

РОССИЙСКАЯ АКАДЕМИЯ НАУК

СИБИРСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ

А В Т О М Е Т Р И Я

Ю. В. Шалагинов

(Новосибирск)

**НОВЫЕ АСПЕКТЫ  
В ПРИМЕНЕНИИ ИНТЕГРАЛЬНОЙ ВЫБОРКИ**

Рассматриваются новые структурные схемы устройств интегральной выборки, основанные на применении переключателей тока. Оценивается целесообразность использования разработанных устройств в ядерной электронике и применительно к задачам выделения сигналов из шумов. Приведены соотношения для сравнительной оценки дисперсий интегральных выборок и выборок, получаемых на выходе классических устройств выборки и хранения, при воздействии белого шума с ограниченной полосой.

В целом ряде задач сбора информации о широкополосных импульсных процессах нет необходимости точно фиксировать форму исследуемых сигналов, а достаточно оценивать их интегральное значение, что позволяет снизить требуемую частоту дискретизации и соответственно объем регистрируемой и обрабатываемой информации. Такие задачи являются типичными для ядерной электроники, где устройства интегральной выборки (УИВ) используются традиционно [1]. Подобное положение имеет место и при выделении сигналов из шумов, когда важен сам факт обнаружения сигнала.

Что касается применения УИВ в ядерной электронике, то до настоящего времени они использовались в основном для статистического анализа, допускающего во время оцифровки зафиксированного интегрального значения пропуск последующего ряда импульсов. Более общему применению УИВ посвящены работы [2, 3], где УИВ рассматриваются как альтернатива классическим устройствам выборки и хранения (УВХ). В то же время в этих работах отмечается ряд особенностей УИВ, и в частности необходимость реализации трехтактного цикла преобразования, содержащего фазы интегрирования, хранения и приведения интегратора в исходное состояние.

Цель настоящей работы – исследование новых структур УИВ, позволяющих осуществлять непрерывный сбор данных (без пропуска информации) и обеспечивающих высокое быстродействие, в том числе и за счет сокращения цикла преобразования. Оценивается эффективность их использования для ряда задач.

Рассмотрим целесообразность применения УИВ в канале регистрации времяпролетного масс-спектрометра. Заметим, что данная задача во многом схожа с использованием УИВ в устройствах ядерной электроники. В этом применении необходимо регистрировать «площадь» коротких (5 нс и менее)

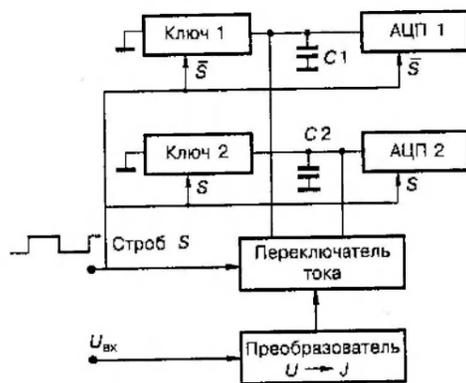


Рис. 1

импульсов, в то время как разрешающая способность самих масс-спектрометров обычно не требует уменьшения периода дискретизации ниже 10 нс. Так, в регистраторе, описанном в [4], применен дополнительный временной анализатор, главным назначением которого является фиксация откликов на одиночные ионы, которые надежно не регистрируются основным измерителем с разрешением 10 нс, что, впрочем, не гарантирует от потери информации при совпадении двух или более импульсных откликов. Применение в подобных задачах интегральной выборки, реагирующей на «площадь» импульсов, позволило бы производить регистрацию без потерь информации при условии, что между интервалами интегрирования отсутствуют разрывы.

Функциональная схема регистратора с УИВ приведена на рис. 1. Современные микросэлектронные АЦП, как правило, имеют на входе собственный УВХ, вследствие чего отпадает необходимость в фазе «хранения» для УИВ. Поэтому в отличие от трехканальной системы в [2] данная схема содержит два канала УИВ, управляющие стробы ( $S$ ) на которые подаются в противофазе.

Переход к одноканальной схеме возможен, если исключить фазу приведения интегратора в исходное состояние хотя бы в одном канале. Такой одно-

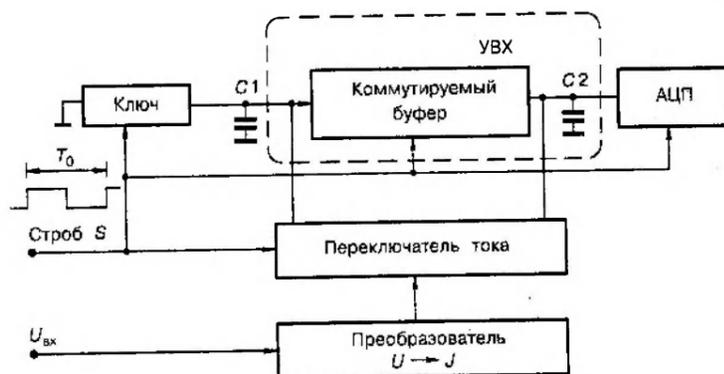


Рис. 2

канальный вариант приведен на рис. 2. В этой схеме интегрирование на интервале дискретизации ( $T_0$ ) производится в два такта. Накопленное в первом такте на емкости  $C1$  значение интеграла перезапоминается на емкости  $C2$  и используется в качестве начального для дальнейшего интегрирования. В схеме на рис. 2 коммутируемый буфер совместно с элементом  $C2$  образует УВХ, которое на первом такте находится в режиме «слежения», а на втором – в режиме «хранения». Во втором такте также осуществляется обнуление потенциала на емкости  $C1$  посредством ключа.

Следует заметить, что использование переключателей тока при построении УИВ позволяет достичь высокого быстродействия. Экспериментальная оценка показывает, что интервалы интегрирования с применением отечественной элементной базы могут быть реализованы в 1 нс и менее. Что касается достижений в этой области на мировом уровне, то следует обратиться к работе [5], где описан АЦП с полосой 3 ГГц и частотой дискретизации 4 ГГц. В этом устройстве использован преобразователь «напряжение–ток», с выхода которого с помощью токового ключа на емкости фиксируются выборочные значения. В отличие от рассматриваемых нами структур разряд конденсатора в описанном устройстве производится пассивными цепями, но это не существенно.

В схеме на рис. 2 на разных тактах интегрирование может быть осуществлено с различными коэффициентами передачи, что обеспечивает возможность учитывать форму выделяемого сигнала в задачах выделения слабых сигналов из шумов. Применительно к таким задачам целесообразно рассмотреть вариант с интегральными выборками, взятыми на малых интервалах, существенно меньших интервала дискретизации ( $T_0$ ). Это обусловлено тем, что, согласно [6], непрерывное интегрирование для повышения отношения сигнал/шум мало что дает по сравнению с суммированием дискретных значений, выбранных в соответствии с теоремой отсчетов. С другой стороны, взятие выборок на малых интервалах обеспечивает гибкость в формировании взвешенной суммы этих выборок на интервале  $T_0$  при необходимости выполнения аппаратной фильтрации.

В случае малых интервалов интегрирования интегральные выборки, как будет показано ниже, не имеют особых отличий от выборок УВХ, поэтому может быть реализовано устройство комбинированной выборки (УКВ), схема которого приведена на рис. 3. Здесь так же, как и в предыдущем случае,

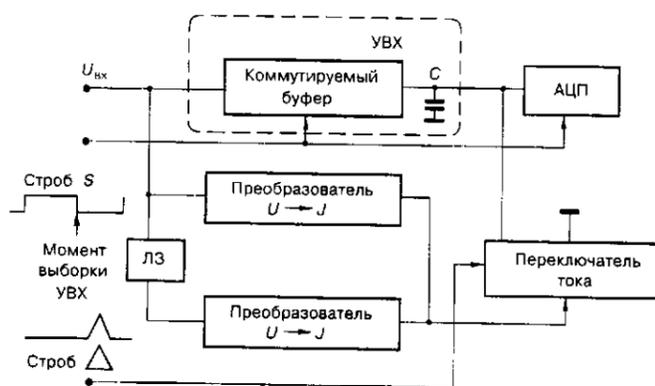


Рис. 3

коммутируемый буфер с элементом  $C$  образует УВХ. Особенностью данного варианта является то, что на вход УВХ подано не интегральное значение, а непосредственно входной сигнал. Это позволяет исключить элемент  $C1$  и цепь его разряда, приведенные на рис. 2. Значение, которое фиксирует УВХ, будем называть основной выборкой. С помощью линии задержки (ЛЗ) обеспечивается возможность получения выборок значений сигнала, предшествующих основной. Таким образом, на тактовом интервале ( $T_0$ ) могут быть получены основная выборка и ряд интегральных выборок по обе стороны от основной на временной оси. При выполнении аппаратной фильтрации взвешенная сумма интегральных отсчетов может формироваться путем изменения как коэффициента передачи интегратора, так и времени интегрирования. Значение суммы всех отсчетов на интервале  $T_0$  назовем ядром комбинированной выборки ( $\Sigma$ ), которое и оценивается посредством АЦП. Так, например, при суммировании трех выборочных значений на интервале  $T_0$  с использованием треугольного окна  $\Sigma$  имеет вид

$$\Sigma = U_{t_i} + \frac{1}{2} U_{t_i - T_0/2} + \frac{1}{2} U_{t_i + T_0/2}, \quad (1)$$

где  $U_{t_i}$  – значение входного сигнала в момент  $T_i$ .

При суммировании с равными весами должно выполняться соотношение

$$\frac{1}{KC} \int_{t_i - \Delta/2}^{t_i + \Delta/2} U(t) dt \approx U(t_i). \quad (2)$$

Здесь  $\Delta$  – интервал интегрирования;  $K$  – коэффициент преобразования напряжения в ток;  $C$  – накопительная емкость. Соотношение (2) для  $U(t) = \text{const}$  выполняется при  $KC = \Delta$ .

Анализ интегралов вида (2) для задач выделения сигнала из шума дан в [7], где отмечается, что для шума, спектр которого спадает на высоких частотах,  $\Delta$  можно выбрать достаточно малым, чтобы выборочное значение было примерно равным  $U(t_i)$ . Однако если шум является белым, то следует учитывать зависимость дисперсии выборок от интервала  $\Delta$ .

Сравним дисперсии выборочных значений на выходах УВХ и интегратора при воздействии на их входы белого шума с полосой от  $-\omega_{ш}$  до  $+\omega_{ш}$ . Представим согласно, например, [8] УВХ линейным апериодическим звеном первого порядка с постоянной времени  $\tau = 1/\omega_v$ . Учитывая, что при нулевом математическом ожидании шума выражение для дисперсии на выходе линейного звена совпадает со средним квадратом  $\overline{X^2}$ , запишем известное выражение

$$\overline{X^2} = \frac{1}{2\pi} S_0 \int_{-\infty}^{\infty} H(j\omega)H(-j\omega)d\omega,$$

где  $S_0$  – двусторонняя спектральная плотность шума;  $H(\omega)$  – передаточная характеристика звена.

Подставив в это выражение передаточную характеристику аperiodического звена первого порядка и проинтегрировав в пределах от  $-\omega_{ш}$  до  $+\omega_{ш}$ , находим выражение для дисперсии  $D_v$  на выходе УВХ:

$$D_v = \overline{X^2} = \frac{S_0 \omega_y}{\pi} \operatorname{arctg}(\omega_{ш}/\omega_y). \quad (3)$$

Соответствующее выражение для дисперсии выборок ( $D_n$ ) на выходе интегратора может быть получено из формулы для дисперсии интеграла от белого шума с ограниченной полосой, приведенной в [6. С. 256]. Заменяя в этой формуле одностороннюю спектральную плотность на двустороннюю и учитывая коэффициент  $KC = \Delta$  из выражения (2), получаем

$$D_n = \frac{S_0 \Delta}{\Delta^2} \left\{ \frac{2}{\pi} \left[ \operatorname{Si}(\omega_{ш} \Delta) + \frac{\cos(\omega_{ш} \Delta) - 1}{\omega_{ш} \Delta} \right] \right\}. \quad (4)$$

Если выбрать полосы частот УВХ и интегратора равными на уровне 0,707 передаточных характеристик (естественно, согласовав их с полосой полезного сигнала), то находим  $\Delta = 2,75/\omega_y$ .

При  $\omega_{ш} \rightarrow \infty$   $\operatorname{arctg}(\infty) = \pi/2$  в (3), а выражение в фигурных скобках формулы (4) равно 1, поэтому  $D_v = \frac{S_0 \omega_y}{2}$ ,  $D_n = \frac{S_0}{\Delta} = \frac{S_0 \omega_y}{2,75}$  и  $D_v/D_n = 1,375$ .

Это подтверждает тот факт, что при неограниченной полосе шума интегральный прием оптимален, и в этом случае основную выборку также следовало бы сделать интегральной.

Если потребовать равенства эквивалентных шумовых полос ( $B$ ) интегратора и УВХ, то соотношение между  $\Delta$  и  $\omega_y$  может быть найдено из условия равенства выражений (3) и (4) при  $\omega_{ш} \rightarrow \infty$ , поскольку средний квадрат процесса на выходе линейного звена при воздействии на его вход белого шума связан с  $B$  соотношением  $\overline{X^2} = 2S_0 B |H(0)|^2$ , а  $H(0)$  интегратора и УВХ равны при  $KC = \Delta$ , тогда  $\Delta = 2/\omega_y$ .

Рассчитанные по формулам (3) и (4) отношения дисперсий, а также соотношения полос пропускания на уровне 0,707 УВХ и интегратора ( $\omega_n$ ) при различных значениях  $\omega_y \Delta$  и  $\omega_{ш} \Delta$  приведены в таблице.

$\omega_y \Delta$	Отношение $D_v/D_n$							Отношение $\omega_n/\omega_y$ на уровне 0,707
	$\omega_{ш} \Delta$							
	$\pi$	$2\pi$	$3\pi$	$4\pi$	$5\pi$	$6\pi$	$\infty$	
2.75	0,9639	1,107	1,211	1,241	1,2750	1,287	1,375	1
2.4	0,9070	1,020	1,085	1,111	1,1300	1,141	1,2	1,145
2.2	0,8690	0,957	1,009	1,029	1,0450	1,053	1,1	1,25
2.0	0,8262	0,9045	0,9321	0,9470	0,9586	0,9651	1	1,381

Приведенные результаты позволяют оптимизировать выбор накопительной емкости  $C$  и интервала  $\Delta$  применительно к конкретной задаче.

В качестве примера сравним эффективность применения УИВ и классического АЦП, работающего с удвоенной частотой дискретизации  $f = 2/T_0$ , для задач выделения импульсного сигнала из гауссового шума методом согласованной фильтрации. Сравнение будем проводить по отношению сигнал/шум на выходе скользящего сумматора, реализующего взвешенную сумму за  $n$  интервалов  $T_0$ , в предположении, что все выборки шума независимы и имеют одинаковые дисперсии для обоих вариантов.

Сначала проведем сравнение применительно к сигналам треугольной и трапециoidalной форм, а затем обобщим результаты рассмотрения на более сложные сигналы.

В этом случае следует применить ядро комбинированной выборки в виде (1).

Положим, что треугольный сигнал имеет вид:

$$S(t) = \begin{cases} t/T_0, & 0 \leq t \leq T_0, \\ (2T_0 - t)/T_0, & T_0 \leq t \leq 2T_0. \end{cases}$$

Тогда для обоих вариантов взвешенная сумма ( $\Sigma_\phi$ ) на выходе согласованного фильтра определяется выражением

$$\Sigma_\phi = \frac{1}{T_0}(T_0 - \Delta t) + \frac{1}{2T_0}(T_0), \quad (5)$$

где первое слагаемое учитывает случайное смещение  $\Delta t$  основной выборки относительно высоты треугольника, а второе образовано суммой боковых отсчетов и в силу симметрии фронтов не зависит от  $\Delta t$ .

При равномерной дискретизации  $\Delta t$  принимает значения от нуля до  $\Delta t_{\max} = T_0/2$  для УКВ и  $\Delta t_{\max} = T_0/4$  для АЦП. При  $\Delta t = 0$  оба варианта дадут одинаковые суммы, равные  $\Sigma_{\phi \max}$ . Минимальные суммы находятся из (5) при  $\Delta t = \Delta t_{\max}$ , что составляет 0,666 от  $\Sigma_{\phi \max}$  для УКВ и 0,8333 от  $\Sigma_{\phi \max}$  для АЦП. Для трапециoidalного сигнала уже при длительности на полуширине, равной  $4T_0$ , разность этих минимальных значений составит 5% от  $\Sigma_{\phi \max}$ . Учитывая, что  $\Sigma_\phi$  при суммировании шумовых отсчетов эквивалентны для обоих вариантов, можно сделать вывод, что эти варианты обладают примерно одинаковой эффективностью для трапециoidalных сигналов.

Заметим, что взвешенная сумма для рассматриваемых сигналов в случае применения УКВ образуется простым суммированием дискретных отсчетов. При более сложной форме сигнала взвешенная сумма обеспечивается введением коэффициентов, равных значениям сигнала, дискретизированного с интервалом  $T_0$ . В этом случае погрешность вычисления суммы при использовании ядра вида (1) будет зависеть и от погрешности линейной интерполяции в моменты интегральных выборок.

Максимальное значение погрешности интерполяции суммы

$$\delta_\Sigma = \Sigma |\delta_i U_i|,$$

где  $\delta_i$  – погрешность линейной интерполяции;  $U_i$  – значения сигнала в моменты интегральных выборок.

Знак  $\delta$ , определяется знаком второй производной сигнала. Для конкретной формы сигнала погрешность интерполяции может быть минимизирована соответствующим выбором ядра УКВ (использованием, например, параболической интерполяции).

Таким образом, обобщение ядра УКВ вида (1) на сигналы сложной формы вызывает необходимость учета и коррекции погрешности интерполяции.

При выделении протяженных сигналов известной формы УКВ может быть реализовано с достаточно большим числом интегральных отсчетов. В этом случае эффективность при обработке в реальном времени достигается введением стробоскопического режима с когерентным накоплением аналогично тому, как это реализовано в комплексе, описанном в работе [9].

Таким образом, применение УИВ позволяет получать интегральные характеристики импульсных сигналов без потери информации, в том числе и при длительности импульсов менее интервала дискретизации. Другим важным аспектом является преимущество интегральной выборки перед обычной при выделении сигналов из белого или почти белого шума. И наконец, для целого ряда применений дискретизация сигналов на основе интегральной выборки приводит к сокращению объема регистрируемой информации в сравнении с классическим методом дискретизации.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Басиладзе С. Г. Быстродействующая ядерная электроника. М.: Энергоиздат, 1982.
2. Холт, Хилл, Линггард. Дискретизация с применением интегрирования // ТИИЭР. 1973. 61, № 5.
3. Касперович А. Н. О динамике устройств интегральной выборки // Автометрия. 1980. № 5. С. 83.
4. Сысоев А. А., Потешин С. С., Дряинов А. И. и др. Лазерный времяпролетный масс-спектрометр // ПТЭ. 1997. № 4.
5. Schiller C., Byzne P. A 4-GHz 8-b ADC system // IEEE J. of Solid-State Circuits. 1991. 26, N 12.
6. Харкевич А. А. Борьба с помехами. М.: Наука, 1965.
7. Рут. Введение в теорию обнаружения сигналов в шуме // ТИИЭР. 1970. 58, № 5.
8. Касперович А. Н., Литвинов Н. В. К вопросу о погрешности устройств выборки и запоминания // Автометрия. 1971. № 5. С. 112.
9. Бачурин В. В., Булгаков А. Ю., Вьюхин В. Н. и др. Цифровой осциллограф – измерительно-вычислительный комплекс для регистрации и обработки широкополосных случайных сигналов // Автометрия. 1991. № 5. С. 93.

*Поступила в редакцию 16 декабря 1998 г.*