0}^n b_{j, k} \left[2a_{n-j, k+\xi} + \sum_{i=0}^{n-j} \frac{a_{i, k+\xi}}{2^{n-j-i}} \right]. \end{aligned} \quad (12)$$

Выражение $(b_{j,m} - b_{j,m+1})$ представляет собой разность значений кодов в j -м разряде N_V в моменты времени mT_W и $(m+1)T_W$ и может быть найдено как

$$b_{j,m} - b_{j,m+1} = \Delta b_{j,m} = 1 \left[\frac{m+1}{2^j} \right] (-1)^{\text{ent}\left(\frac{m+1}{2^j}\right)}, \quad (13)$$

где $1[c] = 1$, если $c = 1, 2, 3, \dots$; $1[c] = 0$, если $c \neq 1, 2, 3, \dots$. Окончательное выражение для погрешности $E(t)$ в момент времени $t = (k + \xi) T_W$ имеет вид

$$\begin{aligned} E(t) = E[(k + \xi) T_W] &= \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{k-1} \sum_{j=0}^n 1 \cdot \left[\frac{m+1}{2^j} \right] (-1)^{\text{ent}\left(\frac{m+1}{2^j}\right)} \left[2a_{n-j, m+1} - \right. \\ &\left. - \sum_{i=0}^{n-j} \frac{a_{i, m+1}}{2^{n-j-i}} \right] + \frac{1}{2} \sum_{j=0}^n b_{j, k} \left[2a_{n-j, k+\xi} - \sum_{i=0}^{n-j} \frac{a_{i, k+\xi}}{2^{n-j-i}} \right], \end{aligned} \quad (14)$$

где $b_{j,k} = \text{Ent}\left(\frac{k}{2^j}\right) - 2 \text{Ent}\left(\frac{k}{2^{j+1}}\right)$; $a_{i,m} = \text{Ent}\left(\frac{N_{Дy} m}{2^i}\right) - 2 \text{Ent}\left(\frac{N_{Дy} m}{2^{i+1}}\right)$;

$$N_{Дy} m = \text{Ent}\left(\frac{F_0 m}{F_W}\right) - 2^{n+1} \text{Ent}\left(\frac{F_0 m}{F_W 2^{n+1}}\right).$$

На рис. 3 представлены графики погрешностей ДУ $E(t)$ при различных соотношениях F_W и F_0 , построенные в соответствии с выражением (14).

Приведенные результаты анализа, а также исследование различных частотно-импульсных вычислительных устройств [3] показывают, что их математическое описание сопряжено с большими затруднениями и в ряде случаев дает аналитические выражения, неудобные для практического использования. Математический анализ и экспериментальное исследование подобных устройств одновременно может быть заменено исследованием их модели с помощью ЦВМ.

Блок-схема программы моделирования устройства двойного интегрирования частотно-импульсного сигнала $F_W(t)$ представлена на рис. 4. Блоки 4—7 моделируют появление импульса частоты F_W и увеличение кода N_V на единицу, блоки 8—12 моделируют формирование импульса F_0 , увеличение $N_{ДУ}$ на единицу и появление импульса на входе какого-либо вентиля I_j ДУ. Блоки 13—16 выявляют состояние j -го разряда интегратора N_V и управляют прохождением импульса через вентиль I_j . В блоке 17 накапливается реальный код $N_{SP}(t)$. В блоках 18, 19 определяется $N_{ST}(t)$, погрешность метода численного интегрирования и погрешность ДУ, которая и выводится на печать.

Задавая в программе различные значения F_0 и n , можно, меняя закон изменения $F_W(t)$, промоделировать работу устройства в различных режимах при различных параметрах. Экспериментальные данные, полученные в результате моделирования устройства на ЦВМ и снятые с действующего макета устройства, хорошо согласуются между собой и с теоретическими кривыми (см. рис. 3).

Последнее говорит о возможности создания достаточно точных машинных моделей устройств и о достоверности полученных в результате машинного эксперимента данных.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ян Си-Зен. Определение максимальной погрешности двоичного умножителя.— Автоматика и телемеханика, 1961, № 7.
2. A. Dunwoth, J. Roche. The Error Characteristics of the Binary Rate Multiplier.— IEEE Transactions on Computers, 1969, v. C-18, № 8.
3. Г. О. Паламарюк. Частотно-импульсные вычислительные устройства.— В сб. «Теория аналоговых и комбинированных вычислительных машин, методы математического моделирования». М., «Наука», 1969.

Поступило в редакцию
30 августа 1971 г.

УДК 681.321.0

Я. Л. ЛИБЕРМАН
(Свердловск)

ПРИЛОЖЕНИЕ ОДНОЙ КОМБИНАТОРНОЙ ЗАДАЧИ К КОДИРОВАНИЮ УГЛА

Одним из перспективных способов кодирования угла является применение преобразователей «угол — код» с однопорожечными кодовыми шкалами [1, 2]. Синтез однопорожечных шкал обычно осуществляется методами комбинаторного анализа; при этом весьма эффективно может быть использована известная комбинаторная задача о перечислении циклических последовательностей. В связи с этим в настоящем сообщении рассматриваются некоторые вопросы применения указанной задачи при синтезе однопорожечных шкал.