

ЦИФРОВЫЕ ПРИБОРЫ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

УДК 621.317.7.083.5

А. СОВИНСКИЙ
(Варшава, ПНР)

АДАПТИВНЫЕ МЕТОДЫ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ*

Аналого-цифровое преобразование является основной функцией, которую выполняет цифровой прибор при измерении произвольной непрерывной величины. Рассматриваются три основных метода аналого-цифрового преобразования: метод непосредственного кодирования (совпадения), метод многократной компенсации (поразрядного уравнивания) и метод время-импульсного преобразования [1]. Каждый из этих трех методов характеризуется определенными свойствами, которые обуславливают их применение. Сравнение этих принципиально отличающихся методов можно произвести на основании качественной черты, характерной для всех трех методов и отличающейся количественно для каждого из них. Только такая оценка позволит оптимально выбрать метод аналого-цифрового преобразования.

Одним из путей оптимизации может быть введение адаптивных систем цифровых измерений. Основной целью адаптивных способов является увеличение эффективности и экономичности действия установок прежде всего путем устранения чрезмерности информации. Как известно, адаптация зависит от характера и предназначения данной информации. Здесь могут учитываться данные — фактические, правдоподобные или предполагаемые.

Рассматривая геометрическую модель полной совокупности информации о структуре, как непрерывной, так и дискретной, можно выделить пять способов адаптации:

- 1) параметрическую адаптацию, относящуюся только к параметру, которым в рассматриваемом случае является преобразуемая (измеряемая) величина;
- 2) временную адаптацию, относящуюся к временному процессу преобразования величины;
- 3) пространственную адаптацию;
- 4) пространственно-временную адаптацию;
- 5) взаимную адаптацию, относящуюся к полной совокупности информации.

В применении к методам аналого-цифрового преобразования следует рассматривать первые два способа.

* Материал доложен на VIII Всесоюзной конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений в сентябре 1966 года в Новосибирске.

МЕТОДЫ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Время-импульсный метод аналого-цифрового преобразования характеризуется изменением кратковременных непрерывных значений преобразуемой величины в пропорциональные по отношению к этим значениям интервалы времени, определяемые числом последовательных эталонных импульсов. Здесь мы имеем дело с одной эталонной величиной, которой является частота повторения счетных импульсов. Можно принять, что при использовании метода время-импульсного преобразования имеется один эталон $h=1$.

Метод компенсации заключается в поочередном приравнивании кратковременных значений к совокупности эталонных значений, сумма которых с установленной точностью дает преобразованное цифровое значение измеряемой величины. При применении этого метода имеем несколько эталонов, число которых зависит от принятого основания системы счисления. Чаще всего используется двоичная запись, поэтому число эталонов составляет $\log_2 m$, где m является числом квантов, на которое разделена преобразуемая величина.

Метод непосредственного кодирования, имеющий до настоящего времени, как известно, ограниченное применение (чаще всего для преобразования неэлектрических величин), характеризуется непосредственным кодированием кратковременных значений непрерывной величины и цифровым отсчетом этих значений. Поэтому при непосредственном кодировании используется почти столько эталонов, на сколько квантов m разделена преобразуемая величина.

ЧИСЛО ЭТАЛОНОВ И ЧИСЛО ШАГОВ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

С числом эталонов тесно связано число шагов, необходимых для получения цифрового значения преобразуемой аналоговой величины. Число шагов k определяется числом «включений» эталонов. Число шагов будет неодинаковым для различных преобразуемых величин в зависимости от числа принятых квантов m этих величин. Общее выражение числа эталонов при предполагаемом числе шагов преобразования можно дать в следующей записи:

$$h = \left(m^{\frac{1}{k}} - 1\right) k. \quad (1)$$

Представление о числе эталонов h и шагов k для рассматриваемых методов преобразования дает табл. 1. Для примерно одинакового числа квантов, на которое делится преобразуемая величина (например, для $m=128=2^7$), применяя общепринятую двоичную запись, получим определенное число эталонов и шагов (табл. 2).

Таблица 1

Метод аналого-цифрового преобразования	Число эталонов	Число шагов
Время-импульсный	1	$\frac{m-1}{m}$
Компенсационный	$\log_2 m$	$2^{n-1} + h - 2$
Непосредственно-го кодирования	$m-1$	1

Таблица 2

Метод аналого-цифрового преобразования	Число эталонов	Число шагов
Время-импульсный	1	127
Компенсационный	7	7
Непосредственно-го кодирования	127	1

ВРЕМЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

При использовании метода компенсации на полное измерение приходится некоторое определенное число шагов, обусловленное принятым кодом; при применении метода время-импульсного преобразования число шагов равно числу считываемых счетчиком импульсов; при непосредственном кодировании имеет место только один шаг.

Допустим, что время длительности одного шага составляет τ , т. е. такое время, которое необходимо, чтобы произвести сравнение преобразуемого значения с эталонным, зарегистрировать результат этого сравнения, переключить цепь на следующий эталон или включить следующий шаг того же самого эталона. Можно принять, что время τ определяет скорость работы эталона. Если предположить, что для преобразования данного значения потребуется k шагов, то время, необходимое для выполнения этой операции, составит

$$t_n = k \tau. \quad (2)$$

Преобразуемая аналоговая величина может изменяться с максимальной частотой f_{\max} . В таком случае, согласно общей теории квантования [2, 3], промежутки между очередными значениями преобразуемой величины должны составлять по крайней мере $\frac{1}{2f_{\max}}$. Тогда время t_n можно описать (с требуемой точностью) выражением

$$t_n = \frac{1}{2f_{\max}} = k \tau. \quad (3)$$

Отсюда получим ширину полосы частот преобразуемой величины, обратно пропорциональную числу шагов и времени длительности одного шага:

$$f_{\max} = \frac{1}{2k\tau}. \quad (4)$$

Зависимость (4) иллюстрируется рис. 1 ($m=128$). Эта зависимость позволяет определить как номинальную скорость работы эталона τ , так и его оптимальное значение, вытекающее из принятого значения m .

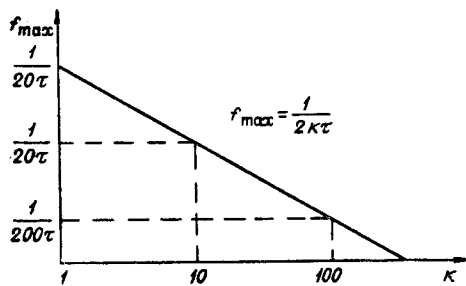


Рис. 1.

Скорость работы эталона τ обычно ограничивается предельной частотой активных элементов, например транзисторов. Зная время, а также частоту f_{\max} преобразуемой аналоговой величины, можно определить наиболее выгодный для данного случая метод аналого-цифрового преобразования. Таким образом, возникает возможность предварительной оптимизации аналого-цифрового преобразования (предварительной потому, что полная оптимизация не может сводиться только к выбору

отдельного метода на основе знания двух упомянутых выше параметров). Из приведенных выше утверждений вытекает, что для весьма медленных изменений аналоговых величин, для которых $\frac{1}{f_{\max}} \gg \tau$, более выгодным

практическое применение его пока весьма ограничено. Средним по скорости преобразования является метод компенсации с $\log_2 m$ шагов, но уже интуитивно можно констатировать, что есть потребность в дальнейшей разработке промежуточных методов [4].

ДОБРОТНОСТЬ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

До сих пор еще нет общего качественного параметра, позволяющего объективно сравнивать различные методы преобразования. Можно предложить некоторый параметр «коэффициент добротности» преобразования (или преобразователя) Q_n , определяемый шириной полосы преобразования, приходящейся на один эталон преобразователя:

$$Q_n = \frac{f_{\max}}{h} \text{ гц}, \quad (5)$$

где f_{\max} — максимальная ширина полосы преобразователя;
 h — число эталонов преобразователя.

Если учесть (1), то

$$Q_n = \frac{f_{\max}}{\frac{f}{(m^k - 1)k}}. \quad (5a)$$

Как уже сказано выше, чем меньше число шагов преобразования, тем больше требуется эталонов. На рис. 2 представлена зависимость коэффициента добротности аналого-цифрового преобразования Q_n от требуемого числа шагов. Максимум этой зависимости выступает при числе шагов $k \approx 4$.

Коэффициент добротности Q_n зависит от величины m , а максимальное его значение лежит между значениями Q_{n1} для метода непосредственного кодирования и Q_{n2} для метода компенсации. Наибольшую добротность обеспечивает метод компенсации, однако это еще не оптимальная добротность.

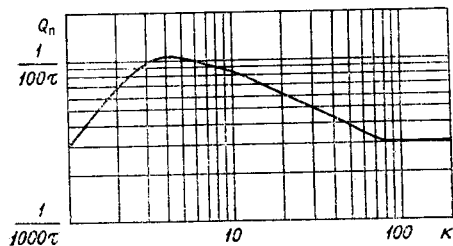


Рис. 2.

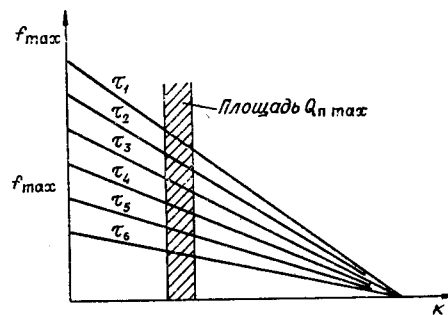


Рис. 3.

При оценке преобразователя можно иметь еще некоторую свободу в выборе скорости работы эталона τ . Это существенно с экономической точки зрения, так как скоростные эталоны дороже медленнее действующих. Для предполагаемой ширины полосы частот следует выбирать время τ таким, чтобы преобразователь работал в диапазоне максимальной добротности. Это показано на рис. 3, полученном путем подстановки отдельных значений τ в (4). Зная требуемую ширину полосы частот, можно по рис. 3 определить наиболее выгодную скорость работы эталона.

АДАПТИВНЫЕ СИСТЕМЫ ЦИФРОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Рассуждения, приведенные выше, позволяют сделать вывод, что существует возможность получения промежуточного метода аналого-цифрового преобразования с числом шагов, несколько меньшим, и числом эталонов, несколько большим в сравнении с применяемыми для метода компенсации. Следует найти решение схем, выполняющих указанные выше условия оптимизации аналого-цифрового преобразования. При применении метода компенсации можно было бы повысить скорость преобразования, ибо здесь не все эталоны используются одновременно. Это можно получить, если начинать кодирование следующего значения амплитуды до полного окончания предыдущего шага. Аналогично при время-импульсном методе следует стремиться к сокращению времени преобразования, зависящего от скорости возрастания эталонного линейного напряжения. Таким образом, возникает возможность введения для цифровых измерений адаптивных методов, все более широко применяемых в системах автоматического регулирования, как наиболее перспективных [5]. Естественно, что это имеет отношение и к измерительным системам.

Адаптивные методы цифровых измерений можно охарактеризовать как методы, реализуемые с помощью цепей, которые изменяют свою структуру и параметры в зависимости от условий или требований в отношении измеряемых величин, возникающих во время измерений. Аналого-цифровой преобразователь подвергается автоматически изменениям в структуре в зависимости от изменений измеряемой величины, а изменяющимися параметрами при этом будут число эталонов h и скорость преобразования. Известно, что попытки сокращения времени преобразования без изменений структуры преобразователя приводят к ухудшению точности. Разность между измеряемой и эталонной величинами в каждый момент времени может служить критерием адаптации преобразователя с сохранением определенной точности. На рис. 4 представлены блок-схемы устройств, в которых используется метод время-импульсного преобразования. Обычная блок-схема (см. рис. 4, а) имеет: 1 — схему сравнения; 2 — генератор эталонной величины; 3 — электронный ключ; 4 — счетчик; 5 — устройство запуска; 6 — генератор эталонных импульсов. В адаптивную блок-схему (см. рис. 4, б) входят: 1 — схема сравнения; 2 — делитель частоты эталонных импульсов; 3 — дифференциальный детектор разности; 4 — генератор эталонной величины; 5 — электронный ключ; 6 — счетчик; 7 — устройство запуска; 8 — генератор эталонных импульсов. Как видно, адаптивная схема добавочно содержит дифференциальный детектор, делитель частоты импульсов, делитель линейного напряжения, дающий разные скорости нарастания напряжения, и переключатели Π_1 и Π_2 . Когда кратковременное значение разности

между измеряемой и эталонной величинами оказывается больше некоторого значения ΔU_k , т. е. когда

$$\Delta U(t) = [U_x(t) - U_{\text{эт}}(t)] > \Delta U_k, \quad (6)$$

сигнал от дифференциального детектора обуславливает установление переключателя в положение k и скорость нарастания эталонного напряжения возрастает в 2^k раз. Одновременно число импульсов, проходя-

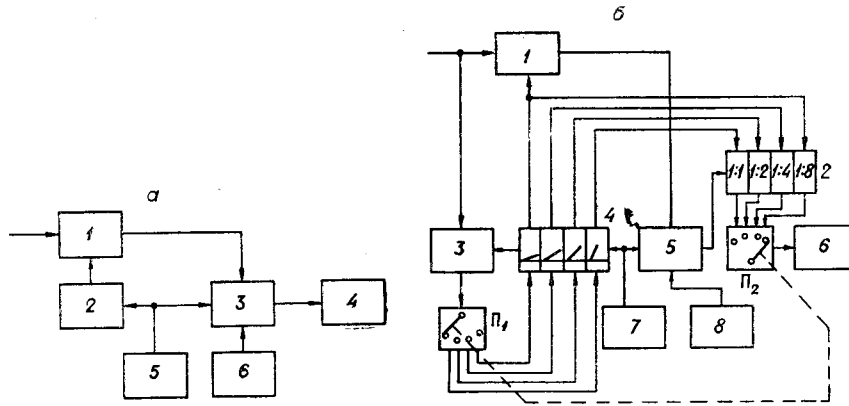


Рис. 4.

щих в это время через электронный ключ, уменьшается в 2^k раз. Чтобы число импульсов, регистрируемых счетчиком, осталось постоянным, импульсы от электронного ключа вводятся в делитель, что соответствует умножению числа импульсов на 2^k . Когда ΔUt меньше, чем ΔU_k , то наступает переключение в положение $k-1$, для которого

$$\left(\frac{dU_{\text{эт}}}{dt} \right)_{k-1} = \left(\frac{dU_{\text{эт}}}{dt} \right)_0 2^{k-1}$$

и импульсы поступают в следующий каскад делителя. В таком соотношении линейная эталонная величина изменяется во времени так, как это показано на рис. 5. Как известно, разрешающую способность преобразователя при время-импульсном методе можно определить как

$$\Delta U_{\text{эт}} = \frac{dU_{\text{эт}}}{dt} t_0, \quad (7)$$

где t_0 — период преобразования счетных эталонных импульсов.

В свою очередь, можно записать

$$\Delta U_0 = q \Delta U_{\text{эт}}, \quad (8)$$

где $q=1, 2, 3, \dots$ — множитель шкалы эталонного напряжения.

Выражение (8) представим как разность $U_x(t) - U_{\text{эт}}(t)$, при которой адаптивный преобразователь переходит в последнее (нулевое) состояние, для которого

$$\left(\frac{dU_{\text{эт}}}{dt} \right)_0 = \left(\frac{dU_{\text{эт}}}{dt} \right)_{0 \text{ ад}}. \quad (9)$$

Разность ΔU_0 выразим через ΔU_k и k :

$$\Delta U_0 = \frac{\Delta U_k}{2^{k+1} - 1}. \quad (9a)$$

Если соотношение между ΔU_0 , ΔU_1 , ΔU_2 выбрать так, чтобы преобразователь в каждом состоянии находился в течение одинакового времени, то получим

$$\Delta U_k = q (2^{k+1} - 1) \Delta U_{эТ}. \quad (10)$$

Зная, что погрешность дискретизации составляет

$$\delta_d = \frac{t_0}{t_{п \max}}, \quad (11)$$

можем определить выигрыш в скорости измерения при применении адаптивного метода из выражения

$$z = \frac{t_{п \max}}{t_{п \text{ ад } \max}} = \frac{1}{\frac{\delta_d}{q \left(\log_2 \frac{1}{\delta_d} - 1 \right)}}, \quad (12)$$

где $t_0 = t_{0 \text{ ад}}$.

Максимальное число состояний адаптивного преобразователя определяем с помощью неравенства

$$k_{\max} \leq \log_2 \left(1 + \frac{U_{x \max}}{q \Delta U_{эТ}} - 1 \right). \quad (13)$$

Практическое получение максимальной скорости уравнивания, наверное, будет связано с большими трудностями. Представленный выше критерий адаптивных преобразователей является вполне приемлемым при использовании метода компенсации. При этом детектор нуля преобразователя может одновременно выполнять роль анализатора величины разности между измеряемым и опорным напряжениями. Мне ка-

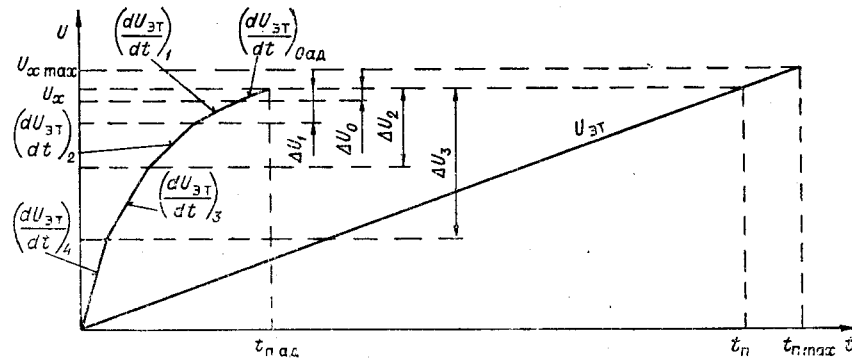


Рис. 5

жется, что адаптивные методы дают возможность дальнейшего улучшения быстродействия, а также и других параметров цифровых приборов. Принимая во внимание значение цифровых измерений в будущем, можно предвидеть весьма серьезное развитие адаптивных методов, о чем позволяют судить уже предварительные результаты проведенных исследований.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. Совинский. Оптимизация методов аналого-цифрового преобразования.— Научные труды НИИТРТ, 1965, № 4.
2. К. Шеннон. A Mathematical Theory of Communication.— Bell Systems Technical Journal 1948 v 27 № 3 p. 379. № 4. p. 623

*Поступила в редакцию
19 сентября 1966 г.*