

А. Н. КАСПЕРОВИЧ, Ю. В. ШАЛАГИНОВ

(Новосибирск)

**ОБ ОДНОМ ПРИНЦИПЕ ПОСТРОЕНИЯ  
БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩЕЙ СИСТЕМЫ  
АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ  
С АДАПТИВНОЙ ДИСКРЕТИЗАЦИЕЙ**

Ввод информации о непрерывном процессе в ЦВМ связан с дискретным представлением этого процесса по его значениям и по времени. Обычно интервал дискретности по времени выбирают таким образом, чтобы последующее восстановление процесса по его дискретным значениям методом линейной интерполяции осуществлялось с заданной точностью. При равномерном интервале квантования по времени количество дискретных отсчетов в ряде случаев становится большим, и для их регистрации требуется запоминающее устройство большой емкости. С целью снижения числа цифровых отсчетов используются различные методы адаптивной дискретизации. Устройство адаптивной дискретизации автоматически определяет каждый последующий момент считывания дискреты исследуемого процесса так, чтобы ошибка аппроксимации этого процесса принятым набором функций не превышала заданной. В настоящее время разработан широкий класс алгоритмов, которые способны обеспечить адаптивную дискретизацию с высокими техническими характеристиками (см., например, [1—4]). Однако большинством этих алгоритмов успешно решается задача дискретизации процессов, изменяющихся со сравнительно невысокой скоростью, поскольку их сложность требует значительных затрат времени на вычисления. Для реализации таких алгоритмов предусматривается использование универсальной ЦВМ или счетно-решающего прибора, выполняющего целый ряд математических операций. В том случае, когда минимальный интервал дискретности равен или меньше времени выполнения элементарной арифметической операции (типа «сложения») в ЦВМ или счетно-решающем приборе, очевидно, что использование названных выше алгоритмов становится невозможным.

Для построения быстродействующего устройства ввода информации о физическом процессе [аналого-цифрового преобразователя (АЦП)] с адаптивной дискретизацией необходимо использовать более простые алгоритмы. Один из таких алгоритмов описан в [5]. Этим алгоритмом предусматривается считывание каждой последующей дискреты в момент выполнения условия

$$\delta_d \cong \frac{\Delta F'(t) \Delta t}{8}, \quad (1)$$

где  $\delta_d$  — допустимая погрешность линейной интерполяции процесса на интервале  $\Delta t$ ;  $\Delta F'(t)$  — приращение первой производной исследуемого процесса за интервал  $\Delta t$ ;  $\Delta t$  — длительность интервала адаптивной дискретизации.

В этой же работе предложено устройство для реализации данного алгоритма в аналоговой форме. Однако аналоговые устройства имеют невысокую точность при быстроменяющихся входных величинах, особенно в широком температурном диапазоне. При существенном изменении частотного диапазона исследуемого процесса эти устройства требуют перестройки или замены части блоков, что сужает область их применения.

Кроме того, использование приведенной в [5] формулы для определения интервала адаптивной дискретизации обеспечивает удовлетворительную величину ошибки интерполяции только для процессов, вторая производная которых не меняет знака. Поскольку в реальных физических процессах это условие не выполняется, использование алгоритма, предложенного в [5], может приводить к значительным ошибкам интерполяции.

Возможно построение алгоритма, подобного описанному в [5], применительно к процессам, имеющим знакопеременную вторую производную, а также прибора, реализующего этот алгоритм в цифровом виде.

В цифровом варианте измеряемая величина предварительно представляется в виде цифрового значения в каждый момент времени, следующий за предыдущим через минимальный интервал дискретности, а затем устройство адаптивной дискретизации принимает решение о считывании этого значения. При использовании алгоритма, следящего за изменением первой производной, в цифровом приборе трудным является определение приращения первой производной, поскольку для этого требуется производить двойное вычитание при получении разностей второго порядка в каждом такте аналого-цифрового преобразования и последующее суммирование этих разностей.

В настоящей работе описывается принцип построения подобного цифрового устройства, основанного на использовании следящего АЦП с линейной экстраполяцией, рассматриваются основные требования к нему, возможные технические характеристики.

Использование следящего АЦП с линейной экстраполяцией целесообразно, поскольку в нем осуществляется определение приращений первой производной, которыми являются ошибки предсказания в каждом такте экстраполяции. Возможность построения АЦП экстраполирующего типа с неадаптивной дискретизацией высказывалась ранее, в основном в обзорных работах. Однако практическое построение такого прибора осложнилось двумя обстоятельствами: это сравнительно высокий объем оборудования и недостаточное быстродействие, которые связаны с необходимостью выполнения двух арифметических операций типа «сложение» за один такт преобразования. При использовании АЦП с линейной экстраполяцией в системе, обеспечивающей адаптивную дискретизацию, относительная сложность АЦП окупается простотой реализации принципа адаптации, быстродействие же может быть существенно увеличено путем одновременного выполнения арифметических операций.

Блок-схема системы АЦП с устройством адаптивной дискретизации, построенного с учетом изложенных выше соображений, приведена на рис. 1. АЦП включает в себя сумматоры  $S_1$  и  $S_2$ , цифро-аналоговые преобразователи ЦАП<sub>1</sub> и ЦАП<sub>2</sub>, набор пороговых элементов (НПЭ), шифратор Ш и ключ (Кл), предназначенный для захвата измеряемого процес-

са в режим слежения. Устройство адаптивной дискретизации состоит из сумматоров  $C_3$  и  $C_4$ , счетчика, цифровых компараторов  $K_1$  и  $K_2$  и пересчетной матрицы (ПМ). Управление работой системы осуществляется устройством управления (УУ).

В процессе линейной экстраполяции в каждом такте работы АЦП производится вычисление предсказанного значения измеряемой величины по формуле

$$F_{n+1}^{\text{экс}} = F_{n-1}^* + 2\Delta F_n^* \quad (2)$$

где  $F_{n+1}^{\text{экс}}$  — предсказанное значение входной величины для момента времени  $t_{n+1}$ ;  $F_{n-1}^*$  — измеренное значение в момент времени  $t_{n-1}$ ;  $\Delta F_n^*$  — измеренное приращение величины за интервал  $t_n - t_{n-1}$ .

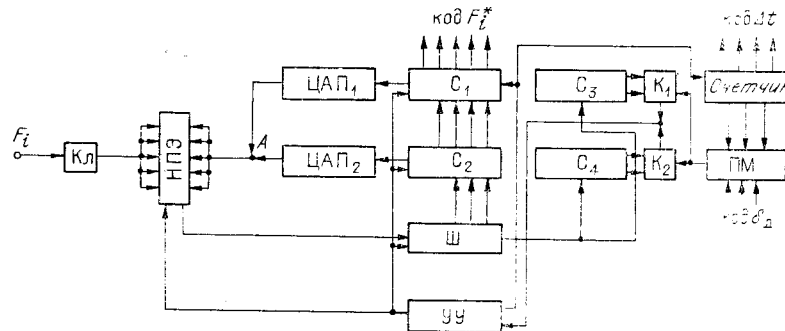


Рис. 1.

Разность между действительным значением исследуемого процесса  $F_{n+1}$  в момент времени  $t_{n+1}$  и предсказанной величиной  $F_{n+1}^{\text{экс}}$  измеряется с помощью набора пороговых элементов и используется для получения измеряемого значения  $F_{n+1}^*$  путем алгебраического сложения ее со значением  $F_{n+1}^{\text{экс}}$ .

Считывание результатов преобразования с выхода АЦП в процессе адаптивной дискретизации осуществляется в момент выполнения условия.

$$\frac{8\delta_d}{k^*} \leq \max \left( \sum_1^k \Delta F_i'^+, \sum_1^k \Delta F_i'^- \right), \quad (3)$$

где  $\Delta F_i'^+$  — модуль положительного значения разности второго порядка  $F_{n+1} - F_{n+1}^{\text{экс}}$ ;  $\Delta F_i'^-$  — модуль отрицательного значения этой разности;  $k^*$  — ближайшее наименьшее число вида 1, 2, 3, 4, 6, 8, 12, 16, ... превышающее число тактов ( $k$ ) АЦП на интервале адаптивной дискретизации. Целесообразность использования этого условия будет показана ниже.

Рассмотрим последовательность выполнения операций в АЦП при преобразовании нового значения входной величины в момент  $t_{n+1}$ . Допустим, что в момент времени  $t_n$  были получены и имеются: на  $C_1$  значение  $F_{n-1}^*$ , а на  $C_2$  —  $\Delta F_n^*$ . Измеренное значение входной величины в момент  $t_n$  является суммой этих значений. Значения кодов  $C_1$  и  $C_2$  с помощью ЦАП<sub>1</sub> и ЦАП<sub>2</sub> преобразуются в аналоговые величины. Для выполнения операций по формуле (2) масштаб преобразования ЦАП<sub>2</sub> выбран вдвое больше, чем у ЦАП<sub>1</sub>. Аналоговые величины с ЦАП<sub>1</sub> и ЦАП<sub>2</sub> суммируются в точке А, образуя предсказанное значение вход-

ной величины  $F_{n+1}^{\text{экс}}$ . Это значение подается на правые входы НПЭ. На левые входы НПЭ поступает измеряемая величина  $F_{n+1}$ . Сигналы пороговых элементов, соответствующие разности  $F_{n+1} - F_{n+1}^{\text{экс}}$ , преобразуются в двоичный код с помощью шифратора. Причем в зависимости от знака разности преобразование осуществляется в прямой или дополнительный код. Код разности  $F_{n+1} - F_{n+1}^{\text{экс}}$  складывается с кодом приращений  $\Delta F_n^*$ , образуя новое значение приращения  $\Delta F_{n+1}^*$ . Одновременно в  $C_1$  производится вычисление измеренного значения входной величины в момент  $t_n$  путем сложения значений  $F_{n-1}^*$  и  $\Delta F_n^*$ .

Таким образом, в результате нового такта преобразования на  $C_1$  образуется код измеренного значения входной величины в момент времени  $t_n$ , а на  $C_2$  — код приращения этой величины за интервал времени  $(t_{n+1} - t_n)$ . Последующие такты экстраполяции выполняются аналогично. Так осуществляется работа преобразователя в режиме слежения.

Переходный режим в момент включения устройства или после срыва слежения практически не отличается от режима слежения за измеряемым процессом. Только в этом случае первый такт слежения начинается при нулевых значениях кодов  $C_1$  и  $C_2$ , и слежение выполняется за кривой переходного процесса на электронном ключе. Напряжение на этом ключе изменяется от нуля до текущего значения  $F_i$  измеряемого процесса, чем обеспечивается ввод АЦП в режим слежения. Изменение напряжения на электронном ключе в переходном режиме примерно соответствует реакции апериодического звена второго порядка на единичный скачок. Этим обеспечивается быстрый и надежный ввод АЦП в режим слежения за измеряемым процессом. Переходный режим занимает по времени 5—7 тактов аналого-цифрового преобразования.

Для осуществления процесса адаптивной дискретизации производится проверка выполнения условия (3) в каждом такте аналого-цифрового преобразования. Для этого в каждом такте производится суммирование кодов разности  $F_i - F_i^{\text{экс}}$ , соответствующих приращениям первой производной. Причем суммирование кодов разности, принимающих положительные значения, осуществляется в  $C_3$ , а суммирование кодов разности, принимающих отрицательные значения, — в  $C_4$ . Одновременно в счетчике числа тактов образуется код числа тактов аналого-цифрового преобразования, прошедших со времени последнего считывания.

Формирование кода величины  $8 \frac{\delta_d}{k^{\text{экс}}}$  осуществляется с помощью матрицы логических элементов. На эту матрицу с одной стороны поступает код текущего времени  $\Delta t$ , а с другой стороны — величина допустимой ошибки интерполяции  $\delta_d$ . Действие матрицы основано на принципе шифрации кода счетчика при управляющем воздействии величины  $\delta_d$ .

Сравнение кода матрицы с кодами сумм приращений первой производной  $\sum_1^k \Delta F_i'^+$  и  $\sum_1^k \Delta F_i'^-$  выполняются на цифровых компараторах  $K_1$  и  $K_2$ . В момент выполнения условия (3) компараторами производится выдача сигнала на считывание последнего измеренного значения исследуемого процесса в буферное запоминающее устройство. Одновременно происходит выдача кода интервала времени, прошедшего с момента предыдущего считывания. В том случае, если условие (3) не выполняется на протяжении 32 тактов аналого-цифрового преобразования, после 32-го такта также производится считывание цифровых данных с АЦП. После выдачи данных  $C_3$  и  $C_4$ , а также счетчик числа тактов устанавливаются в исходные состояния.

Определим количество пороговых элементов, необходимых для осуществления процесса экстраполяции без срыва слежения. Предположим, что исследуемый процесс на интервале  $ac$  (рис. 2) имеет вторую производную постоянной и равной своему максимальному значению. Здесь специально рассматривается этот наихудший для линейной экстраполяции случай. Величина  $\Delta A$ , являющаяся максимальным отклонением предсказанного значения от истинного, определяется из выражения  $\Delta A = A_2 - 2A_1$ ; при этом

$$A_1 = \int_0^{\Delta t^*} (F'_a + F''_{\max} t) dt; \quad A_2 = \int_0^{2\Delta t^*} (F'_a + F''_{\max} t) dt,$$

где  $F'_a$  — значение первой производной в точке  $a$ ;  $F''_{\max}$  — значение второй производной;  $\Delta t^*$  — длительность такта экстраполяции.

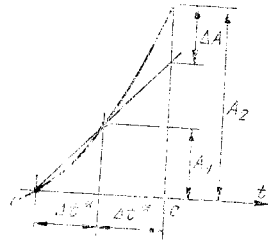


Рис. 2.

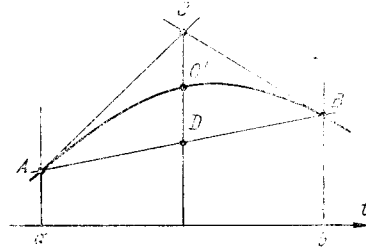


Рис. 3.

После подстановки  $A_1$  и  $A_2$  в выражение для  $\Delta A$  и преобразования получим

$$|\Delta A| = |\Delta t^{*2} F''_{\max}|. \quad (4)$$

Если интервал дискретизации при линейной интерполяции на  $\Delta t^*$  определен по формуле  $\Delta t^* = \sqrt{8\delta^*/F''_{\max}}$ , где  $\delta^*$  — допустимая ошибка интерполяции, то, подставив это выражение в (4), получим

$$|\Delta A| \cong |8\delta^*|.$$

Величина  $\Delta A$  определяет зону аналогового сигнала, которая должна перекрываться набором пороговых элементов в каждом такте экстраполяции. С учетом возможного отклонения исследуемой величины в любую сторону от точки предсказания необходимо иметь набор пороговых элементов, перекрывающий зону  $2\Delta A$ , т. е.

$$\varepsilon N = 2\Delta A \cong 16\delta^*, \quad (5)$$

где  $N$  — число пороговых элементов;  $\varepsilon$  — шаг квантования измеряемой величины по ее значениям. Обычно величину  $\varepsilon$  выбирают равной величине  $\delta^*$ ; при этом число пороговых элементов для нашего случая оказывается равным 16.

Выбор количества пороговых элементов сделан с некоторым запасом, поскольку вторая производная большинства физических процессов не может сохранять свое максимальное значение на двух соседних интервалах. Однако наличие некоторого запаса пороговых элементов необходимо вследствие влияния шумов и помех, сопровождающих физический процесс, а также шума квантования. При этом даже с учетом за-

паса все же возможен срыв слежения. В этом случае, если число срывов слежения становится существенным из-за наличия значительного шума, следует применять на входе АЦП сглаживающие фильтры.

Определим соотношение, связывающее максимально допустимую ошибку интерполяции с величинами  $\sum_1^k \Delta F_i^+$  и  $\sum_1^k \Delta F_i^-$  при использовании условия (3). При этом, естественно, предполагается, что вторая производная измеряемого процесса ограничена.

Прямые  $F = aA + F_1' t$  и  $F = bB + F_2' t$  будут точными верхними границами для всего множества функций, проходящих через точки  $A$  и  $B$  и имеющих первые производные не больше чем  $F_1'$  и не меньше чем  $F_2'$ . Действительно, точка, принадлежащая какой-либо функции  $F(t)$ , проходящей через точку  $A$ , не может лежать выше прямой  $F = aA + F_1' t$ , поскольку для этого функции  $F(t)$  необходимо пересечь прямую  $F = aA + F_1' t$ , что можно сделать из области, лежащей под этой прямой, только с большим наклоном, чем  $F_1'$ . Аналогичные рассуждения справедливы и для прямой  $F = bB + F_2' t$ .

Отсюда следует, что максимальное значение ошибки интерполирования определяется отрезком  $CD$ . Величина отрезка  $CD$  через коэффициенты  $F_1'$  и  $F_2'$  выражается следующим образом:

$$CD = F_1' t - [F_1' t + F_2'(ab - t)] \frac{t}{ab},$$

где  $t$  — координата точки пересечения. Максимальному значению отрезка  $CD$  соответствует  $t = \frac{1}{2}(ab)$ .

При этом значении координаты  $t$

$$CD = \frac{ab}{4} (F_1' - F_2').$$

С другой стороны,  $ab = \Delta t k$ , а  $\Delta t$  может быть выражено через разности второго порядка следующим образом:

$$\Delta t = \left| \frac{\sum_1^k \Delta F_i^+}{F_1' - F_2'} - \frac{\sum_1^k \Delta F_i^-}{F_1' - F_2'} \right|.$$

Подставляя эти значения в формулу для  $CD$ , находим

$$CD = \left| \frac{\left( \sum_1^k \Delta F_i^+ \right) k}{4} - \frac{\left( \sum_1^k \Delta F_i^- \right) k}{4} \right|.$$

Записывая условия определения момента считывания в виде  $\delta_d \leq CD$  и произведя перегруппировку членов, получаем

$$\frac{4\delta_d}{k} \leq \max \left( \sum_1^k \Delta F_i^+, \sum_1^k \Delta F_i^- \right). \quad (6)$$

Большинство измеряемых процессов на участке интерполирования может быть с достаточно высокой степенью точности представлено параболой (кривая  $ACB$  на рис. 3). Нетрудно видеть что ошибка интерполяции для такого процесса на  $ab$  выражается отрезком  $C'D$ , который связан с  $CD$  соотношением  $C'D = \frac{1}{2} CD$ . Тогда условие для определения момента считывания принимает вид

$$\frac{8\delta_d}{k} \leq \max \left( \sum_1^k \Delta F_i'^+, \sum_1^k \Delta F_i'^- \right). \quad (7)$$

Используемое нами соотношение (3) является промежуточным между (7) и (6) и совпадает с выражением (7) при  $k=1, 2, 3, 4, 6, 8, \dots$

В нашем случае не исключается превышение заданной ошибки интерполяции, которая при использовании (3) может достигать значения  $2\delta_d$ , но вероятность появления ошибки интерполяции, большей  $\delta_d$ , для процессов, имеющих непрерывную и ограниченную вторую производную, существенно мала.

Необходимо заметить, что при наличии шумов средний интервал дискретизации при применении выражения (3) существенно снизится, поскольку даже при небольших колебаниях значений процесса относительно прямой линии суммы  $\sum_1^k \Delta F_i'^+$  и  $\sum_1^k F_i'^-$  будут непрерывно возрастать. Для уменьшения влияния шумов может быть предложено производить вычитание некоторого числа единиц из этих сумм в каждый момент изменения знака у разности  $F_i - F_i^{\text{экс}}$ , причем вычитать следует из той суммы, которой соответствовал знак у этой разности до его смены.

Детальное рассмотрение вопроса об оптимальном выборе числа единиц, вычитаемых из величин  $\sum_1^k \Delta F_i'^+$  и  $\sum_1^k \Delta F_i'^-$ , а также учет влияния шумов, помех, ошибок квантования на характеристики прибора выходит за рамки настоящей работы.

Теоретическое рассмотрение и предварительное макетирование показывают, что при современном состоянии отечественной электроники можно ожидать следующие характеристики системы: быстроедействие в режиме слежения  $(5-10) \cdot 10^6$  преобразований в секунду; число двоичных разрядов 8-9; погрешность преобразования  $\pm 0,5\% \pm 1$  квант. При этом может осуществляться адаптивная дискретизация для заданной погрешности в 1, 2, 4%; эффективность сжатия по предварительной оценке соответствует эффективности, полученной в [5].

Описанный принцип построения системы обеспечивает преобразование аналоговых сигналов в цифровую форму и исключение части избыточной информации. Сравнительно незначительный объем оборудования достигается тем, что вычисления, необходимые для аналого-цифрового преобразования и адаптивной дискретизации, выполняются одними и теми же узлами. Применение цифрового варианта устройства адаптивной дискретизации расширяет возможности использования устройства в неблагоприятных климатических условиях.

Авторы выражают благодарность канд. техн. наук З. А. Лившицу за ряд ценных замечаний.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. З. Фридрих. К теории дискретных отсчетов.— Труды МЭИ, вып. 52. М., 1963.
2. В. А. Виттих, А. Н. Гинзбург. Алгоритмы адаптивной дискретизации ле-

- жандровского типа.— Кибернетика в измерительной технике. Материалы конференции ЦНИИТЭИ. М., 1968.
3. Т. В. Николаева. Проблема создания устройств логики измерений.— Кибернетические пути совершенствования методов измерения и контроля (продолжение). М., ОНТИПрибор, 1964.
  4. Эндрюс. Адаптивное сжатие данных.— ТИИЭР, 1967, № 3.
  5. Т. В. Донецкая, Ю. В. Ситкин. Устройство адаптивной временной дискретизации для цифровых измерительных приборов.— Кибернетика в измерительной технике. Материалы конференции ЦНИИТЭИ. М., 1968.

*Поступила в редакцию  
19 мая 1971 г.*