

УДК 681.5.08

## ПРЕЦИЗИОННЫЕ ЦИФРОВЫЕ ИНТЕГРАТОРЫ СИГНАЛОВ С ТОЧНОЙ СИНХРОНИЗАЦИЕЙ

А. М. Батраков, И. В. Ильин, А. В. Павленко

*Институт ядерной физики им. Г. И. Будкера СО РАН,  
630090, г. Новосибирск, просп. Академика Лаврентьева, 11  
E-mail: A.M.Batrakov@inp.nsk.su*

Представлены многофункциональные интеграторы VsDC2 и VsDC3, разработанные в Институте ядерной физики СО РАН для измерений как постоянных, так и импульсных магнитных полей. В интеграторах используется метод цифрового интегрирования, позволяющий достичь погрешности меньшей чем  $10^{-5}$  для широкого класса измерений. Метод, применяемый в разработанных устройствах, обеспечивает точную синхронизацию интервала интегрирования с импульсными сигналами, в то время как АЦП, используемый в измерительном тракте, тактируется несинхронной и достаточно низкой тактовой частотой. Рассматриваются теоретические аспекты предлагаемых решений и проводится сравнение с известными способами построения цифровых интеграторов. Кратко описана схемотехника приборов и приведены основные характеристики.

*Ключевые слова:* цифровые интеграторы, прецизионные измерения, синхронизация, магнитное поле, АЦП.

**Введение.** В физических исследованиях широко применяются различные интегрирующие измерители сигналов. Значительная часть из них — устройства для измерения магнитных полей, использующие индукционный метод, при котором сигнал с датчика представляет собой производную магнитного потока, в связи с чем для получения значения поля и необходимо интегрирование. Можно выделить два класса измерений, основанных на этом методе. Первый — измерение импульсных полей, длительности которых лежат в диапазоне от единиц микросекунд до десятков миллисекунд, а амплитуды сигналов могут достигать до нескольких десятков вольт. Применяемые для этого устройства должны иметь жёсткую синхронизацию с работой установки, например, при измерениях, производимых в момент пролёта пучка в системах впуска/выпуска ускорительных комплексов.

Второй класс — прецизионные измерения характеристик магнитных элементов с постоянным полем. Данная задача решается с помощью катушек различных конфигураций, перемещаемых внутри магнитных элементов. В этом случае длительности интегрируемых сигналов определяются механическими перемещениями и составляют от десятых долей до нескольких секунд. Амплитуды сигналов крайне малы — от сотен нановольт до десятков милливольт.

В измерительной практике до недавнего времени использовались приборы на основе АЦП двухтактного интегрирования [1, 2] и метода преобразования напряжения в частоту, например в широко распространённом интеграторе PDI 5025, выпускаемом известной швейцарской фирмой "Metrolab Instruments SA" [3]. Достигнутые с помощью этих приборов погрешности были не лучше чем  $10^{-4}$ . Методы, обеспечивающие более высокую точность, базирующиеся на применении современных высокоразрядных АЦП, появились сравнительно недавно [4]. В первую очередь привлекательным и достаточно очевидным представляется способ, при котором входной сигнал преобразуется в цифровую форму с помощью АЦП того или иного типа, а интеграл вычисляется как сумма цифровых отсчётов, попадающих в интервал времени интегрирования. Подобный подход будем называть методом прямого цифрового интегрирования. Привлекательность этого метода заключается

ещё и в возможности регистрировать не просто одно число — определённый интеграл входного сигнала, но и получать зависимость интеграла от времени, т. е. осциллограмму магнитного поля. Далее будет показано, что несинхронность выборок АЦП и измеряемого процесса в случае импульсных измерений исключает возможность получения высокой точности.

Целью данной работы является исследование и практическая реализация новых решений в цифровом методе интегрирования, позволяющих достичь высоких характеристик по точности как в случае медленно меняющихся, так и импульсных сигналов. Рассмотрены принципиальные теоретические аспекты предложенных решений и описаны два прибора, в которых этот метод реализован.

**Метод цифрового интегрирования с точной синхронизацией.** Прямой метод цифрового интегрирования можно пояснить с помощью структурной схемы на рис. 1, *a*: входной сигнал, пройдя через масштабирующий усилитель (МУ), попадает на вход АЦП, а требуемый интеграл вычисляется через произведение суммы нужного числа отсчётов и времени дискретизации АЦП в блоке цифровой обработки сигналов (ЦОС). Интервал интегрирования при этом задаётся синхроимпульсами, поступающими на вход синхронизации. Очевидно, что погрешность привязки интервала интегрирования к внешним синхроимпульсам будет определяться интервалом между отсчётами АЦП и такой подход далеко не всегда применим в случае импульсных измерений. Рассмотрим пример, показанный на рис. 1, *b*. Типичная форма индукционного сигнала для импульсного магнита представляет собой косинусоидальный сигнал с крутым передним фронтом. Время нарастания фронта определяется скоростью срабатывания современных коммутационных устройств и в случае применения полупроводниковых ключей может составлять несколько сотен наносекунд. Интегрирование, как правило, останавливается близко к максимуму поля. Передний фронт является неизбежным источником ошибки. В наихудшем случае расположения моментов выборки АЦП и моментов прихода синхроимпульсов относительно сигнала поля ошибка интеграла может достигнуть величины

$$\delta I_T = \frac{(\delta\Phi)_{\max}}{\Phi_0} = \frac{1}{2\Phi_0} \frac{d(\Phi_0 \cos(\pi t/2T_M))}{dt} T_S = \frac{\pi\Phi_0/2T_M}{\Phi_0} \frac{T_S}{2} = \frac{\pi T_S}{4T_M}, \quad (1)$$

где  $\Phi_0$  — амплитуда магнитного потока;  $T_M$  — время до максимума магнитного поля;  $T_S$  — интервал выборки АЦП, подразумевается линейная интерполяция отсчётов. В слу-

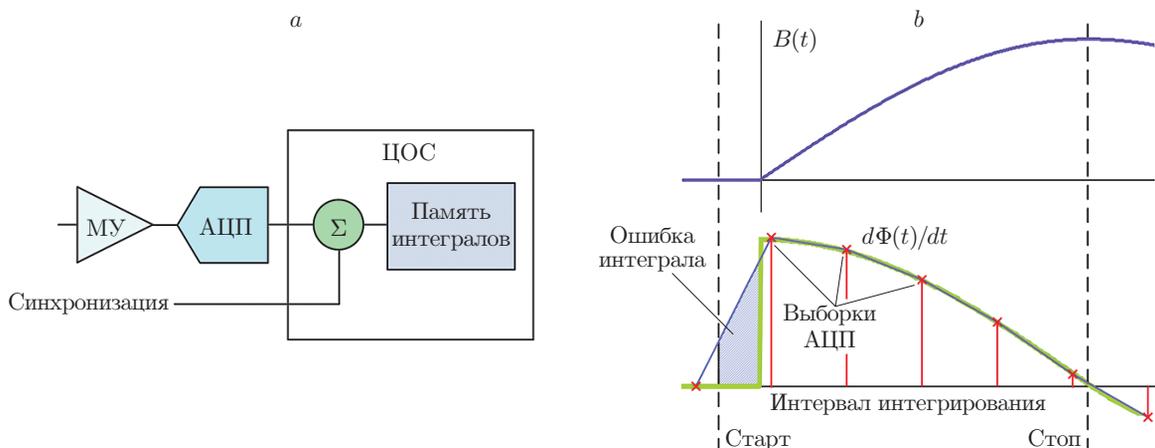


Рис. 1. Метод прямого цифрового интегрирования: структурная схема (*a*), иллюстрация возникновения погрешности при интегрировании типичного индукционного сигнала в импульсном магните (*b*)

чае несинхронности выборок АЦП и входного сигнала эта погрешность приведёт к неповторяемости измерений. Например, для интегратора FDI2056 [4], в котором реализован прямой метод, имеем  $T_S = 2$  мкс, следовательно, если необходимо обеспечить стабильность измерения лучше чем  $\delta I_T = 10^{-4}$ , длительность импульса магнитного поля должна быть более 16 мс, что непригодно для многих импульсных измерений. Несмотря на то что в интеграторе FDI2056 реализован более сложный механизм обработки сигналов, избежать данной ошибки оказывается невозможно. Причина погрешности объясняется эффектами, появляющимися в результате дискретизации достаточно широкополосного импульсного сигнала.

Таким образом, возникает противоречие при попытке создать быстродействующий и в то же время высокоточный прибор. Требование обеспечить жёсткую синхронизацию с измеряемым процессом заставляет выбирать быстродействующие АЦП, однако с ростом производительности у преобразователей неуклонно падают характеристики точности, возрастает шум, нелинейные искажения, дрейф нуля и масштаба преобразования.

Предложенная авторами структура позволяет решить проблему жёсткой привязки значений интеграла ко времени и достигнуть точности интегрирования лучше чем  $10^{-5}$  в диапазоне времён от единиц микросекунд до десятков секунд.

Обратимся к схеме, приведённой на рис. 2. До начала интегрирования ключ находится в положении L. С началом фазы интегрирования ключ переводится в положение H и сигнал, пройдя через МУ и ключ, поступает на фильтр низких частот (ФНЧ). При поступлении синхроимпульса (момент измерения интеграла) быстродействующий ключ вновь переводится в положение L, отсекая сигнал и предотвращая его дальнейшее поступление на ФНЧ-цепочку.

Для пояснения принципов работы на рис. 2, *b* показаны графики процессов в различных точках схемы. Интегрирование начато (переход L → H) незадолго до появления сигнала и окончено с поступлением импульса синхронизации (переход H → L). Вольт-секундная площадь сформированного данным способом «отсечённого» сигнала и является требуемым интегралом, измеренным в соответствующих пределах по времени. Сглаженный фильтром сигнал должен интегрироваться в интервале, когда ключ замкнут (интервал интегрирования) плюс ещё некоторое время (доинтегрирование) для получения точного значения интеграла. Точность синхронизации определяется быстродействием ключа и не хуже 2–4 нс. Остальная часть схемы, выполняющая цифровое интегрирование, работает с растянутым во времени сглаженным низкочастотным сигналом, вследствие чего появ-

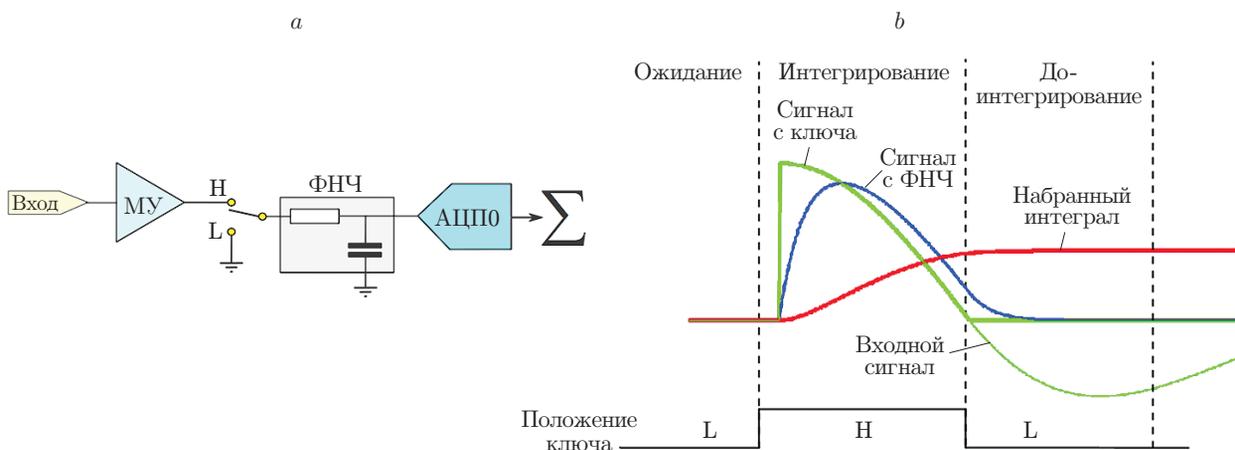


Рис. 2. Метод цифрового интегрирования с точной синхронизацией: структурная схема (а); пояснение принципов работы цифрового интегратора с точной синхронизацией (b)

ляется возможность применить точный высокоразрядный АЦП. Таким образом, за счёт постановки ключа удаётся достигнуть жёсткой синхронизации интервала интегрирования с источниками импульсных сигналов, а наличие фильтра и высокоразрядного АЦП позволяет получить высокую точность, не заботясь о синхронизации триггерных импульсов и моментов выборки АЦП.

Нетрудно увидеть, что из-за наличия фазы доинтегрирования описанная схема не позволяет непрерывно регистрировать осциллограммы магнитных полей, а измеряет лишь их мгновенные значения. Но если сделать двухканальную версию устройства, в котором ключи работают противофазно, а сигнальные входы соединены, можно снимать и осциллограммы полей.

В случае достаточно медленных сигналов ключ может быть замкнут в течение необходимого времени интегрирования и характеристики по точности определяются возможностями АЦП. В таких измерениях предлагаемая структура аналогична методу прямого цифрового интегрирования.

**Теоретические аспекты метода цифрового интегрирования с точной синхронизацией.** Рассмотрим некоторые существенные аспекты предлагаемого метода. Прежде всего, необходимо отметить, что интеграл сигнала не изменяется при прохождении фильтра низких частот любой сложности, если выполняются два условия: во-первых, коэффициент передачи фильтра на нулевой частоте должен быть равен 1, во-вторых, время интегрирования сигнала на выходе фильтра достаточно велико.

Формальное доказательство этого утверждения, следующего из спектрального представления сигнала, можно провести самостоятельно либо обратиться к работе [5]. Утверждение позволяет нам уверенно использовать в сигнальном тракте интегратора фильтры любого порядка, что, как будет видно далее, принципиально.

Отметим, что в идеальном случае, когда характеристики фильтра обеспечивают выполнение теоремы Котельникова, как сам входной сигнал, так и его интеграл могут быть восстановлены абсолютно точно.

В реальных устройствах и характеристики фильтра, и конечное время доинтегрирования приводят к погрешности, механизм появления и величина которой рассмотрены далее.

Из спектрального представления  $S(\omega)$  функции времени  $f(t)$ , определённой в интервале от  $t = 0$  до  $t = \tau$ , следует, что  $S(0) = \int_0^{\tau} f(t)dt$ , т. е. искомый интеграл сигнала совпадает с нулевой компонентой его спектра. Если в спектре сигнала присутствует компонента  $S(F_s)$  на частоте  $F_s$ , равной частоте выборок АЦП, то в результате процесса дискретизации при преобразовании в код спектральные компоненты  $S(F_s), S(2F_s), S(3F_s), \dots$  преобразуются в нулевую компоненту спектра  $S(0)$ . Именно это обстоятельство приводит к методической погрешности процедуры цифрового интегрирования в случае неидеального фильтра, которую можно оценить как сумму спектральных компонент на кратных частотах:

$$\delta I_T = \sum_{n=1}^{\infty} (K(nF_s)S(nF_s) + K(-nF_s)S(-nF_s)) = 2\text{Re} \left( \sum_{n=1}^{\infty} K(nF_s)S(nF_s) \right). \quad (2)$$

Таким образом, для достижения высокой точности необходимо, чтобы фильтр в сигнальном тракте обеспечивал соответствующее ослабление на частоте  $F_s$ . Формула (2) объясняет причину возникновения погрешности в прямом методе цифрового интегрирования при работе с импульсными сигналами, если их спектр слабо ограничен. Отсюда же понятно, что при правильном соотношении характеристик фильтра и частоты  $F_s$  моменты выборки АЦП могут быть асинхронны по отношению к триггерным импульсам.

Теоретическая возможность получения крайне малой погрешности привлекательна для использования в сигнальном тракте высокоразрядных сигма-дельта-АЦП. Но не только высокая разрядность делает весьма целесообразным применение преобразователей такого типа. Это объясняется тем, что частота дискретизации сигнала на входе модулятора сигма-дельта-АЦП в несколько раз, а иногда десятков раз, превосходит темп выдачи цифровых данных  $F_{DRDY}$ . Как следствие, входной аналоговый фильтр (ФНЧ), установленный после ключа, должен обеспечить требуемое ослабление на частоте работы модулятора, что нетрудно, так как в современных моделях АЦП частота  $F_s$  составляет десятки мегагерц. Вместе с тем и суммирование данных, поступающих с частотой  $F_{DRDY}$ , требует в соответствии с (2) большого ослабления на данной частоте. Это ослабление в применяемой модели сигма-дельта-АЦП обеспечивается встроенным цифровым фильтром и достигает 120 дБ.

Можно сделать вывод, что наличие в схеме трёх принципиальных элементов: ключа, аналогового фильтра и сигма-дельта-АЦП — позволяет достичь высокой точности интегрирования даже для достаточно коротких сигналов.

**Интеграторы VsDC2 и VsDC3.** Описанная выше схема построения цифрового интегратора реализована в приборах VsDC2 и VsDC3. Первый выполнен как модуль евромеханики высотой 3U и имеет интерфейс CAN Bus. Второй — это модуль высотой 6U с интерфейсом VME-64. Оба устройства имеют схожую схемотехнику и функциональность. Интегратор VsDC3 является более поздней разработкой, к отличительным особенностям которой можно отнести лучшие характеристики по шумам, наличие дифференциального входа и гальванически развязанный аналоговый тракт. Обобщённая структурная схема показана на рис. 3. Каждый из каналов устройств помимо элементов, уже упомянутых при обсуждении метода цифрового интегрирования (ключ, ФНЧ, сигма-дельта-АЦП, сумматор), содержит входной усилитель с изменяемым коэффициентом и цепь калибровки тракта преобразования. Устройства имеют развитую цифровую инфраструктуру, обеспечивающую обработку отсчётов АЦП и поддержку интерфейсов. Обработка данных АЦП включает в себя суммирование отсчётов, вычисление калибровочных констант и коррекцию данных с учётом этих констант. Значение интеграла записывается в соответствующий регистр. До окончания интегрирования регистр содержит текущее значение интеграла, которое может быть прочитано «на лету».

Приборы снабжены оперативной памятью объёмом 2 и 4 Мслова/канал для VsDC2 и VsDC3 соответственно, в которую записываются отсчёты АЦП. Таким образом, можно

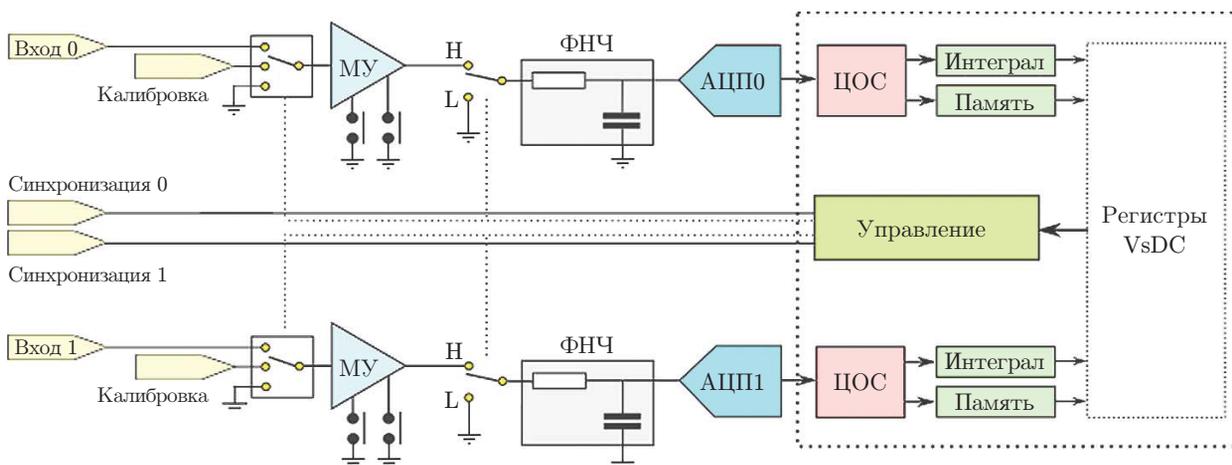


Рис. 3. Структурная схема цифровых интеграторов VsDC2 и VsDC3

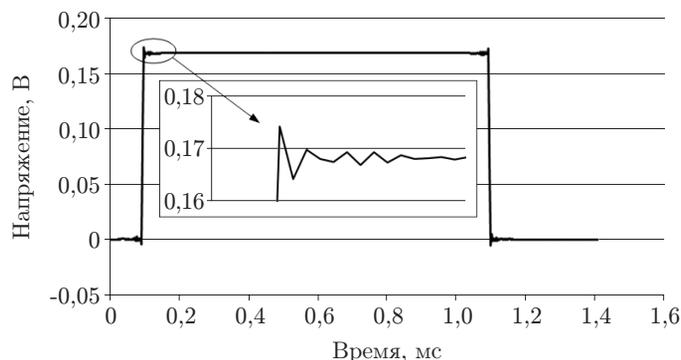


Рис. 4. Осциллограмма калибровочного напряжения

измерять не только интеграл, но и фиксировать «картинку» процесса в интервале интегрирования. Интегрирование может продолжаться произвольное время до поступления команды «Стоп». Счётчик адреса записи будет остановлен спустя 128 тактов (ячеек памяти) после команды «Стоп», что, как отмечалось, вызвано необходимостью дожидаться установления цифрового фильтра АЦП в процедуре интегрирования.

**Методики тестирования и полученные результаты.** Интеграторы VsDC2 и VsDC3 — это прецизионные и вместе с тем широкополосные устройства, которые характеризуются многими параметрами. Здесь мы рассмотрим лишь несколько наиболее важных методик определения параметров, опишем результаты измерений и приведём полученные характеристики.

Первая, очень наглядная методика представляет собой «осциллографический тест», позволяющий проанализировать записанные во внутреннюю память осциллограммы интегрируемого сигнала. Данная функция полезна как на этапе запуска системы, так и для тестирования самого устройства. На рис. 4 представлена осциллограмма при интегрировании в течение 1 мс калибровочного напряжения. Рассмотрим особенности осциллограммы. Несмотря на то что на вход прибора подаётся постоянное напряжение, первые 30 отсчётов находятся вблизи нуля. Это, а также наличие переходного процесса, заметного на графике, объясняется поведением цифрового фильтра сигма-дельта-АЦП. Поскольку до начала интегрирования аналоговый ключ замкнут на землю, то на рисунке фактически изображена реакция цифрового фильтра на ступенчатый сигнал. Аналогичным образом объясняется поведение осциллограммы в конце интегрирования, когда ключ снова замыкается на землю, а суммирование нескольких десятков выборок ещё продолжается.

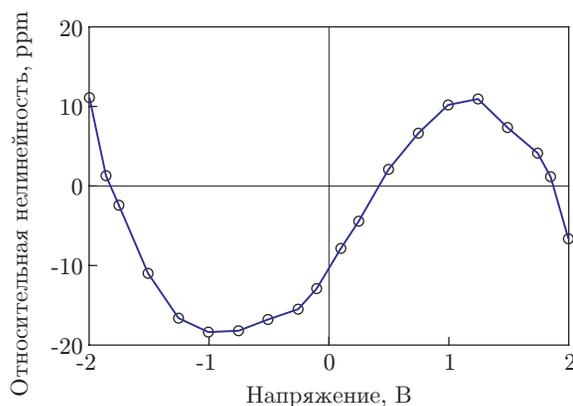


Рис. 5. Вольтовая нелинейность интеграторов

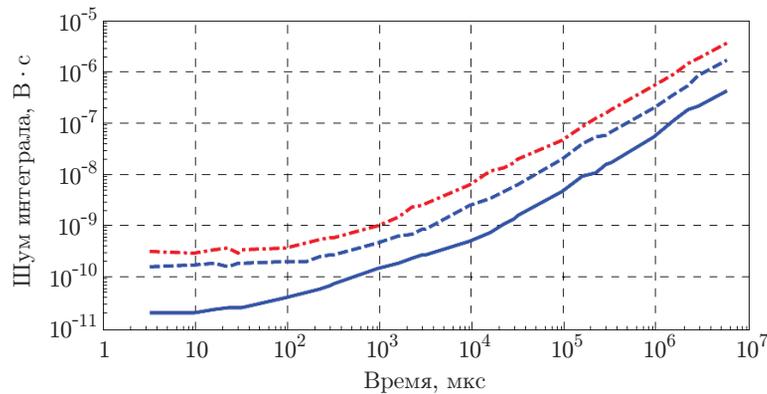


Рис. 6. Среднеквадратичный шум интеграла в зависимости от времени интегрирования (сплошная кривая — для VsDC3 (0,2 В), штриховая — для VsDC3 (2 В), штрихпунктирная — для VsDC2 (2 В))

Существенным параметром, характеризующим качество аналогового тракта интегратора, является линейность в рабочем диапазоне напряжений, которую мы назвали «вольтовой» нелинейностью, так как этот параметр измеряется в отсутствие процедуры интегрирования, т. е. в замкнутом состоянии ключа. Для её изучения использовался прецизионный калибратор FLUKE5700A, подключаемый на вход устройства. Результат измерения представлен на рис. 5. Видно, что суммарная вольтовая нелинейность тракта преобразования не превышает величины  $\pm(2 \cdot 10^{-5})$ .

Важнейшей характеристикой прибора является шум интеграла в зависимости от времени интегрирования, поскольку устройство предназначено для измерения именно интеграла сигналов. Графики шума для VsDC2 и VsDC3 приведены на рис. 6. Ревизия схемотехники и применяемых элементов в VsDC2 позволила в более поздней модели VsDC3 улучшить параметры по шумам в несколько раз.

Для понимания важности графиков шума интеграла приведём, например, оценку нестабильности показаний при измерении импульсов с длительностью 10 мкс и амплитудой 1 В. Из графиков следует, что при  $T_{\text{имп}} = 10$  мкс среднеквадратичный шум для VsDC2 равен  $5 \cdot 10^{-10}$  В·с, а для VsDC3 —  $1,5 \cdot 10^{-10}$  В·с. Таким образом, отношение шума интеграла к вольт-секундной площади входного сигнала для первого прибора —  $5 \cdot 10^{-5}$ , а для второго —  $1,5 \cdot 10^{-5}$ . При большей длительности интегрируемого сигнала

Параметры		VsDC2 (CAN)	VsDC3(VME)
Ошибка интеграла относительно $U_{\text{шк}}T_{\text{инт}}$	$T_{\text{инт}} = 5$ мкс	$10^{-4}$	
	$T_{\text{инт}} = 50$ мкс	$5 \cdot 10^{-5}$	
	$T_{\text{инт}} \geq 500$ мкс	$10^{-5}$	
Шум интеграла относительно $U_{\text{шк}}T_{\text{инт}}$	$T_{\text{инт}} = 10$ мкс	$5 \cdot 10^{-5}$	$10^{-5}$
	$T_{\text{инт}} = 1$ мс	$10^{-6}$	$5 \cdot 10^{-7}$
	$T_{\text{инт}} \geq 500$ мс	$5 \cdot 10^{-7}$	$10^{-7}$
Нелинейность от $-U_{\text{max}}$ до $+U_{\text{max}}$		$\pm(2 \cdot 10^{-5})$	
Разрядность АЦП		24 бита	
Частота выдачи отсчётов $F_{\text{DRDY}}$		312,5 кГц	
Эффективная разрядность в полосе 110 кГц		17	18
Задержка по времени при внешних импульсах Старт/Стоп		$21 \pm 2$ нс	$21 \pm 2$ нс

ла это соотношение будет только улучшаться. Детальное обсуждение зависимости шума интеграла от времени интегрирования можно найти в [5].

Для определения вклада в систематическую погрешность эффектов, зависящих от времени интегрирования, измерена абсолютная ошибка интеграла при разных временах интегрирования. Расположенный на плате источник калибровки задаёт интегрируемое напряжение, а длительность определяется интервалом замыкания ключа, управляемого от точного таймера, имеющего дискретность перестройки 10 нс. Погрешность определяется отношением измеренного отклонения к величине  $U_{\text{шк}}T_{\text{инт}}$ .

Перечисленные выше измерительные процедуры могут выполняться под управлением программы, написанной специально для тестирования и определения характеристик устройства. Таблица содержит основные характеристики VsDC2 и VsDC3.

**Заключение.** Разработаны интеграторы, в которых используется цифровой способ получения интеграла. Предложенная структура приборов, базирующаяся на трёх принципиальных элементах: быстродействующем ключе, фильтре и прецизионном АЦП — определяет высокую точность измерения мгновенного интеграла в диапазоне времён от единиц микросекунд до десятков секунд. Это свойство разработанных приборов позволяет успешно их применять для решения широкого набора задач, требующих интегрирования сигналов с датчиков.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Каргальцев В. В., Купер Э. А.** Блок для измерения импульсных параметров БИИП-4. Новосибирск, 1982. 15 с. (Препр. /ИЯФ СО АН СССР; 82-48).
2. **Батраков А. М., Вагин П. В., Воблый П. Д. и др.** Аппаратура для прецизионного измерения постоянных магнитных полей с помощью перемещаемых катушек. Новосибирск, 2008. 33 с. (Препр. /ИЯФ СО РАН; 2008-26).
3. **Precision Digital Integrator PDI5025** // Metrolab. 2000. URL: [http://www.metrolab.ch/uploads/Document/WEB\\_CHEMIN\\_118\\_1158928352.pdf](http://www.metrolab.ch/uploads/Document/WEB_CHEMIN_118_1158928352.pdf) (дата обращения: 16.09.2013).
4. **Fast Digital Integrator FDI2056** // Metrolab. URL: <http://www.metrolab.ch/index.php?id=24> (дата обращения: 16.09.2013).
5. **Батраков А. М., Вагин П. В., Ильин И. В. и др.** Прецизионные многофункциональные интеграторы VsDC2 и VsDC3. Новосибирск, 2012. 24 с. (Препр. /ИЯФ СО РАН; 2012-031).

*Поступила в редакцию 16 сентября 2013 г.*