

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ  
БЮДЖЕТНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ НАУКИ  
ИНСТИТУТ ЯДЕРНОЙ ФИЗИКИ  
им. Г.И. Будкера  
СИБИРСКОГО ОТДЕЛЕНИЯ РАН  
(ИЯФ СО РАН)

А.М. Батраков, П.В. Вагин, И.В. Ильин,  
А.В. Павленко, Д.С. Шичков

ПРЕЦИЗИОННЫЕ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ  
ИНТЕГРАТОРЫ VsDC2 и VsDC3

ИЯФ 2012-31

Новосибирск  
2012

# Прецизионные многофункциональные интеграторы VsDC2 и VsDC3

*А.М. Батраков, П.В. Вагин, И.В. Ильин, А.В. Павленко, Д.С. Шичков*

Институт ядерной физики им. Г.И. Будкера СО РАН  
630090, Новосибирск, Россия

## Аннотация

Возрастающие запросы ускорительной техники, и вместе с тем возможности, предоставляемые современной микроэлектроникой, стимулируют создание новой прецизионной и широкополосной аппаратуры для измерений магнитных элементов ускорителей. Препринт описывает интеграторы VsDC2 и VsDC3, предназначенные для измерений как постоянных, так и импульсных магнитных полей. В интеграторах используется метод цифрового интегрирования, позволяющего достичь точности измерений, близких к  $10^{-5}$ .

## Precise multimode digital integrators VsDC2 and VsDC3

*A.M. Batrakov, P.V. Vagin, I.V. Ilyin, A.V. Pavlenko, D.S. Shichkov*

Budker Institute of Nuclear Physics SB RAS  
630090, Novosibirsk, Russia

## Abstract

Increasing demands of the accelerator techniques and modern electronics capabilities stimulate the creation of more accurate and fast instrumentation, based on the induction method. This report describes multimode integrators VsDC2 and VsDC3 (Volt-seconds to Digital Converter), intended for precise measurements of the magnetic fields, both pulsed and constant. These integrators utilize new, digital integration method, which allows reaching accuracy close to the  $10^{-5}$ .

© Институт ядерной физики им. Г.И.Будкера СО РАН

---

## Введение

В физических исследованиях широко применяются различные интегрирующие измерители сигналов. Значительная часть из них – устройства для измерения магнитных полей, использующие индукционный метод. В ИЯФ СО РАН существует два класса измерений на основе индукционного метода. Первый – это измерения импульсных полей в магнитных элементах ускорительно – накопительных комплексов. Применяемые для этого устройства должны иметь жёсткую синхронизацию с работой установки, как, например, измерения, производимые в момент пролёта пучка. Характерные длительности сигналов лежат в диапазоне  $20 \text{ мкс} \div 2 \text{ мс}$ , уровни сигналов –  $1 \div 50 \text{ В}$ , относительные точности – от  $10^{-3}$  до  $10^{-5}$  в исключительных случаях. В качестве датчиков используются стационарные катушки различных конструкций, размещаемые в магните. Сигнал с них чаще всего передаётся на десятки метров до места расположения аппаратуры.

Второй класс – прецизионное измерение характеристик магнитных элементов с постоянным полем. Для решения этой задачи используются катушки различных конфигураций, перемещаемые внутри магнитных элементов. В отличие от первой задачи, длительности интегрируемых сигналов определяются механическими перемещениями и составляют от десятых долей до нескольких секунд. Для некоторых методик времена перемещений могут доходить до десятков секунд. Наихудшие точности измерений –  $10^{-4}$ , типовые –  $1 \div 3 \cdot 10^{-5}$ . Серьёзные требования предъявляются к трассам передачи и устройствам предварительной обработки сигналов, так как уровни последних крайне малы – от сотен нановольт до десятков милливольт.

### 1. Аппаратура для работы с индукционными датчиками

Для решения обеих задач разрабатывается немало аппаратуры. Одним из наиболее известных и широко применяемых в физических лабораториях является прибор PDI 5025 швейцарской фирмы METROLAB Instruments SA [1]. Разработанный достаточно давно для магнитных измерений, проводимых в ЦЕРН'е, этот цифровой интегратор обладает хорошими метрологическими характеристиками и удобен при построении измерительных систем, что и обеспечило его долголетие. Прибор включает два канала цифрового интегрирования, модуль таймера с контроллером шагового двигателя и интерфейсный модуль. Принцип его работы основан на преобразовании напряжения в частоту. Преимущества данного решения

закljučаются в хорошей линейности и, главное, практически неограниченном времени интегрирования, а недостаток – в невозможности проведения измерений в импульсных магнитах с временами менее 10 – 20 мс. Таким образом, основное его назначение – измерение постоянных, либо медленно изменяющихся магнитных полей.

Около 2-х лет назад в этой же фирме разработан интегратор на новых принципах преобразования, получивший название FDI2056 – (*Fast Digital Integrator*) [2]. Этот прибор ориентирован на получение осциллограмм магнитных полей, вычисленных по сигналам с индукционных датчиков. Он построен на базе 18-битового АЦП последовательного приближения ADS8383IB фирмы Texas Instruments. Сигнал между двумя выборкам АЦП линейно интерполируется и затем вычисляется интеграл (парциальный интеграл) между этими выборками. Далее парциальные интегралы суммируются, и таким образом получается зависимость полного интеграла от времени. Интервал между выборками равен 2 мкс и задаётся от внутреннего генератора. Нетрудно понять, что восстановление во времени импульса магнитного поля определяется с такой же погрешностью. Прибор FDI2056 выполнен в стандарте «еврокарты» 6U с интерфейсом с PCI/PXI.

В ИЯФ СО РАН до недавнего времени существовало два устройства для решения описываемых задач. Первое – БИИП-4 – разрабатывалось ещё в 1981г. и до сих пор применяется для измерения импульсных полей в магнитных элементах ускорительных комплексов Института [3]. В его схеме для преобразования в код используется метод двухтактного интегрирования. Этот метод исключает влияние величины ёмкости интегратора на точность преобразования, а резисторы, определяющие значение крутизны преобразования, отбираются как по номиналу, так и по температурному коэффициенту. Прибор имеет токовый вход и конструкция датчиков должна предусматривать размещение высокостабильных интегрирующих резисторов. Включение резистора между многовитковым индуктивным датчиком и ёмкостью трассы подавляет паразитные резонансы.

Второй прибор – интегратор с цифровым выходом VsDC1, предназначенный для измерения характеристик магнитных элементов с помощью перемещаемых катушек, также является аналого-цифровым преобразователем, использующим двухтактное интегрирование. Он имеет динамический диапазон 16 бит, встроенный усилитель сигналов с катушек и снабжён выходами с этого усилителя и интегратора. Для синхронизации с механическими перемещениями прибор оснащён развитой старт-стопной логикой. Достаточно подробно интегратор VsDC1 описан в препринте [4].

Описываемые ниже прецизионные интеграторы VsDC2 и VsDC3 - это новые многофункциональные устройства, предназначенные как для измерения импульсных магнитных полей, так и для прецизионных измерений магнитов с постоянным полем.

## 2. Принцип построения прецизионного интегратора

Прибор использует метод измерения, отличный от упоминавшихся выше. Обратимся к рис. 1, поясняющему предложенный метод. До начала интегрирования ключ находится в положении “L”. С началом фазы интегрирования ключ переводится в положение “Н”, и сигнал через ключ поступает на RC-цепочку, играющую роль фильтра низких частот. При поступлении импульса триггера (момент измерения интеграла), быстродействующий ключ вновь переводится в положение L, отсекая сигнал и предотвращая его дальнейшее поступление на RC-цепочку.

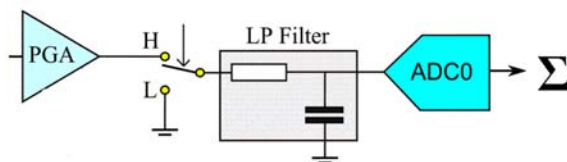


Рис. 1. Метод цифрового интегрирования.

Для пояснения принципов работы на рис. 2 показаны графики процессов в различных точках схемы. Интегрирование начато (переход L→H) незадолго до появления сигнала и окончено с приходом триггера (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 («до-интегрирование») для получения точного значения интеграла.

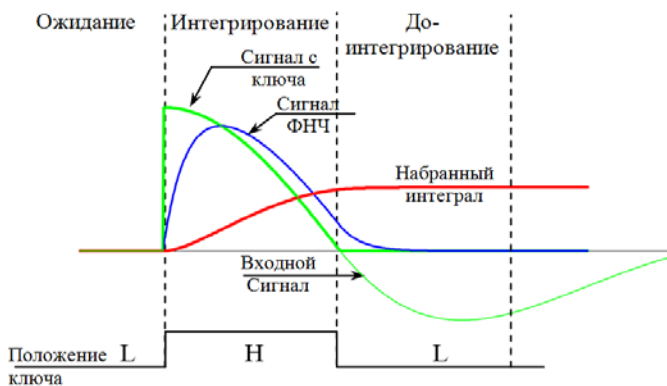


Рис. 2. Сигналы в тракте интегратора.

Точность синхронизации определяется быстродействием ключа и не превышает единиц наносекунд. Остальная часть схемы, выполняющая вторичное интегрирование, работает с растянутым во времени, относительно низкочастотным сигналом и вследствие этого может быть сделана высокоточной. Причём вторичное интегрирование разумно выполнять в цифровом виде, получая отсчёты с помощью точного АЦП и суммируя их. Таким образом, за счёт постановки ключа удаётся достигнуть высокого быстродействия, а наличие фильтра и высокоразрядного АЦП позволяет получить высокую точность.

В системах с подвижными катушками, т.е. в случае достаточно медленных сигналов, ключ может быть замкнут в течение всего времени перемещения, и характеристики по точности определяются в основном возможностями АЦП.

### 3. Теоретические аспекты метода цифрового интегрирования

Для того, чтобы понять возможности и специфику предлагаемого способа, полезно рассмотреть теоретические аспекты метода цифрового интегрирования. Сначала покажем, что интеграл сигнала не изменяется при прохождении через фильтр любого порядка, если выполняются два условия:

- коэффициент передачи фильтра на нулевой частоте равен 1;
- время интегрирования сигнала с выхода фильтра достаточно велико.

Пусть входной сигнал  $f(t)$  определён в интервале от  $t=0$  до  $t=\tau$ , а вне этого интервала обращается в ноль. Спектр этого сигнала:

$$S_{in}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot e^{-j\omega t} dt = \int_0^{\tau} f(t) \cdot e^{-j\omega t} dt, \quad (1)$$

причём компонента нулевой частоты:

$$S_{in}(0) = \int_0^{\tau} f(t) dt, \quad (2)$$

т.е. равна интегралу сигнала. Спектр сигнала на выходе фильтра  $f_{out}(t)$  равен:

$$S_{out}(\omega) = K(\omega) \cdot S_{in}(\omega), \quad (3)$$

где  $K(\omega)$  – коэффициент передачи фильтра. Если  $K(0)=1$ , то:

$$\int_0^{\infty} f_{out}(t) dt = S_{out}(0) = S_{in}(0) \cdot K(0) = \int_0^{\tau} f(t) dt. \quad (4)$$

Таким образом, интегралы сигналов на входе и выходе фильтра равны.

Далее, если характеристики фильтра и частота выборок его выходного сигнала удовлетворяют известной теореме отсчётов [5, 6], то суммируя эти выборки, можно вычислить интеграл входного сигнала абсолютно точно. Рассмотрим идеальный фильтр с бесконечно крутым спадом на частоте  $F_{zp}$ , ограничив тем самым спектр выходного сигнала этой частотой. В этом случае сигнал, восстанавливаемый по дискретным отсчётам, записывается как [7]:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} f(nT_s) \frac{\sin \pi \frac{(t-nT_s)}{T_s}}{\pi \frac{(t-nT_s)}{T_s}}, \quad (5)$$

где  $T_s = 1/2F_{zp}$  – интервал между выборками,  $f(nT_s)$  – выборки сигнала в моменты  $nT_s$ . Проинтегрируем  $f(t)$ :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \left\{ \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} f(nT_s) \frac{\sin \pi \frac{(t-nT_s)}{T_s}}{\pi \frac{(t-nT_s)}{T_s}} \right\} dt. \quad (6)$$

Заменив в последнем выражении порядок интегрирования и суммирования, получим:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f(t) dt = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} f(nT_s) \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\sin \pi \frac{(t-nT_s)}{T_s}}{\pi \frac{(t-nT_s)}{T_s}} dt = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} f(nT_s) \cdot T_s, \quad (7)$$

т.е. в случае идеального фильтра и бесконечного количества членов ряда имеет место абсолютное равенство интеграла и суммы выборок, умноженных на  $T_s$ , что и утверждалось выше.

Очевидно, что реальные фильтры с конечным спадом характеристики, а также ограничение количества членов ряда приведёт к погрешностям метода. Обсудим эти вопросы, приняв, например, что фильтр имеет частоту среза 300 кГц, наклон — 60 дБ/дек (см. рис. 3).

Так как данный фильтр не имеет бесконечно крутого спада, то в сигнале на его выходе содержатся спектральные компоненты в широком диапазоне частот, и в том числе компоненты  $S(F_s)$  на частоте выборки АЦП  $F_s$ . В результате процесса дискретизации при преобразовании в код спектральные компоненты  $S(F_s)$ ,  $S(2F_s)$ ,  $S(3F_s)$ , ..., преобразуются в нулевую компоненту спектра  $S(0)$ , равную, в соответствии с (2), интегралу сигнала. Именно это обстоятельство приводит к методической погрешности процедуры цифрового интегрирования в случае неидеального фильтра, которую можно оценить как сумму спектральных компонент на кратных частотах:

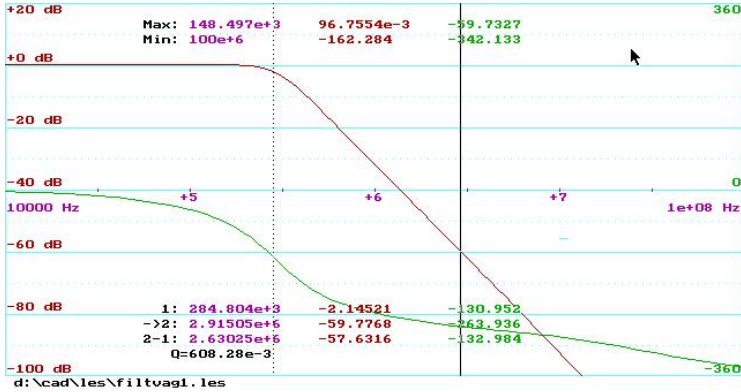


Рис. 3. Частотные характеристики фильтра для оценки погрешности метода цифрового интегрирования.

$$\Delta I_T = \sum_{n=1}^{\infty} (K(nF_s)S(nF_s) + K(-nF_s)S(-nF_s)) = 2 \operatorname{Re} \left( \sum_{n=1}^{\infty} K(nF_s)S(nF_s) \right). \quad (8)$$

Проверка правильности выводов проверялась сравнением результатов расчётов и моделирования тракта преобразования. Сравнение выполнялось для прямоугольного импульса с амплитудой  $E$  и длительностью  $\tau$ . Спектр такого импульса:

$$S(F) = \frac{E \cdot \tau}{\pi F \tau} \cdot \operatorname{Sin}(\pi F \tau) \exp(-j\pi F \tau). \quad (9)$$

Обратим внимание, что  $S(0) = E \cdot \tau$ , а остальные компоненты спектра также имеют размерность интеграла по времени.

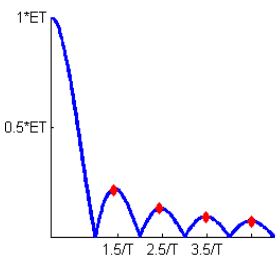


Рис. 4. Спектр прямоугольного импульса.

Модуль спектра, спадая как  $1/F$ , достигает локальных максимумов при значениях частот, близких к  $F_1 = 2.5/\tau$ ,  $F_2 = 3.5/\tau$ ,  $F_3 = 4.5/\tau$ . (см. рис. 4) Именно эти значения в расчётах принимались поочерёдно за  $F_s$ . Величина теоретической погрешности интегрирования для соответствующей частоты  $F_s$  и соответствующего фильтра, оценивалась как сумма нескольких членов ряда (8). Результаты показаны в первой строке в таблице 1.

Процессы в тракте преобразования моделировались с помощью схемы, показанной на рис. 5. Импульсный сигнал (Вход Pulse) пропускается через фильтр, ограничивающий его спектр до уровня  $-90$  дБ на частоте 10 МГц.



Характеристика именно этого фильтра показана на рис. 3. Выход фильтра (Fout) подключен к идеальному УВХ, выполняющему мгновенные выборки сигнала с частотой  $F_s$ . Запомненные выборки через буферный усилитель поступают на интегратор с контрольным выходом Out (эмуляция суммирования отсчётов, помноженных на время  $T_s$ ).

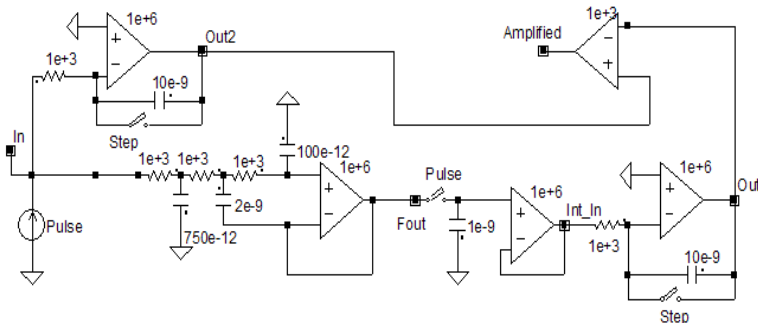


Рис. 5. Схема для моделирования процессов в тракте интегрирования.

Такой же идеальный интегратор производит аналоговое интегрирование входного импульса. Сигнал с контрольного выхода Out и проинтегрированный входной сигнал вычитаются в целях сравнения в усилителе с коэффициентом 1000 и поступают на выход “Amplified”. Осциллограммы в различных точках схемы при подаче прямоугольного импульса с амплитудой 10 В, длительностью 1 мкс и частотой выборки 3.5 MSPS представлены на рис. 6.

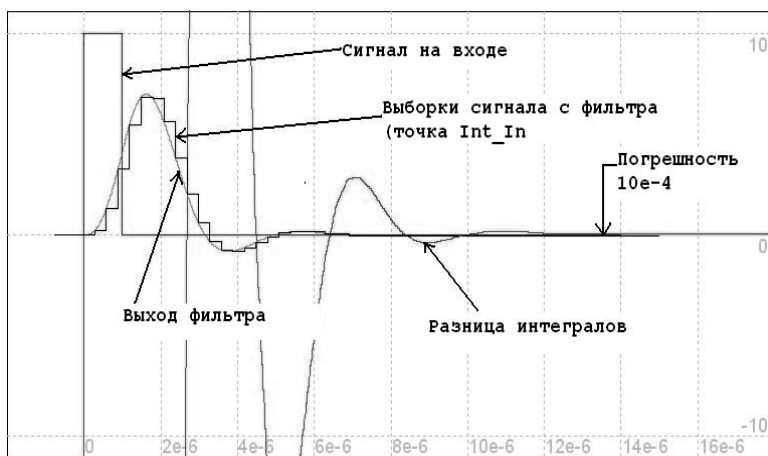


Рис. 6. Осциллограммы в различных точках схемы, моделирующей процесс интегрирования.

Заметим, что при выбранном интервале дискретизации 0,285 мкс на входной сигнал попадает всего три отсчёта, тем не менее, просуммировав с выхода фильтра 40 отсчётов ( $45 \cdot 0,285 \text{ мкс} \approx 13 \text{ мкс}$  – время установления фильтра), получим ошибку интеграла, равную  $1,2 \cdot 10^{-4}$ . Увеличение количества суммируемых отсчётов делает погрешность ещё меньше.

Таким образом, наличие в схеме двух принципиальных элементов – ключа и фильтра с крутым спадом характеристики – определяет оригинальность метода, позволяющего достичь высокой точности интегрирования даже для достаточно коротких сигналов.

Таблица 1. Погрешности интегрирования в зависимости от частоты выборки при суммировании 45 отсчётов (в скобках – значения для  $\tau = 1 \text{ мкс}$ ).

Частота выборок $F_s$	$2.5/\tau$ (2.5 MSPS)	$3.5/\tau$ (3.5 MSPS)	$4.5/\tau$ (4.5 MSPS)
Теоретическая погрешность (8)	$4.3 \cdot 10^{-4} E \tau$	$1.1 \cdot 10^{-4} E \tau$	$4.1 \cdot 10^{-5} E \tau$
Погрешность, полученная из модели	$4.2 \cdot 10^{-4} E \tau$	$1.2 \cdot 10^{-4} E \tau$	$4 \cdot 10^{-5} E \tau$

Теоретическая возможность получения крайне малой погрешности делает привлекательным использование в сигнальном тракте высоко-разрядных  $\Sigma\Delta$  АЦП. При использовании этого типа преобразователя необходимо учитывать два обстоятельства. Первое заключается в том, что первичная выборка сигнала в  $\Sigma\Delta$  АЦП производится на входе преобразователя (в его модуляторе) с высокой частотой, достигающей в современных моделях значений 10 – 20 МГц. Это обстоятельство заставляет на входе микросхемы устанавливать аналоговый фильтр, имеющий на этих частотах необходимое ослабление. Так, например, фильтр, обсуждавшийся выше, вполне адекватен задаче, т.к. имеет ослабление более 90 дБ на частоте 20 МГц, с которой выполняется выборка сигнала в микросхеме АЦП, применяемой в описываемом приборе.

Второе обстоятельство – наличие в  $\Sigma\Delta$  АЦП встроенного цифрового фильтра. Приведённые выше рассуждения относительно методической ошибки интегрирования вполне применимы и к цифровым фильтрам. Встроенный фильтр  $\Sigma\Delta$  – преобразователя обладает ослаблением более 100 дБ, начиная с частоты  $F_{DRDY}/2$ , где  $F_{DRDY}$  – частота следования кода (отсчётов) на выходе ( $DRDY = \text{Data ReaDY}$ ). Это означает, что приняв за  $F_s$ , о которой говорилось выше, частоту  $F_{DRDY}$ , можно достигнуть методической ошибки, близкой к  $1 \cdot 10^{-6}$ .

Одним из существенных факторов, ограничивающих возможности цифровых интеграторов, могут быть шумы схемы, в связи с чем имеет смысл проанализировать возможности метода под этим углом зрения.

Предположим, что микросхема АЦП имеет среднеквадратичное значение шума  $\langle noise \rangle$  одинаковое во всей рабочей полосе частот. Тогда среднеквадратичный шум одного отсчёта интеграла будет равен  $\langle V_S \rangle = \frac{\langle noise \rangle}{F_{DRDY}}$ , где  $1/F_{DRDY}$  – интервал между отсчётами АЦП, имеющего

частоту выдачи кодов  $F_{DRDY}$ . Для вычисления шума интеграла, набираемого за время  $T$ , необходимо просуммировать  $T \times F_{DRDY}$  отсчётов, которые будем пока считать случайными. Тогда получим:

$$\langle V_S(T) \rangle = \frac{\langle noise \rangle}{F_{DRDY}} \sqrt{T \cdot F_{DRDY}} = \frac{\langle noise \rangle}{\sqrt{F_{DRDY}}} \cdot \sqrt{T} = \eta \cdot \sqrt{T}. \quad (10)$$

По своему смыслу, параметр  $\eta$  является спектральной плотностью шума преобразователя в полосе от 0 до  $F_{DRDY}$ . Этот параметр может быть использован для выбора конкретной микросхемы преобразователя, т.к. чем меньше  $\eta$ , тем меньше шум интеграла. Опуская вычисления, приведём формулу для величины  $\eta$ , выраженной через приводимые в спецификациях параметры АЦП:

$$\eta = \frac{A}{2\sqrt{2} \cdot F_{DRDY}} \cdot 10^{\frac{SNR(dB)}{20}}, \quad (11)$$

где  $A$  – шкала преобразования,  $SNR$  [дБ] – отношение сигнал/шум для данного АЦП, а  $F_{DRDY}$  – частота выдачи отсчётов.

Ещё одним фактором, препятствующим достижению погрешности, близкой к  $10^{-6}$ , является собственная нелинейность АЦП в диапазоне входных напряжений. Понятно, что напряжение, измеренное с ошибкой, приводит к пропорциональной погрешности интеграла.

Ниже, в таблице 2 сравниваются несколько моделей по следующим параметрам: производительности по выходу ( $F_{DRDY}$ ), разрядности, шкале преобразования, интегральной нелинейности в диапазоне входных напряжений, отношению сигнал/шум (SNR) и параметру  $\eta$ .

Таблица 2. Сравнение различных микросхем АЦП по существенным параметрам.

Модель	ADS1282	AD7767	AD7763	AD7986	AD9430
Производительность	250 SPS	128 kSPS	312 kSPS	2 MSPS	200 MSPS
Потреб. мощность	25 мВт	15 мВт	950 мВт	15 мВт	1,3 Вт
Разрядность	32	24	24	18	12
Шкала	5 В	10 В	6.2 В	10 В	1.5 В
Нелинейность	$\pm 0.3 \cdot 10^{-6}$	$\pm 3.5 \cdot 10^{-6}$	$\pm 4 \cdot 10^{-6}$	$\pm 4 \cdot 10^{-6}$	$\pm 1 \cdot 10^{-4}$
SNR	130 дБ	109 дБ	109.5 дБ	97 дБ	65 дБ
Параметр $\eta$ [нВ/Гц <sup>1/2</sup> ]	35.4	17.5	13.7	35.5	21.2

Для сравнения в таблице приведены АЦП различной производительности. Первые три прибора принадлежат к классу  $\Sigma\Delta$  АЦП: от разработанного для нужд сейсмологии высоколинейного, узкополосного ADS1282, до имеющего сравнительно высокий темп постановки отсчетов AD7763. Оставшиеся два прибора – это АЦП последовательного приближения AD7986 и высокопроизводительный конвейерный AD9430. Из результатов сравнения видно, что особого интереса заслуживает обладающий наименьшим значением  $\eta$   $\Sigma\Delta$  АЦП AD7763, который и был выбран в качестве преобразователя в VsDC2 и VsDC3.

К анализу шумовых свойств цифровых интеграторов мы ещё вернёмся, обсуждая полученные характеристики реальных приборов и методики их измерения.

#### 4. Интеграторы VsDC2 и VsDC3

Описанный выше принцип построения универсального интегратора был реализован в двух приборах: VsDC2 и VsDC3 (*VsDC = Volt – second to Digital Converter*). Первый выполнен как модуль евромеханики высотой 3U и имеет CAN Bus интерфейс. Второй – это 6U модуль 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. Фотографии обоих устройств представлены на рис. 7, а обобщённая структурная схема показана на рис. 8.

Каждый из каналов устройств помимо элементов, уже упомянутых при обсуждении принципа (ключ, LP-фильтр,  $\Sigma\Delta$  АЦП, сумматор), содержит входной усилитель (PGA) с изменяемым коэффициентом, и цепь калибровки тракта преобразования. Устройства имеют развитую цифровую инфраструктуру, обеспечивающую обработку отсчетов АЦП и поддержку интерфейсов. Обработка данных АЦП включает в себя суммирование отсчётов в интервале интегрирования, вычисление калибровочных констант и коррекцию данных. Значение интеграла записывается в соответствующий регистр. До окончания интегрирования этот регистр содержит текущее значение интеграла, которое может быть прочитано «на лету». Однако задержка между реальным значением интеграла и записанным в этот регистр может достигать 150 мкс, причём данная задержка непостоянна и зависит от динамики сигнала.



Рис. 7. Фотографии интеграторов VsDC2 и VsDC3.

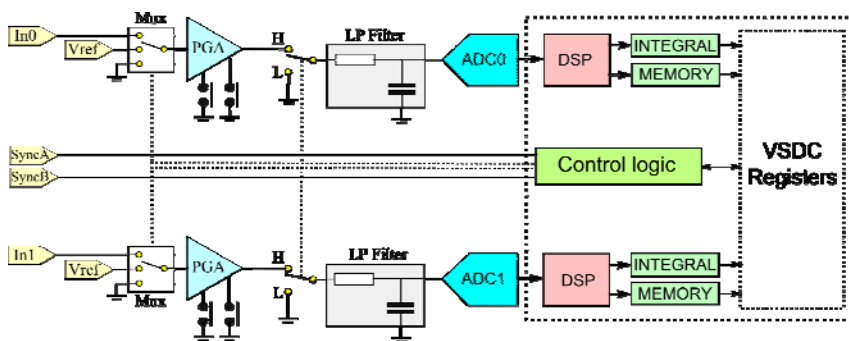


Рис. 8. Структурная схема интеграторов.

Приборы снабжены оперативной памятью объёмом 2 Мслова/канал для VsDC2 (4 Мслова/канал для VsDC3), в которую записываются отсчёты АЦП. Таким образом, можно измерять не только интеграл, но и фиксировать «картинку» процесса в интервале интегрирования. Для удобства регистрации осциллограмм реализован механизм усреднения отсчетов перед записью в память. Интегрирование может продолжаться произвольное время до поступления команды «стоп», подаваемой программно, либо с передней панели, либо с Backplane'a или от внутреннего таймера. Счётчик адреса записи будет остановлен спустя 128 тактов (ячеек памяти) после команды «стоп», что вызвано необходимостью дождаться установления цифрового фильтра АЦП в процедуре интегрирования. Эту особенность необходимо учитывать при чтении данных из памяти.

Так же, как интеграл, содержимое оперативной памяти может вычитываться «на лету». С этой целью сделано два счётчика адреса. Один определяет адрес ячейки, в которую ведётся запись, а другой – адрес читаемой ячейки.

Обработка данных в VsDC2 реализована на базе цифрового сигнального процессора (DSP) ADSP-BF532 семейства Blackfin, выпускаемого фирмой Analog Devices. Причем для обеспечения минимального времени реакции на внешние сигналы синхронизации их обработка и управление быстродействующим аналоговым ключом осуществляется микросхемой программируемой логики (CPLD) EPM3256 фирмы Altera семейства MAX II. Цифровая инфраструктура VsDC3 строится на базе вентильной матрицы EP3C25F324 семейства CYCLONE III фирмы Altera.

Остановимся подробнее на принципиальных элементах структуры и некоторых существенных моментах работы устройств.

В качестве преобразователя в тракте интегрирования применяется  $\Sigma\Delta$  АЦП AD7763. Основные характеристики этой микросхемы были представлены ранее в таблице 2. Этот АЦП обладает частотой выборки входного сигнала (частотой модулятора) 20 МГц, вследствие чего LP-фильтр, обладающий полосой 150 кГц и спадом – 60 дБ/дек, в состоянии обеспечить высокую точность метода. Кроме того, в АЦП встроены цифровой фильтр, который вследствие крутого спада характеристики позволяет подойти к теоретическому пределу между частотой выборки и предельной полосой фильтра. Таким образом, темп выдачи отсчетов АЦП выбран достаточно низким и составляет 312,5 kSPS (3,2 мкс), что даёт возможность обрабатывать отсчёты в реальном времени (суммирование, вычитание ошибок нуля, коррекция масштаба и т.п.) и позволяет тем самым создать законченный, удобный для пользователя, высокоточный интегратор. К недостаткам данной микросхемы можно отнести потребляемую мощность около 1 Вт.

Входной каскад в тракте приборов приводит поступающий сигнал к оптимальному для дальнейших цепей масштабу. В интеграторе VsDC2 структура входных цепей ориентирована на подведение сигнала с помощью коаксиального кабеля. В интеграторе VsDC3 входные цепи имеют более сложную структуру и могут быть сконфигурированы как для дифференциального, так и для однополюсного подключения. Полоса входного усилителя непосредственно влияет на погрешность измерения интеграла, поскольку ключ, определяющий интервал интегрирования расположен далее по схеме.

Отметим, что такие характеристики аналогового тракта как смещение нуля, различные температурные нестабильности и неточность значений резисторов являются второстепенными, поскольку устройство содержит цепи калибровки. Источник калибровочного напряжения построен на основе высокостабильного, малощумящего стабилизатора MAX6241 и точных резисторов с ТКС  $\pm 5$  ppm/°C. Выходные данные АЦП при измерении калибровочных напряжений и смещения нуля до и после аналогового ключа позволяют определить масштаб и ноль преобразования.

Важным элементом сигнального тракта является аналоговый ключ, следующий за входным каскадом. Его задача – задавать интервал интегрирования, пропуская в интегрирующую цепь только необходимую часть сигнала. Поэтому одним из основных критериев выбора этого элемента служит время его переключения между состояниями. Кроме динамических характеристик вклад в ограничение точности вносит еще и изменение сопротивления открытого ключа в диапазоне входных напряжений. От этого сопротивления и, следовательно, от входного напряжения будут зависеть вариации постоянной времени расположенного за ключом фильтра, создающие нелинейные искажения, нетривиально зависящие от частотных и амплитудных свойств интегрируемого сигнала. Именно поэтому был выбран ключ с пренебрежимо малым изменением сопротивления в рабочем диапазоне. В интеграторах применяется ключ TS5A2053 фирмы Texas Instruments, он является одним из самых быстрых среди представленных на рынке образцов. Его характеристики перечислены в таблице 3.

Таблица 3. Параметры ключа TS5A2053.

Время включения	6,8 нс
Время выключения	4,2 нс
Полоса	330 МГц
Сопротивление в открытом состоянии	7.5 Ом
Разброс сопротивления	1.7 Ом

## 5. Методики тестирования устройств и полученные характеристики

Интеграторы VsDC2 и VsDC3 это прецизионные и вместе с тем широкополосные устройства, которые характеризуются многими параметрами. В этом разделе мы остановимся лишь на нескольких, наиболее показательных из них, а также опишем некоторые тонкие эффекты, обнаруженные в процессе тестирования, осознание которых может быть полезным для разработчиков прецизионной быстродействующей аппаратуры.

Первая очень наглядная методика представляет собой «осциллографический тест», т.к. приборы помимо измерения интеграла позволяет записывать во встроенную память осциллограммы интегрируемого сигнала. Это функция очень полезна как на этапе запуска системы, в которой интегратор применяется, так и для тестирования самого устройства. На рис. 9 представлена осциллограмма, полученная по выходным данным прибора при интегрировании в течение 1 мс калибровочного напряжения.

Рассмотрим особенности осциллограммы. Несмотря на то, что на вход прибора подается постоянное напряжение, первые 30 отсчётов АЦП находятся вблизи нуля. Это, а также наличие переходного процесса, заметного на рис. 9, объясняется поведением цифрового фильтра. 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 (1 мс в данном случае), когда ключ снова замыкается на землю, а суммирование нескольких десятков выборок еще продолжается.

Обратим внимание на важность применения в аналоговом фильтре качественных конденсаторов, обладающих малым коэффициентом поляризации. Влияние этого эффекта видно из рис. 9: медленное нарастание напряжения в канале 1 соответствует случаю применения в LP-фильтре конденсаторов с обычным керамическим диэлектриком. В канале 2 установлены конденсаторы, обладающим малой поляризацией.

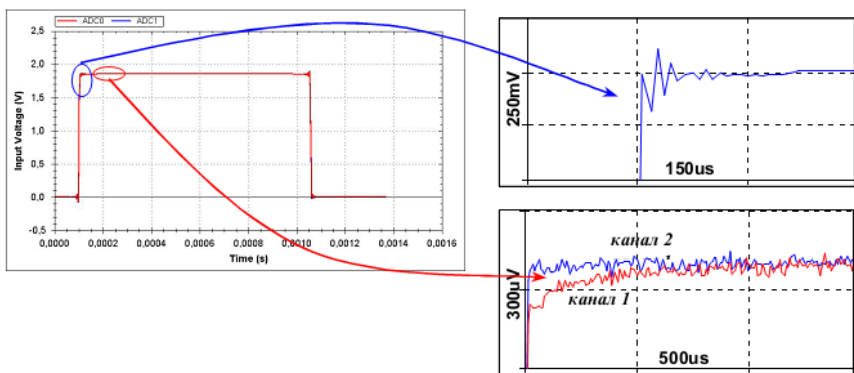


Рис. 9. Осциллограмма постоянного напряжения, время интегрирования 1 мс.

Существенным параметром, характеризующим качество аналогового тракта интегратора, является линейность в рабочем диапазоне напряжений.

Для ее изучения использовался прецизионный калибратор FLUX5700A, подключаемый на вход устройства. Результат измерения представлен на рис. 10.

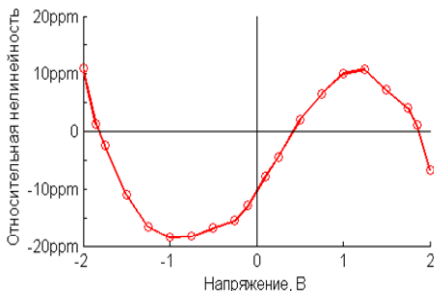




Рис. 10. «Вольтовая» нелинейность интеграторов.

Видно, что суммарная «вольтовая» нелинейность тракта преобразования не превышает величины  $\pm 2 \cdot 10^{-5}$ , причём, если ограничить входное напряжение уровнем  $\pm 1$  В, то нелинейность уменьшится примерно в пять раз. Следует заметить, что измерена статическая нелинейность тракта, которая не отражает частотно-зависимых нелинейных искажений.

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 представлены на рис. 11. Ревизия схемотехники и применяемых элементов в VsDC2 позволила в более поздней модели VsDC3 улучшить параметры по шумам в несколько раз.

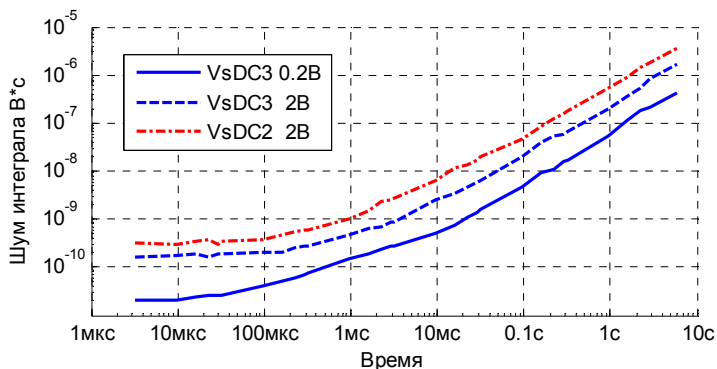


Рис. 11. Шум интеграла для VsDC2 и VsDC3.

Для понимания важности графиков шума интеграла приведём, например, оценку, какова будет нестабильность показаний при измерении импульсов с длительностью 10 мкс и амплитудой 1 В. Из графиков следует, что при  $T_{инт.} = 10$  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 это соотношение будет только улучшаться.

Проанализируем поведение представленных кривых. На малых временах интегрирования шум практически неизменен. Это связано с тем, что по оси абсцисс отложено реальное время интегрирования входного

сигнала, то есть время пребывания быстродействующего ключа в открытом состоянии. Однако после размыкания ключа интегрирование продолжается еще в течение времени установления аналогового и цифрового фильтров примерно 410 мкс, с тем, чтобы просуммировать достаточное для получения высокой точности количество выборок. Следовательно, при временах меньших и близких к 410 мкс результирующий шум интеграла определяется фазой доинтегрирования.

Во втором разделе препринта было получено соотношение (10), связывающее между собой среднеквадратичный шум интеграла и время интегрирования. Если в этой формуле заменить  $T$  на  $T_{umm} + 410$  мкс, то получим теоретическую кривую, вычисленную с учётом времени доинтегрирования. Видно, что модифицированная формула

$$\langle V_s(T) \rangle = \frac{\langle noise \rangle}{\sqrt{F_{DRDY}}} \sqrt{T_{umm} + 410 \text{ мкс}}$$

точно описывает экспериментальные данные при малых временах интегрирования, однако начиная с единиц миллисекунд, экспериментальная кривая начинает расти линейно, тогда как теоретическая оценка предсказывает рост, пропорциональный корню квадратному от времени.

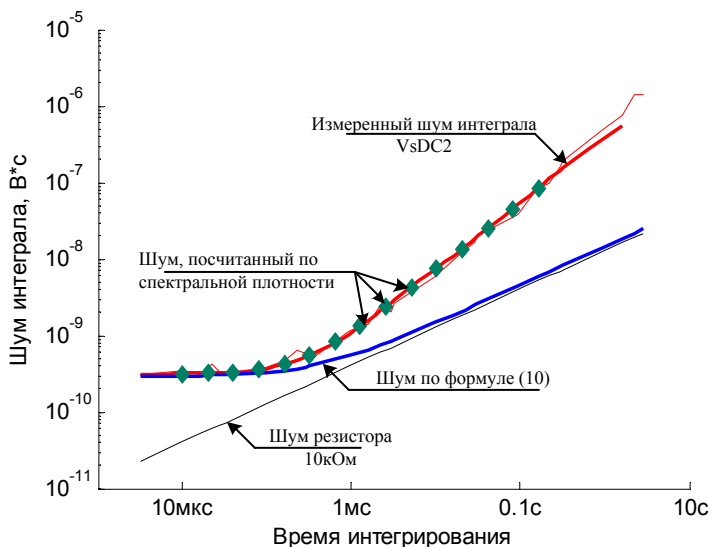


Рис. 12. Сравнение экспериментального и теоретического шума VsDC2.

Такое расхождение может быть объяснено следующими причинами. Напомним, что формула (10) получена при допущении статистической независимости суммируемых отсчетов, что справедливо, если полоса частот

сигнала заметно выше, чем частота выборок. Однако, в обсуждаемых устройствах сигнальная полоса ниже частоты выборок по крайней мере в 2 раза, поэтому полученная зависимость должна отличаться от корня квадратного и иметь характер, ближе к линейному. И вторая некорректность состоит в том, что спектральная плотность шума при выводе формулы принята постоянной, тогда как в электронных системах, как правило, спектральная плотность увеличивается в низкочастотной области.

Обе причины взаимосвязаны, поскольку большая спектральная плотность шума в области низких частот проявляется как заметная статистическая зависимость выборок. Поэтому для анализа экспериментальной кривой было решено измерить спектральную плотность шума напряжения реального устройства и использовать её для вычисления шума интеграла. Полученная таким образом зависимость показана на рис.12, демонстрируя очень хорошее совпадение с результатами измерений. Заинтересованный читатель может найти более подробное описание этих исследований в Приложении 1.

Для определения вклада в систематическую погрешность эффектов, зависящих от времени интегрирования, измерена абсолютная ошибка интеграла при разных временах интегрирования. Расположенный на плате источник калибровки задает интегрируемое напряжение, а длительность определяется интервалом замыкания ключа, управляемого от точного таймера, имеющего дискретность перестройки 10 нс. Очевидно, что в этом случае можно с высокой точностью вычислить абсолютное значение интеграла «на входе», а затем определить ошибку в интеграле «на выходе». На рис. 13 показана зависимость отношения абсолютной ошибки к величине интеграла «на входе». При временах от 5 мкс и выше эта ошибка становится меньше  $10^{-4}$ , а начиная от 50 мкс, уходит за границу  $10^{-5}$ .

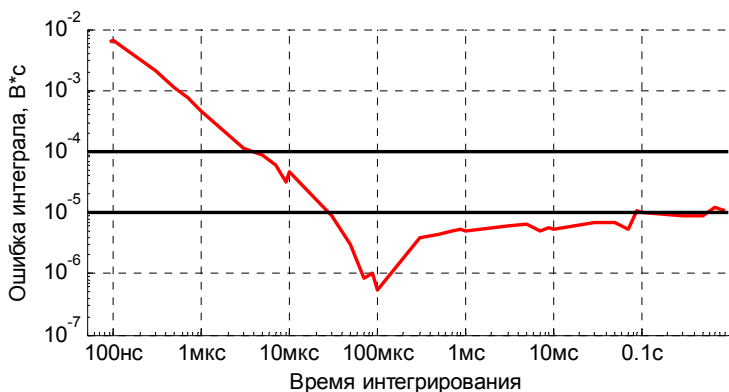


Рис. 13. Абсолютная ошибка интеграла.

Систематическая ошибка интегрирования на временах до 1 мс определяется неточностью соблюдения интервала интегрирования, который оказывается меньше заданного на 1–2 нс. При временах более 1 мс преобладают источники ошибок, связанные с погрешностью измерения напряжения.

Такие ошибки не являются принципиальными ввиду их малости, но попытка определить их источник позволила обнаружить интересный эффект, который имеет смысл описать. Эффект продемонстрирован на рис. 14, показывающем осциллограмму напряжения калибровки, измеряемую с помощью VsDC2 в течение 3 с.

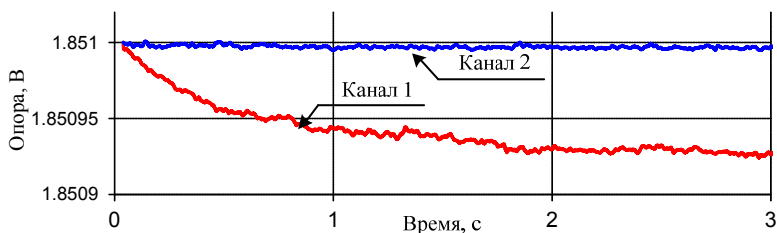


Рис. 14. Осциллограммы поданного в момент  $t = 0$  напряжения калибровки.

Медленный дрейф показаний прибора объясняется перепадом мощностей на резисторах, определяющих коэффициент передачи буферного дифференциального усилителя в тракте АЦП. Обратимся к схеме на рис. 15. Перепад мощности на резисторах  $r_4/r_2$  изменяет температуру их корпусов, что в свою очередь приводит к дрейфу сопротивлений в соответствии ТКС и изменению коэффициента передачи.

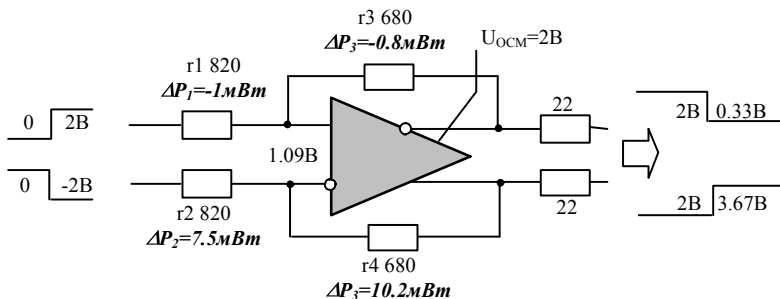


Рис. 15. Расчет перепада мощности на резисторах ДУ при переключении напряжения с 0 на 2 В.

Канал 1 на рис. 15 показывает случай применения обычных резисторов в корпусе 0805 с подгонкой 1% и ТКС  $\pm 100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ . Для уменьшения влияния температурного эффекта, в буферном усилителе в настоящее время применены резисторы, обладающие ТКС не хуже  $\pm 5 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  («канал 2»). Зафиксированный перепад температур на резисторе обратной связи  $r_4$  по результатам измерений тепловизором Fluke Ti45, составил 1 градус. Описанный эффект приводит к выводу о необходимости осознанного и аккуратного применения малогабаритных резисторов в прецизионных схемах.

Перечисленные выше измерительные процедуры могут выполняться под управлением программы, написанной специально для тестирования и определения характеристик устройства. В заключении приведем таблицу с характеристиками VsDC2 и VsDC3.

Таблица 4. Характеристики интеграторов VsDC2 и VsDC3.

Параметры		VsDC2	VsDC3
Ошибка интеграла относительно $U_{\text{шкалы}} \cdot T_{\text{инт}}$	T имп. = 5 мкс	$10^{-4}$	
	T имп. = 50 мкс	$5 \cdot 10^{-5}$	
	T имп. $\geq 500$ мкс	$10^{-5}$	
Шум интеграла относительно $U_{\text{шкалы}} \cdot T_{\text{инт}}$	T имп. = 10 мкс	$5 \cdot 10^{-5}$	$10^{-5}$
	T имп. = 1 мс	$10^{-6}$	$5 \cdot 10^{-7}$
	T имп. $\geq 500$ мс	$5 \cdot 10^{-7}$	$10^{-7}$
Нелинейность в диапазоне от $-U_{\text{max}}$ до $+U_{\text{max}}$		$\pm 2 \cdot 10^{-5}$	
Разрядность АЦП		24 бита	
Эффективная разрядность в полосе 125 кГц		17	18
Частота дискретизации		312.5 kSPS	
Задержка привязки по времени при внешних импульсах старт/стоп		$21 \pm 2 \text{ нс}$	$40 \pm 2 \text{ нс}$
Дискретность привязки по времени при внутреннем таймере		3.2 мкс	
Потребление		5 В – 1.1 А	5 В – 0,6 А 12 В – 0,3 А
Габарит		Евро. 3U	VME 6U

## **Заключение**

На основе новых принципов построения интегрирующих устройств разработано два цифровых интегратора: VsDC2 и VsDC3. Интеграторы сочетают в себе как высокую точность, так и высокое быстродействие, вследствие чего перекрывают широкий спектр магнитных измерений на основе индукционного метода.

## Приложение 1

Для того чтобы понять реальную зависимость шума интегралов от времени интегрирования, необходимо брать в расчет реальную спектральную плотность шума тракта интегратора, а не идеализированную плотность  $\eta$  постоянную для всех частот, как при выводе формулы (10). Для начала остановимся на методике экспериментального определения спектральной плотности шума, которая описана, например, в [8] и заключается в усреднении квадратов амплитудных спектров достаточного количества шумовых осциллограмм. Если после дискретного преобразования Фурье  $M$  шумовых осциллограмм  $\{x_k\}$ ,  $k = 1, 2, \dots, N$  состоящих из  $N$  точек каждая, сложить и усреднить квадраты амплитуд  $k$ -ых гармоник  $X_k$ , то получим мощность соответствующей гармоники  $S_k = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M |X_k^i|^2$ ,

$k = 1, 2, \dots, N$ . Совокупность  $S_k$ :  $S_1, S_2, S_N$  для всех  $k = 1, 2, \dots, N$  образует спектр мощности шумового сигнала. Именно этот спектр должен быть использован в дальнейших расчетах.

Однако более удобна с точки зрения наглядности спектральная плотность шума, выраженная в  $\text{В}/\sqrt{\text{Гц}}$ , для вычисления которой необходимо извлечь корень из получившихся  $S_k$ , и разделить их на величину спектрального разрешения преобразования Фурье  $\Delta F = F_{DRDY}/N$ . Получившийся спектр для VsDC2 на диапазоне 2 В представлен на рис. П.1.

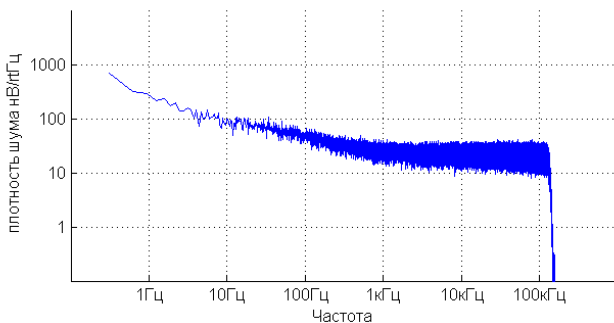


Рис. П.1. Экспериментально полученная спектральная плотность шума VsDC2 на диапазоне 2 В.

Из графика видно, что плотность шума в высокочастотной области постоянна, и составляет  $22 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ . При частотах ниже 1 кГц доминирует шум  $1/f^\alpha$ , возрастая более чем в 10 раз в области частот ниже 10 Гц. Как уже отмечалось, возрастание спектральной плотности шума в области

низких частот приводит к заметной статистической зависимости отсчетов АЦП и вследствие этого изменению характера зависимости шума интегралов от времени.

Напомним, что в статистической радиофизике шумовой сигнал описывается его дисперсией  $\sigma_X$ . Квадрат дисперсии  $\sigma_X^2$  – это мощность шумового сигнала, выделяемого на резисторе сопротивлением 1 Ом, т.к.:

$$\sigma_X^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N (x_k^2 - \langle X \rangle^2), \text{ где } \langle X \rangle = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x_k - \text{постоянная составляющая.}$$

Вместе с тем, мощность шума, а следовательно и  $\sigma_X^2$  может быть вычислена путём суммирования всех компонент спектра мощности  $S_k$  [B<sup>2</sup>]:

$$\sigma_X^2 = \sum_{k=1}^N S_k \cdot$$

Как будет видно из последующих выкладок, переход к спектральному представлению позволит из понятных соображений вычислить мощность шума интегратора от времени. Действительно, в соответствии с [8] спектр мощности шума на выходе дискретной линейной системы есть произведение спектра мощности входного шума на квадрат модуля коэффициента передачи этой линейной системы. Следовательно, зависимость мощности шума интеграла от времени интегрирования определится, как:

$$\sigma_{Int}^2(T) = \sum_{k=1}^N S_k^{Int} = \sum_{k=1}^N S_k \cdot |H_k(T)|^2. \quad \text{П.1}$$

Для того чтобы найти значения  $H_k(T)$  рассмотрим алгоритм вычисления интеграла в устройствах VsDC2 и VsDC3:

$$Int = \sum_{k=1}^L (x_k \cdot \tau) + \sum_{k=1}^{128} (\tilde{x}_k \cdot \tau), L = \left[ \frac{T}{\tau} \right], \quad \text{П.2}$$

где  $\tau$  интервал следования отсчетов. Первое слагаемое формулы П.2 соответствует суммированию отсчетов в течение интервала интегрирования, когда аналоговый ключ открыт, второе слагаемое соответствует процедуре доинтегрирования 128 цифровых отсчетов  $\tilde{x}_k$  после замыкания ключа.

Анализируя поведение шума интеграла, необходимо понимать, что спектральная плотность шума во время процедуры доинтегрирования совершенно иная, чем найденная выше  $S_k$ . Кроме того, наличие переключаемого элемента заставляет применять для описания интеграторов модель нестационарной линейной системы, что существенно усложняет расчет коэффициента передачи. Поэтому второе слагаемое в дальнейших рассуждениях будет опущено и в итоговой формуле будет учтено как добавка экспериментально померенной мощности шума при доинтегрировании.



Способ вычисления коэффициента передачи для дискретной системы в фазе интегрирования с временем  $T$ , описываемой первым слагаемым, может быть найден как [8]:

$$H_k(T) = \sum_{n=1}^L \tau e^{-i\omega_k n \tau} = \tau e^{-i\omega_k \tau} \frac{1 - e^{-i\omega_k L \tau}}{1 - e^{-i\omega_k \tau}} = e^{-i\omega_k \tau \left(\frac{L+1}{2}\right)} \frac{\sin\left(\frac{\omega_k T}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega_k \tau}{2}\right)} \tau \quad \text{П.3}$$

Причем  $\omega_k = k\Delta F = \frac{k}{N\tau}$  – частотная сетка дискретного преобразования Фурье. Таким образом, взяв квадрат модуля коэффициента передачи, окончательно получаем:

$$\sigma_{int}^2 = \sum_{k=1}^N S_k \cdot \tau \cdot \frac{\sin^2\left(\pi \frac{kT}{N\tau}\right)}{\sin^2\left(\pi \frac{k}{N}\right)^2} + \sigma_{410\mu s}^2 \quad \text{П.4}$$

Корень квадратный из формулы П.4 описывает зависимость среднеквадратичного шума интеграла от времени интегрирования, полученную расчетным путём из экспериментально измеренной спектральной плотности шума («вольтовой») измерительного тракта. Как это видно из рис. 12, результаты расчета довольно точно соответствуют измеренным данным, что говорит о правильности выбранного подхода для описания шумов реального устройства.

## Литература

- [1] PDI 5025, Precision Digital Integrator, User manual, Version 2.2, January 2000, METROLAB Instruments SA.
- [2] <http://www.metrolab.com/index.php?id=24>
- [3] В.В.Каргальцев, Э.А.Купер. Блок для измерения импульсных параметров БИИП-4. // Препринт ИЯФ 82-48.
- [4] А.М. Батраков, П.В. Вагин, П.Д. Воблый, В.Я. Сазанский, Д.С. Шичков. Аппаратура для прецизионного измерения постоянных магнитных полей с помощью перемещаемых катушек. // Препринт ИЯФ 2008-26, Новосибирск 2008.
- [5] Котельников В.А. О пропускной способности эфира и проволоки в электросвязи. // Всесоюзный энергетический комитет. Материалы к I Всесоюзному съезду по вопросам технической реконструкции дела связи и развития слаботочной промышленности, 1933г. Репринт статьи в журнале УФН, 176:7 (2006), 762-770.
- [6] Н. Nyquist. Certain Topics in Telegraph Transmission Theory. // A.I.E.E. Transactions, Vol. 47, April 1928, pp. 617-644. [http://ens.dsi.unimi.it/classici/Nyquist\\_1928.pdf](http://ens.dsi.unimi.it/classici/Nyquist_1928.pdf)
- [7] Гоноровский И.С. Основы радиотехники. // Из-во литературы по вопросам связи и радио. М.: 1957г.
- [8] Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: Учебник для вузов. 2-е изд. – СПб.: Питер, 2006. 751с.

*А.М. Батраков, П.В. Вагин, И.В. Ильин,  
А.В. Павленко, Д.С. Шичков*

**Прецизионные многофункциональные  
интеграторы VsDC2 и VsDC3**

*A.M. Batrakov, P.V. Vagin, I.V. Ilyin,  
A.V. Pavlenko, D.S. Shichkov*

**Precise multimode digital  
integrators VsDC2 and VsDC3**

ИЯФ 2012-31

Ответственный за выпуск А.В. Васильев  
Работа поступила 21.12. 2012 г.

---

Сдано в набор 24.12. 2012 г.  
Подписано в печать 24.12. 2012 г.  
Формат 60x90 1/16 Объем 1,5 печ.л., 1.2 уч.-изд.л.  
Тираж 90 экз. Бесплатно. Заказ № 31

---

Обработано на РС и отпечатано  
на ротапринтере «ИЯФ им. Г.И. Будкера» СО РАН,  
Новосибирск, 630090, пр. Академика Лаврентьева, 11