1. Возникающая за счет применения УДЧ неравномерность в следовании импульсов может быть значительно уменьшена с помощью буферных делителей, емкость которых при заданном значении $K_{\text{нр}}^{(d)}$ определяется из выражений (10), (14), (18).

Однако решение уравнений (9), (11а), (12), (15) и (17) показывает, что при любом значении d

$$T_{\max}^{(d)} - T_{\min}^{(d)} = \begin{cases} T_{\min} & \text{для 1-й и 2-й групп комбинаций,} \\ T_{\max} & \text{для 3-й группы комбинаций.} \end{cases}$$

2. При введении буферного делителя емкостью $2^d=8$ для всего множества комбинаций $1{,}1 \leqslant K_{\text{нр}}^{(d)} \leqslant 1{,}14$.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Рохман М. Г.** Образование временного интервала неравномерной импульсной последовательностью.— Депонированные рукописи. [Библиографический указатель ВИНИТИ], 1978, № 1 (75), с. 190.
2. **Рохман М. Г.** Анализ влияния неравномерной импульсной последовательности на выработку числа.— Вестн. Харьк. политехн. ин-та, № 136. Автоматика и приборостроение. Вып. 5. Харьков: Вища школа, 1978, с. 13—15.
3. **Раисов Ю. А.** Исследование универсального цифрового интерполятора, работающего по методу вычисления оценочной функции: Автореф. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. Харьков: изд. ХПИ, 1967.
4. **Фурман Б. А.** Низкочастотные возмущения в цифровых регуляторах скорости электроприводов, определяемые неравномерностью работы дискретных задатчиков.— Электротехн. пром-сть. Сер. Электропривод, 1974, вып. 3(29), с. 3—5.

Поступило в редакцию 18 мая 1978 г.;
окончательный вариант — 15 августа 1978 г.

УДК 681.332.35

В. П. БАРАНОВ

(Москва)

О ПОГРЕШНОСТИ ЦИФРОЧАСТОТНОГО ИНТЕГРИРОВАНИЯ

При решении задач вычислительной и информационно-измерительной техники возникает необходимость построения частотно-цифровых функциональных преобразователей, характеристика которых обычно представляется в виде кусочно-линейной функции [1]. Из устройств, реализующих линейное интерполирование отдельных участков характеристики преобразователей, предпочтение за счет выигрыша в быстродействии и объеме оборудования отдается цифрочастотным интеграторам [2], теория точности которых продолжает развиваться [2—4].

В настоящей статье предлагается метод исследования погрешности цифрочастотного интегрирования константы на структурах с произвольным основанием системы счисления, определяются ее вероятностные оценки и указывается потенциальная точность.

На рис. 1 представлена структурная схема цифрочастотного интегратора. Здесь рассматривается случай работы программного счетчика в системе счисления с основанием p, хотя обычно предпочтение отдается двоичным ($p=2$) или десятичным ($p=10$) счетчикам.

При интегрировании константы $Y = \sum_{i=1}^{n} y_i p^{-i}$, $y_i \in \{0, 1, \ldots, p^{-1}\}$ по дискретному времени $t=0, 1, 2, \ldots$ каждым i-м разрядом программного счетчика вырабатывается последовательность импульсов $v_i(t)$, занимающая временные такты

$$t_{v_i} \in \{1p^{i-1}, 2p^{i-1}, \ldots, (p-1)\,p^{i-1}, (p+1)\,p^{i-1}, \ldots, (2p-1)\,p^{i-1},$$
$$(2p+1)\,p^{i-1}, \ldots\}.$$

Каждая последовательность опрашивает соответствующий комбинационный элемент, в котором в зависимости от заложенного способа кодирования из каждых

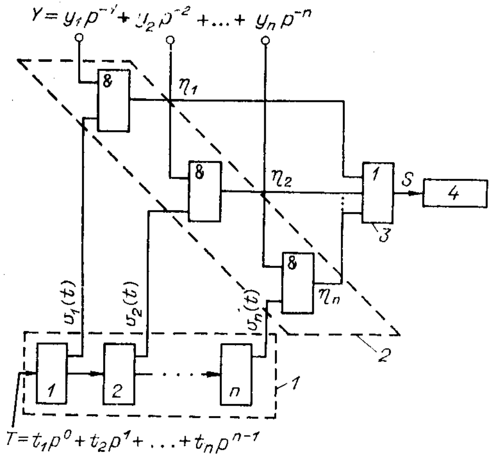


Рис. 1. Структурная схема цифрочастотного интегратора:

1 — n-разрядный программный счетчик; 2 — комбинационные элементы, выполняющие функции преобразования кода и конъюнкции; 3 — элемент ИЛИ; 4 — выходной счетчик, в котором формируется значение интеграла.

$(p-1)$ импульсов последовательности $v_i(t)$ происходит отбор такого числа импульсов, которое равно значению интегрируемого элемента y_i. На выходе i-го комбинационного элемента за время интегрирования $T=[t]_{\operatorname{mod} p^n}=\sum_{i=1}^{n}\times$ $\times t_i p^{i-1}$, $t_i\in\{0, 1, \ldots, p-1\}$ вырабатывается η_i импульсов:

$$\eta_i = y_i \sum_{k=i+1}^{n} t_k p^{k-1} + \psi(t_i, y_i),$$

где $\psi(t_i;\ y_i)$ — число импульсов на выходе одноразрядного интегратора при интегрировании y_i по времени t_i (функция кодирования). Принятое здесь ограничение продолжительности дискретного времени t не лишает дальнейших рассуждений общности, так как зависимость погрешности интегрирования для любого неизменного значения Y является периодической с периодом p^n.

Суммируя η_i и вычитая из полученного числа импульсов S результат безошибочного интегрирования $T\times Y$, получим погрешность интегрирования

$$\delta = \sum_{i=1}^{n} \delta_i - \sum_{i=1}^{n-1} y_{i+1} \sum_{k=1}^{i} t_k p^{k-i-2} \tag{1}$$

($\delta_i=\psi(t_i,\ y_i)-t_i y_i p^{-1}$ — погрешность интегрирования на одноразрядном интеграторе).

Выражение (1) определяет текущее значение погрешности интегрирования при фиксированных значениях Y и T и является детерминированной функцией. Однако значения Y и T часто можно считать случайными величинами, поэтому при оценке погрешности интегрирования целесообразен вероятностный подход.

Для нахождения математического ожидания $M\delta$ и дисперсии $D\delta$ погрешности интегрирования рассмотрим погрешность δ в пространстве $\Omega=\mathbf{T}\times\mathbf{Y}$ независимых равновероятных событий, где $\mathbf{T}$ — множество длин интервалов интегрирования $T\in\{0,\ 1,\ \ldots,\ p^n-1\}$; $\mathbf{Y}$ — множество интегрируемых констант $Y=rp^{-n}$, $r\in$ $\in\{0,\ 1,\ \ldots,\ p^n-1\}$. В этом случае математическое ожидание $M\delta$ и дисперсия $D\delta$ погрешности интегрирования при нулевой начальной фазе интегрирования будут равны:

$$M\delta = nM\delta_1 - (n\nu^{-1}-1+p^{-n})2^{-2}, \tag{2}$$

$$D\delta = nD\delta_1 - 4\rho\nu^2(n\nu^{-1}-1+p^{-n}) + (7/144)\,[n(1-p^{-2})-1] - (1/12)p^{-1}[1-(p+1)p^{-n}] - (5/144)p^{-2n}, \tag{3}$$

где $\nu=p/(p-1)$, $M\delta_1$ и $D\delta_1$ — математическое ожидание и дисперсия погрешности интегрирования одноразрядного интегратора; $\rho=2^{-1}[\operatorname{cov}(\delta_i,\ y_i t_j p^{-2})+\operatorname{cov}(\delta_i,\ y_j t_i p^{-2})]$ — усредненное значение ковариации. При выводе (2) и (3) учитывались равновероятность и независимость выбора значений элементов t_i и y_i, а также независимость погрешностей δ_i и δ_j различных разрядов интегратора в пространстве Ω, что вытекает из независимости элементов y_i, y_j, t_i, t_j.

Таким образом, из полученных выражений следует, что дисперсия погрешности интегрирования при принятом основании системы счисления p определяется заложенными в комбинационные элементы интегратора способами кодирования. Не останавливаясь на схемных реализациях комбинационного элемента, определим оптимальный способ кодирования, т. е. функцию $\psi_0(t_i,\ y_i)$, при которой дисперсия погрешности интегрирования $D\delta$ будет минимальной.

Известно [2], что в выходном счетчике классического интегратора формируется оптимальное число импульсов $\psi_0(t_i,\ y_i)$ (в смысле минимума погрешности интегрирования и ее дисперсии), если первоначально в R-регистр записать число 1/2. Из этого следует, что формирование числа импульсов $\psi_0(t_i,\ y_i)$ на выходе каждого разряда цифрочастотного интегратора должно выполняться по *а*

y_i \ t_i	δ_1: 0	1	$M(\delta_i \mid y_i)$
0	0	0	0
1	0	+0,5	+0,25
$M(\delta_i \mid t_i)$	0	+0,25	

б

y_i \ t_i	δ_1: 0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	$M(\delta_1 \mid y_i)$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	−0,1	−0,2	−0,3	−0,4	+0,5	+0,4	+0,3	+0,2	+0,1	+0,05
2	0	−0,2	−0,4	+0,4	+0,2	0	−0,2	+0,6	+0,4	+0,2	+0,1
3	0	−0,3	+0,4	+0,1	−0,2	+0,5	+0,2	−0,1	+0,6	+0,3	+0,15
4	0	−0,4	+0,2	−0,2	+0,4	0	+0,6	+0,2	+0,8	+0,4	+0,2
5	0	+0,5	0	+0,5	0	+0,5	0	+0,5	0	+0,5	+0,25
6	0	+0,4	−0,2	+0,2	+0,6	0	+0,4	+0,8	+0,2	+0,6	+0,3
7	0	+0,3	+0,6	−0,1	+0,2	+0,5	+0,8	+0,1	+0,4	+0,7	+0,35
8	0	+0,2	+0,4	+0,6	+0,8	0	+0,2	+0,4	+0,6	+0,8	+0,4
9	0	+0,1	+0,2	+0,3	+0,4	+0,5	+0,6	+0,7	+0,8	+0,9	+0,45
$M(\delta_1 \mid t_i)$	0	+0,05	+0,1	+0,15	+0,2	+0,25	+0,3	+0,35	+0,4	+0,45	

Рис. 2. Значения погрешности интегрирования δ_1 для двоичного (*а*) и десятичного (*б*) умножителей.

алгоритму классического интегратора, но за $(p-1)$ входных тактов, так как каждый p-й такт i-го разряда используется для формирования выходных импульсов в последующих разрядах (с номерами $k=i+1,\ i+2,\ \ldots,\ n$). Таким образом, функция $\psi_0(t_i,\ y_i)$ для разряда цифрочастотного интегратора будет следующей:

$$\psi_0(t_i,\ y_i)=[1/2+t_i y_i/(p-1)], \tag{4}$$

где $[a]$ означает целую часть числа a.

Следует отметить, что рассчитанная по выражению (4) функция $\psi_0(t_i,\ y_i)$ для десятичного умножителя совпадает с полученной в работе [4], где авторы графически определяли способ кодирования десятичного умножителя с наименьшей предельной погрешностью. На рис. 2 приведены полученные с использованием выражений (1) и (4) значения погрешности интегрирования δ_1, по которым рассчитываются значения $M\delta_1$, $D\delta_1$ и ρ:

$$M\delta_1=2^{-3},\quad D\delta_1=3\cdot 2^{-6},\quad \rho=2^{-7} \text{ при } p=2;$$

$$M\delta_1=0{,}225,\quad D\delta_1\simeq 0{,}098,\quad \rho\approx 0{,}019 \text{ при } p=10.$$

Подстановка полученных результатов в выражения (2) и (3) позволяет найти вероятностные оценки погрешности интегрирования на n-разрядных интеграторах:

$$\left.\begin{aligned} M\delta &= 2^{-2}\left(1-2^{-n}\right),\\ D\delta &= (n/48)+(5/144)\left(1-2^{-2n}\right)\end{aligned}\right\} \text{ при } p=2, \tag{5}$$

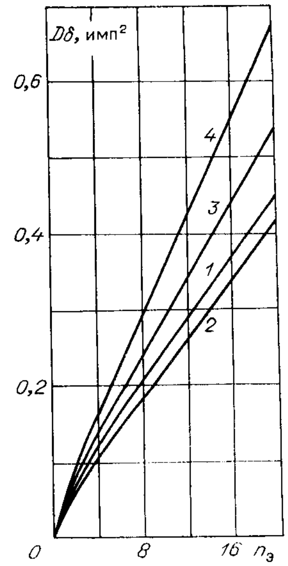
$$\left.\begin{aligned} M\delta &= 2^{-2}\left(1-10^{-n}\right),\\ D\delta &= 0{,}0635n+(5/144)\left(1-10^{-2n}\right)\end{aligned}\right\} \text{ при } p=10. \tag{6}$$

Вводя в (6) число эквивалентных двоичных разрядов $n_э\approx n\log_2 p$, получим

$$\left.\begin{aligned} M\delta &= 2^{-2}\left(1-2^{-n_э}\right),\\ D\delta &= 0{,}019n_э+(5/144)\left(1-2^{-2n_э}\right).\end{aligned}\right\} \tag{7}$$

Рис. 3. Зависимость дисперсии погрешности интегрирования $D\delta$ от числа эквивалентных двоичных разрядов $n_э$:

1 — для двоичного умножителя; 2 — для десятичного умножителя с кодированием по выражению (4); 3, 4 — для десятичных умножителей, рекомендуемых в работах [5, 6] соответственно.



Сравнение (5) и (7) показывает, что достижимая точность цифрочастотного интегрирования на десятичном умножителе выше, чем на двоичном: $\sim$10%.

По изложенной методике были также проанализированы способы кодирования десятичных умножителей, предложенные в работах [5, 6]. Результаты анализа, которые представлены на рис. 3 в виде зависимости дисперсии погрешности интегрирования от числа эквивалентных двоичных разрядов, подтвердили, что способ кодирования для десятичных умножителей, определяемый выражением (4), обладает по сравнению с известными способами кодирования наименьшей дисперсией погрешности интегрирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Баранов В. П., Плискин Ю. С.. Ракаев А. П., Хризолитов А. А.** Исследование погрешности кусочно-линейного представления характеристик частотных преобразователей.— Метрология, 1977, № 8.
2. **Данчеев В. П.** Цифрочастотные вычислительные устройства. М.: Энергия, 1976.
3. **Воронов А. А., Гарбузов А. Р., Ермилов Б. Л. и др.** Цифровые аналоги для систем автоматического управления. М.— Л.: Изд-во АН СССР, 1960.
4. **Доронина О. М., Карпинец И. В., Петух А. М.** Графический метод определения максимальных погрешностей цифровых интеграторов последовательного переноса.— Автометрия, 1975, № 2.
5. **Robrock IIR. B. A.** Digital Integrator Employing Decimal Rate Multiplication.— In: Proc. of the Symposium on Pulse-Rate and Pulse-Number Signals in Automatic Control. Budapest, 1968, p. 68—74.
6. **Kaps G.** Scaling of Frequency Analogous Measured Values.— Ibid, p. 148—153.

Поступило в редакцию 20 февраля 1978 г.;
окончательный вариант — 13 марта 1980 г.

УДК 539.1.074.088

А. М. ОНИЩЕНКО

(Люберцы Московской обл.)

ОПТИМИЗАЦИЯ ЗАГРУЗКИ ДЕТЕКТОРА РАДИОИЗОТОПНОГО ПРИБОРА

Для уменьшения статистической погрешности радиоизотопного прибора иногда увеличивают загрузку детектора. Однако при этом начинают сказываться просчеты. В современных радиоизотопных приборах широко используются цифровые измерители скорости счета с малым «мертвым» временем, специальные методы уменьшения просчетов и высокостабильные пороговые устройства с низким порогом срабатывания. В этом случае потерь счета в измерителе не происходит. Тогда для приборов с газоразрядными или сцинтилляционными детекторами, обладающими «мертвым» временем τ непродлевающегося типа, статистическая погрешность, выраженная в единицах измеряемой величины, определится из выражения

$$\sigma'_{ст} = 1/S_x \sqrt{n_0 t (1 + n_0 \tau)}, \tag{1}$$