

З. Ивахненко А.Г., Лапа В.Г. Кибернетические предсказывающие устройства. Киев, "Наукова думка", 1965.

УДК 62-503

В.А.Виттих, В.Р.Панин, В.П.Якимаха

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ АДАПТИВНЫХ ВРЕМЕННЫХ ДИСКРЕТИЗАТОРОВ СИГНАЛОВ

При построении систем автоматизации экспериментальных исследований для устранения избыточности сообщений находят применение аналоговые адаптивные временные дискретизаторы /АВД/. Одной из важнейших характеристик аналоговых АВД, определяющей целесообразность применения данного устройства для адаптивной дискретизации исследуемого класса сигналов, является величина аппаратурной эффективности АВД. Эта величина определяется как отношение длины максимального интервала адаптивной дискретизации T_{max} к длине минимального интервала T_{min} при определенных сигналах, действующих на входе АВД и при заданных значениях допустимой погрешности аппроксимации и ошибки вычисления этой погрешности

$$K_A = \frac{T_{max}}{T_{min}} \quad (1)$$

В известных аналоговых АВД эта величина является существенно ограниченной из-за наличия свободного потока избыточных отсчетов сигнала и по приводимым в литературе данным меняется в пределах 20+400. Появление свободного потока избыточных отсчетов в аналоговых АВД обусловлено ограниченными возможностями блоков этих устройств, например, переходом блока вычисления погрешности аппроксимации в режим насыщения при действии на входе АВД медленноменяющегося сигнала. Это снижает эффективность работы АВД и может привести к появлению дополнительной ошибки вычисления погрешности аппроксимации.

Для повышения аппаратурной эффективности и устранения или уменьшения свободного потока отсчетов в аналоговых АВД может быть предложено несколько методов. Одним из таких методов является па-

параллельное соединение в АД нескольких измерительных элементов, причем величина коэффициента аппаратной эффективности для каждого измерительного элемента постоянна: $K_{Ai} = Const$, а абсолютное значение длин отрезков адаптивной дискретизации для каждого из них выбирается таким, чтобы выполнялось условие

$$K_A = \prod_{i=1}^N (K_{Ai}) \quad (2)$$

На рис. I приведена блок-схема АД, построенного по этому методу.

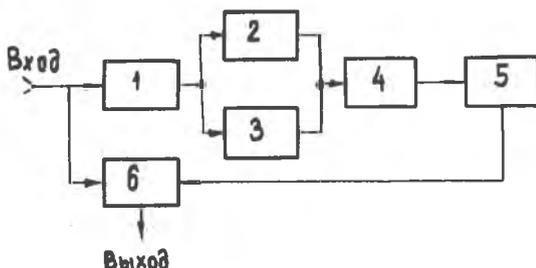


Рис. I.

Здесь 1 - блок памяти; 2,3 - измерительные элементы; 4 - коммутатор; 5 - блок сравнения; 6 - блок выборки сигнала.

Для измерительного элемента 2 коэффициент аппаратной эффективности $K_{A_2} = \frac{T_1}{T_2} = 100$. Для измерительного элемента 3:

$K_{A_3} = \frac{T_3}{T_1} = 100$. Общий коэффициент аппаратной эффективности схемы будет равен: $K_A = K_{A_2} \cdot K_{A_3} = 10000$. Максимальный интервал адаптивной дискретизации для измерительного элемента 2 является минимальным интервалом для элемента 3. При переходе блока 2 в режим насыщения коммутатор отключает блок 2 и определение величины погрешности аппроксимации осуществляется в блоке 3.

Для расширения класса исследуемых сигналов возможно соединение в одном АД измерительных элементов, реализующих различные алгорит-

мы адаптивной дискретизации. Поскольку на практике часто встречаются нестационарные сигналы, в которых участки весьма медленного изменения сигнала чередуются с участками его активного поведения, целесообразно построение АВД, совмещающих режим работы интерполятора первого порядка и экстраполятора нулевого порядка. На участках активного поведения сигнала устройство работает в режиме интерполятора первого порядка, а на участках медленного изменения сигнала - в режиме экстраполятора нулевого порядка. Блок-схема такого метода приведена на рис.2.

Здесь 1 - блок памяти; 2 - блок выборки сигнала; 3 - коммутатор; 4 - измерительный элемент экстраполятора нулевого порядка; 5 - измерительный элемент интерполятора первого порядка; 6 - формирователь.

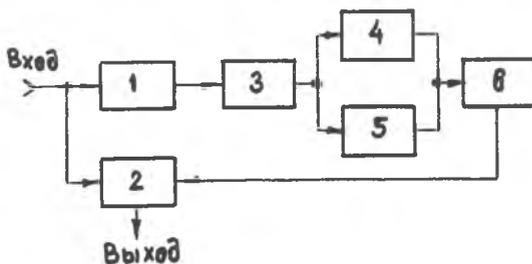


Рис. 2.

Достоинством данного метода является достаточная простота технической реализации устройства.

На рис.3 приведена блок-схема адаптивного временного дискретизатора, совмещающего режимы работы интерполятора первого порядка и экстраполятора нулевого порядка. Переход из одного режима работы в другой осуществляется автоматически в зависимости от формы входного сигнала.

Здесь 1 - блок выборки сигнала; 2 - блок памяти; 3 - измерительный элемент; 4,5 - блоки сравнения; 6 - триггер; 7 - электронный ключ; 8 - блок управления.

При работе АВД в режиме экстраполятора нулевого порядка погрешность аппроксимации определяется в виде

$$|\delta| = |\delta_1| = |s(t) - s(0)| \leq \epsilon_0, \quad (3)$$

ϵ_0 - допустимое значение погрешности аппроксимации; $s(t)$ - текущее, а $s(0)$ - начальное для данного интервала дискретизации значения сигнала.

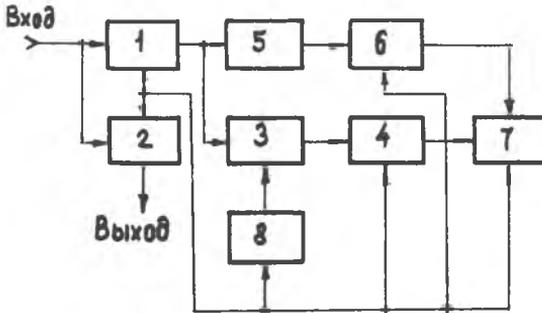


Рис. 3.

При работе АД в режиме интерполятора первого порядка реализуется интегральный алгоритм оценки погрешности аппроксимации вида

$$|\delta| = |\delta_2| = \left| \frac{2}{t^2} \int_0^t [s(\tau) - s(0)] d\tau - \frac{1}{t} \int_0^t [s(\tau) - s(0)] d\tau \right| \leq \epsilon_0, \quad (4)$$

где $[0, t]$ - интервал дискретизации; τ - текущее время.

Работает схема следующим образом. На вход устройства поступает сигнал $s(t)$. С выхода блока 1 разность $s(t) - s(0)$ поступает на блок сравнения 5, где сравнивается с величиной ϵ_0 . При нарушении неравенства (3) сигнал с блока 5 перебрасывает триггер и открывает электронный ключ 7. Сигнал на выходе электронного ключа отсутствует до момента появления сигнала на выходе блока 4. При этом на выходе блока 3 имеем величину оценки погрешности аппроксимации δ_2 , которая сравнивается с величиной допустимой погрешности ϵ_0 в блоке 4. При нарушении неравенства (4) на выходе блока

сравнения 4 появляется серия импульсов. При открытом ключе 7 первый импульс из серии проходит на второй вход блока 2 и производится отсчет существенного значения входного сигнала. Схема переводится в исходное состояние и процесс повторяется. При запертом ключе 7 отсчет значения сигнала не будет произведен до момента отпирания ключа. В случае быстрого изменения входного сигнала нарушение неравенства (3) происходит раньше нарушения неравенства (4), и к моменту появления на выходе блока 4 первого импульса из серии ключ 7 оказывается открытым. В этом случае устройство реализует алгоритм (4) и работает в режиме интерполятора первого порядка. При медленном изменении сигнала $S(t)$ нарушение неравенства (4) произойдет раньше нарушения неравенства (3) за счет перехода блока управления 8 в режим насыщения. Однако запертый электронный ключ не пропускает импульсы с блока 4 до момента нарушения неравенства (3). При этом схема будет работать в режиме экстраполятора нулевого порядка.

Представляет интерес построение АД, в котором используются одни и те же блоки при работе в различных режимах. На рис. 4 приведена схема такого адаптивного временного дискретизатора, реализующего лучевой алгоритм адаптивной дискретизации. При работе этого АД в режиме экстраполятора нулевого порядка используются те же блоки, что и в режиме интерполятора первого порядка.

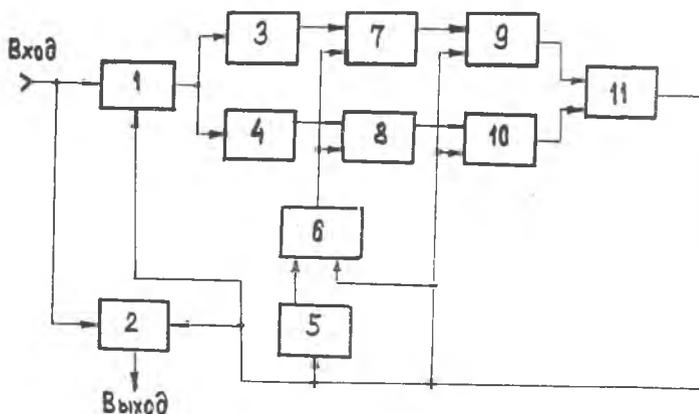


Рис. 4.

Здесь I - блок памяти; 2 - блок выборки сигнала; 3 - сумматор; 4 - вычитающее устройство; 5 - генератор пилообразного напряжения; 6 - пороговое устройство; 7,8 - делители; 9 - блок выделения минимального значения сигнала; 10 - блок выделения максимального значения сигнала; II - блок сравнения.

Основным режимом работы схемы является режим интерполятора первого порядка. В этом режиме погрешность кусочно-линейной аппроксимации сигнала определяется в виде

$$\delta = \inf_{0 \leq t \leq T} \left\{ \frac{x(t) + \epsilon_0}{t} \right\} - \sup_{0 \leq t \leq T} \left\{ \frac{x(t) - \epsilon_0}{t} \right\} \geq 0, \quad (5)$$

где $x(t) = s(t) - s(0)$; $[0, T]$ - интервал дискретизации; t - текущее значение времени.

При нарушении неравенства (5) происходит отсчет существенного значения сигнала. Для медленноменяющихся сигналов при достижении напряжения на входе блока 6 порога ограничения на блоки деления начинает поступать сигнал, соответствующий моменту времени t .

Коэффициент деления делителей становится постоянным и погрешность аппроксимации в этом случае определяется в виде

$$\delta = \inf_{0 \leq t \leq T} \left\{ \frac{x(t) + \epsilon_0}{K} \right\} - \sup_{0 \leq t \leq T} \left\{ \frac{x(t) - \epsilon_0}{K} \right\} \geq 0, \quad (6)$$

где $K \rightarrow 0$.

Таким образом, АВД работает в режиме экстраполятора нулевого порядка до следующего существенного отсчета.

При испытаниях АВД определение длины максимального интервала дискретизации целесообразно производить на тестовом сигнале постоянного уровня, определение длины минимального интервала дискретизации - на сигнале вида $s(t) = At^2$, где $A = \text{const}$.

Экспериментальное исследование схемы рис.3 дало следующие результаты: $T_{max} = 10$ сек, $T_{min} = 50$ мксек, $K_A = 200\ 000$. Для АВД, работающего в одном режиме интерполятора первого порядка и реализующего алгоритм 4: $T_{max} = 10$ мсек, $T_{min} = 50$ мксек, $K_A = 200$.

Работа АД, реализующего алгоритмы (5) и (6) моделировалась на ЭВМ БЭСМ - 4. На рис. 5 приведена зависимость коэффициента сжатия от параметров тестового сигнала при его адаптивной дискретизации.

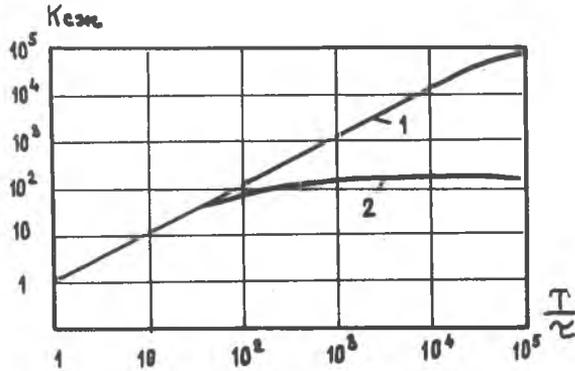


Рис. 5.

Здесь кривая 1 соответствует модели АД, реализующего два режима работы алгоритмы (5) и (6), кривая 2 соответствует модели АД, реализующего один режим интерполятора первого порядка алгоритм (5). Моделирование производилось для тестовых сигналов вида:

$$S(t) = \begin{cases} A \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right), & 0 \leq t \leq T \\ 0, & T < t \leq T \end{cases}$$

где $A = 5$ в; $T = 1$ мсек.

Коэффициент сжатия определялся в виде

$$Ксж = \frac{n}{N} = \frac{T}{N \cdot T_{min}}, \quad (7)$$

где n - число существенных отсчетов сигнала; N - число отсчетов сигнала при дискретизации с постоянным шагом; T_{min} - длина минимального интервала дискретизации. Из графика 1 рис. 5 видно,

что с увеличением длины участков, на которых величина сигнала остается постоянной, линейно растет величина коэффициента сжатия адаптивной дискретизации.

Было проведено экспериментальное исследование АД, выполненного по схеме рис. 3. Испытания проводились на натуральных сигналах вида

$$a) \quad s(t) = A \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right); \quad (8)$$

$$b) \quad s(t) = \begin{cases} A \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right), & 0 \leq t \leq \tau \\ 0, & \tau < t \leq T \end{cases}$$

где $\tau = 8\tau$; $A = 5$ в.

При снятии частотных характеристик АД определялась величина приведенного коэффициента сжатия устройства

$$\gamma_r = \frac{K_{сж}}{T} = \frac{1}{N \cdot T_{min}} \quad (9)$$

Испытания проводились при допустимой погрешности аппроксимации, равной 1%. Погрешность аппроксимации вычислялась с точностью не хуже 10%. На рис. 6-а и 6-б приведены результаты экспериментов для сигналов вида (8-а) и (8-б) соответственно. Здесь кривая 1 соответствует работе модели АД, представленного на рис. 4 и работающего в двух режимах. Кривая 2 соответствует работе АД в одном режиме интерполятора первого порядка, реализующего алгоритм (5); 3 - соответствует работе АД в одном режиме экстраполятора нулевого порядка. Кривая 4 - экспериментальная характеристика АД, представленного на рис. 3.

По результатам экспериментов можно сделать вывод, что совмещение двух методов адаптивной дискретизации в одном АД значительно повышает коэффициент аппаратной эффективности устройства (с 20 - 400 до 100 000 - 200 000), что соответственно повышает эффективность адаптивной дискретизации нестационарных сигналов.

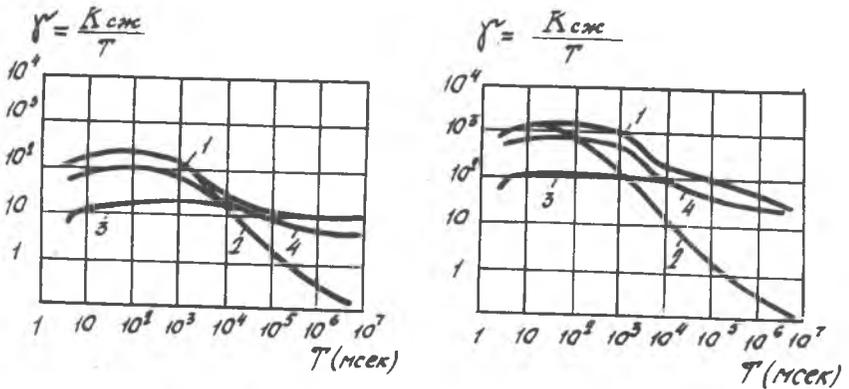


Рис. 6.

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Биттик В.А., Якимача В.П. Применение структурных моделей сигналов для получения оценки погрешности при адаптивной дискретизации. Автометрия, 1972, № 3.
2. Панин В.Р., Сергеев В.В., Якимача В.П. Реализация интегральных алгоритмов сжатия измерительных данных. Научные труды ВУЗов Поволжья, Куйбышев, 1974, вып. 7.

УДК 62 - 503

Е.Ю.Ларцев, В.П.Сабилко, А.Ю.Семенов

ОБ ОДНОМ АЛГОРИТМЕ АДАПТИВНОЙ ДИСКРЕТИЗАЦИИ СИГНАЛОВ

Одним из наиболее эффективных способов сжатия измерительных данных является адаптивная временная дискретизация сигналов. В [1] рассматривается алгоритм адаптивной дискретизации, который, используя в качестве приближающей функции алгебраический полином второго порядка, позволяет осуществить точный контроль погрешности равномерного приближения без запоминания значений сигнала на интервале