

# Применение СнК 1879ВЯ1Я в качестве многоканального амплитудного анализатора цифрового спектрометрического тракта

УДК 621.38 | ВАК 05.27.01

В. Осипов<sup>1</sup>

Предложен метод построения амплитудного анализатора в канале спектрометрического АЦП (САЦП) на базе конвейерного АЦП СнК 1879ВЯ1Я. Получены характеристики как исходного АЦП, так и амплитудного анализатора. Произведена оценка профиля канала и количества каналов программно реализованного САЦП на 1879ВЯ1Я.

Существующие в настоящее время конвейерные АЦП [1] имеют высокие характеристики по быстродействию и динамическому диапазону, но, несмотря на это, они не востребованы при построении канала спектрометра из-за того, что не выполняются требования по дифференциальной и интегральной нелинейности преобразователя. Современные спектрометры производятся с применением устаревшей элементной базы, содержащей преобразователь Вилкинсона [3], реализованный на основе микросхем средней степени интеграции, ПЛИС и контроллеров. Консервативный подход выбора элементной базы по заданным параметрам АЦП, без учета реализуемых алгоритмов и деталей функционирования самого АЦП, не позволяет выбрать и применить для реализации цифрового спектрометра высокопроизводительные системы на кристалле (СнК), содержащие конвейерные АЦП, включающие спектрометрические АЦП (САЦП) без преобразователя Вилкинсона. Тем не менее на рынке представлены приборы, реализованные с конвейерными АЦП [4]. В работе [6] отмечено, что создание цифровых спектрометрических трактов требует дополнительных усилий.

## ПОСТРОЕНИЕ САЦП

СнК 1879ВЯ1Я состоит из блока предварительной обработки, двух процессорных ядер (DSP) NMC3, одного процессора ARM11, памяти (RAM) 16 Мбит, четырех 12-разрядных АЦП, DDR и интерфейсов USB2.0, SPI, GPIO, UART [2]. Для реализации цифрового САЦП была выбрана отладочная плата MC76.01, в СнК использовалось одно АЦП (из 4-х доступных) и два канала (из 24-х доступных) блока предварительной обработки, ядро NMC3, RAM, USB2.0.

## ИЗМЕРЕНИЕ АЦП

Для подтверждения статических характеристик АЦП использовался востребованный в спектрометрии метод гистограмм [1] на эталонном сигнале с известной амплитудной плотностью распределения. Для динамических измерений применялся спектральный анализ. Шумы на входе АЦП измерялись в двух схемах включения: трансформаторное согласование (без переделки отладочной платы) и прямой дифференциальный вход (подключается к векторному генератору). На рис. 1 представлена гистограмма нулевых шумов «трансформаторного» входа АЦП, вход закорочен на 50 Ом. Гистограмма получена на 1 млн отсчетов, записанных в память микросхемы 1879ВЯ1Я и обработанных на

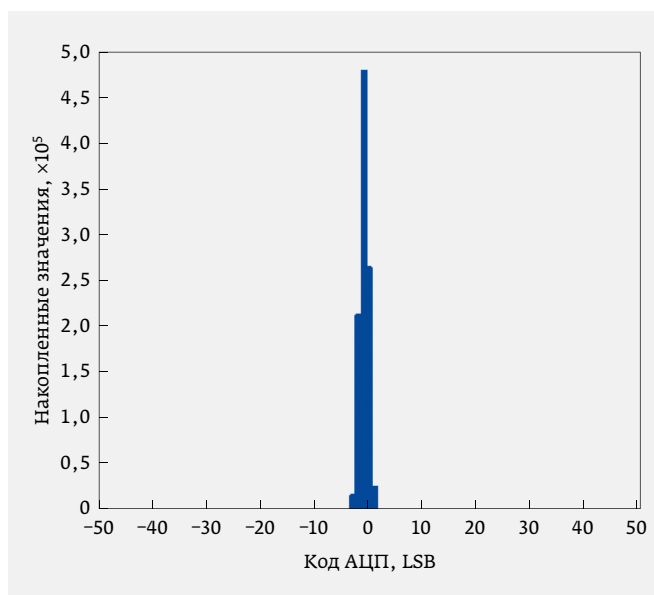
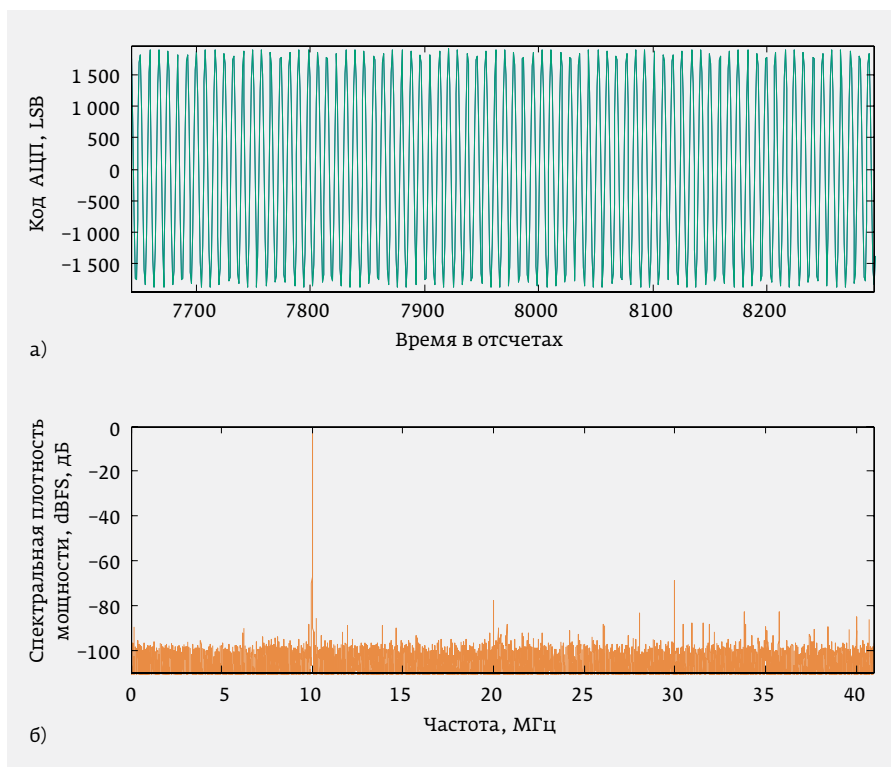


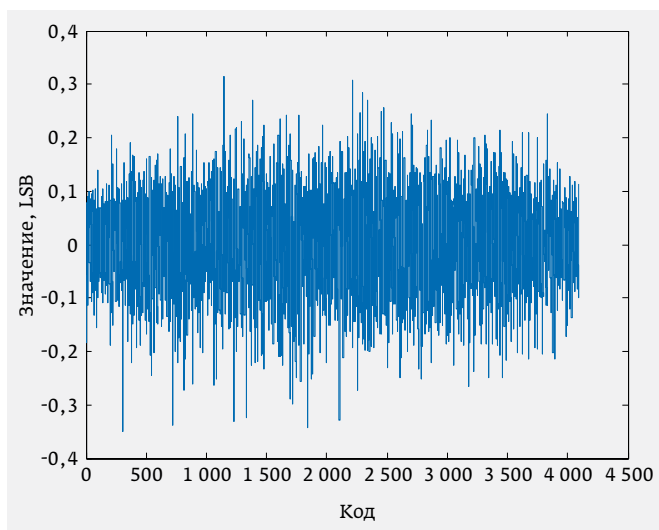
Рис. 1. Гистограмма нулевых шумов (трансформаторная схема включения)

<sup>1</sup> НТЦ «Модуль», vosip@module.ru.



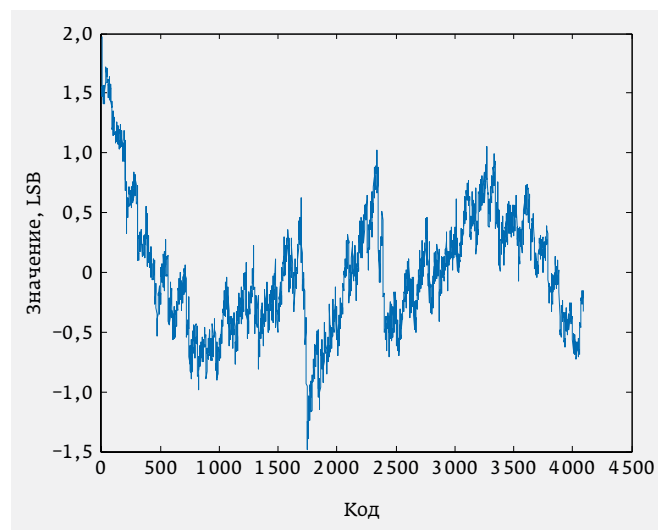
**Рис. 2.** Осциллограмма и спектрограмма гармонического сигнала частоты 10 МГц, частота оцифровки 82 МГц

персональном компьютере. Среднеквадратичное отклонение составило 0,81 LSB. Результат оцифровки радиосигнала частоты 10 МГц показан на рис. 2. Дифференциальная нелинейность (DNL), полученная из гистограммы кодов на 400 тыс. отсчетов, приведена на рис. 3. Интегральная нелинейность (INL) рассчитывалась кумулятивным суммированием DNL с компенсацией тренда и смещения (рис. 4).



**Рис. 3.** Дифференциальная нелинейность АЦП

и без калибровки DNL в процессе работы после «ресета» неравномерность амплитудных каналов амплитудного анализатора выравняется DSP-процедурой – взвешиванием. В табл. 1 приведены характеристики САЦП, выполненных на одном из четырех АЦП СнК К1879ВЯ1Я, и для сравнения характеристики САЦП, построенных по схеме Вилкинсона на тысячу каналов (1К).



**Рис. 4.** Интегральная нелинейность АЦП

Повторные измерения DNL при комнатной температуре с интервалом 10 мин приводили к отклонению на 0,5 LSB на краях INL с воспроизведением морфологии разных INL. Повторяемость INL позволяет сделать вывод о воспроизводимости DNL и применимости калибровки к DNL. Калибровку DNL можно выполнить на недорогом SPI DAC, подключенном к СнК. Применяв таблицу LUT для перекодирования с 12 бит на 16 бит значений порогов, уточненных калибровкой, можно выполнить программную косвенную адресацию на СнК. Интересно заметить, что ГОСТ 22252-82 для измерения САЦП, используемый в [7], ограничен по применению частотой АЦП в 80 МГц.

Применение современной СнК [2] позволяет использовать DSP-алгоритмы. В результате многие параметры могут быть оценены с большей точностью и повторяемостью. Например, для конвейерных АЦП с воспроизводимой дифференциальной нелинейностью, без пропусков кодов

**Таблица 1.** Сравнение характеристик САЦП, построенных на АЦП в составе К1879ВЯ1Я и по схеме Вилкинсона

АЦП в составе К1879ВЯ1Я [2] (пересчет с 12 бит на 10 бит)	К1879ВЯ1Я [2] (с калибровкой на 16 бит)	SBS-77, SBS-78, SBS-79 [6] (Вилкинсона)	АЦП-1К-2М [6] (Вилкинсона)
INL (1К) 0,034%	INL (1К) 0,012%	INL (1К) 0,01%	INL (1К) 0,04%
DNL (1К) 15%	DNL (512) 0,39%	DNL (1К) 0,3%	DNL (1К) 0,5%

**АЛГОРИТМ РАБОТЫ И ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АМПЛИТУДНОГО АНАЛИЗАТОРА**

Так как 12-разрядные АЦП СнК1879ВЯ1Я отличаются от типовых САЦП по схеме Вилкинсона в 100 раз большей частотой дискретизации, то предлагается использовать это преимущество и оценивать не пик амплитуды импульса, а значение интеграла импульса, что изначально и требуется для оценки энергии. Интегрирование выполнено по методу Ньютона для 200 отсчетов, результат нормирован на 64К амплитудных каналов. Для «потока» импульсов строится гистограмма (распределение по амплитудным каналам). Ниже приведен алгоритм работы аппаратуры, без акцента на деталях.

Алгоритм работы ядра NМСЗ для 64К каналов:

1. выделяем области памяти А1, В1, А2, В2, М (65 536) × 32 бит;
2. настраиваем два канала блока предварительной обработки на запись с АЦП, Т-сод, цифровой осциллятор в единице. В каждом канале первый накапливающий сумматор копит по 200 отсчетов, первый канал пишет в А1 и А2 младший байт нормализатора, второй канал пишет в В1 и В2 старший байт нормализатора;
3. производим одиночный запуск двух каналов после загрузки программы в СнК;

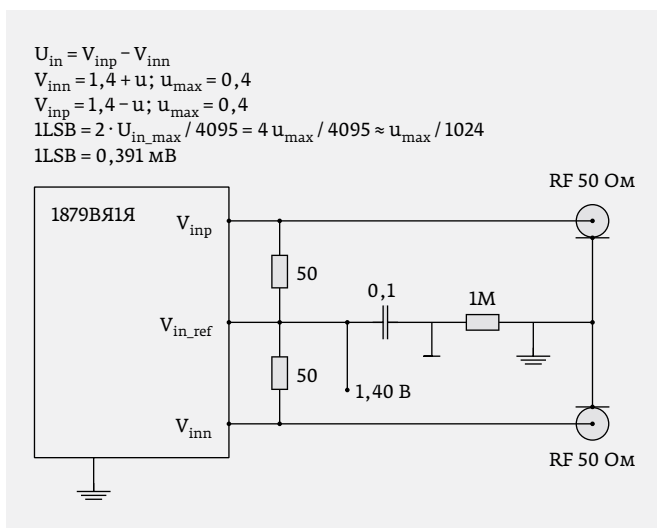
4. заполняем память М(А) нулями, Р:= 0;
5. формируем массив адресов F1=|А1+256×В1| (совмещение 2 байт в 16-битовое слово);
6. переписываем значение М(F1)=М(F1)+1;
7. переходим к банкам А2, В2;
8. формируем массив адресов F2=|А2+256×В2| (совмещение 2 байт в 16-битовое слово);
9. переписываем значение М(F2)=М(F2)+1, Р=Р+1, останавливаем процесс при Р=409 600.

Память М(А) забирается дампом через USB и преобразовывается в XLS-файл.

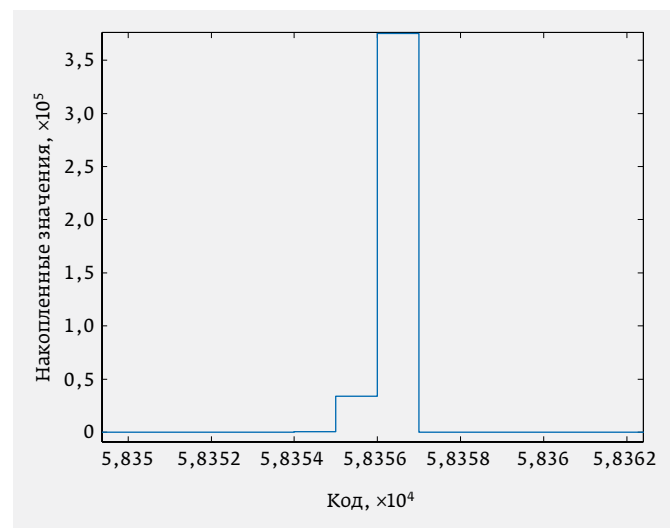
Верификация запрограммированного алгоритма производилась по схеме, показанной на рис. 5. На рис. 6 показан результат для 0,8 В, а на рис. 7 (на положительных числах) для -0,8 В входного дифференциального напряжения, снимаемого с малозумящего блока питания. Границы определяют 64К (2<sup>16</sup>) амплитудных каналов.

**ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ**

Измерения проводились на модифицированной отладочной плате МС76.01. Схема доработки для подключения к векторному генератору N5182 по бестрансформаторной схеме приведена на рис. 5, шумы показаны на рис. 8. Векторный генератор использовался как синтезатор импульсов произвольной формы (АРВ), загружаемых



**Рис. 5.** Бестрансформаторная схема включения



**Рис. 6.** Верхняя граница амплитудного анализатора

**Таблица 2.** Число воспроизводимых каналов N без калибровки

Схема включения	Шумы Δ	Δ в каналах	Профиль 90%	N
Дифференциальная	9 (рис. 8)	11 (рис. 10, 11)	15,4	4 251
Трансформаторная	2 (рис. 1)	4 (рис. 9)	5,6	11 961

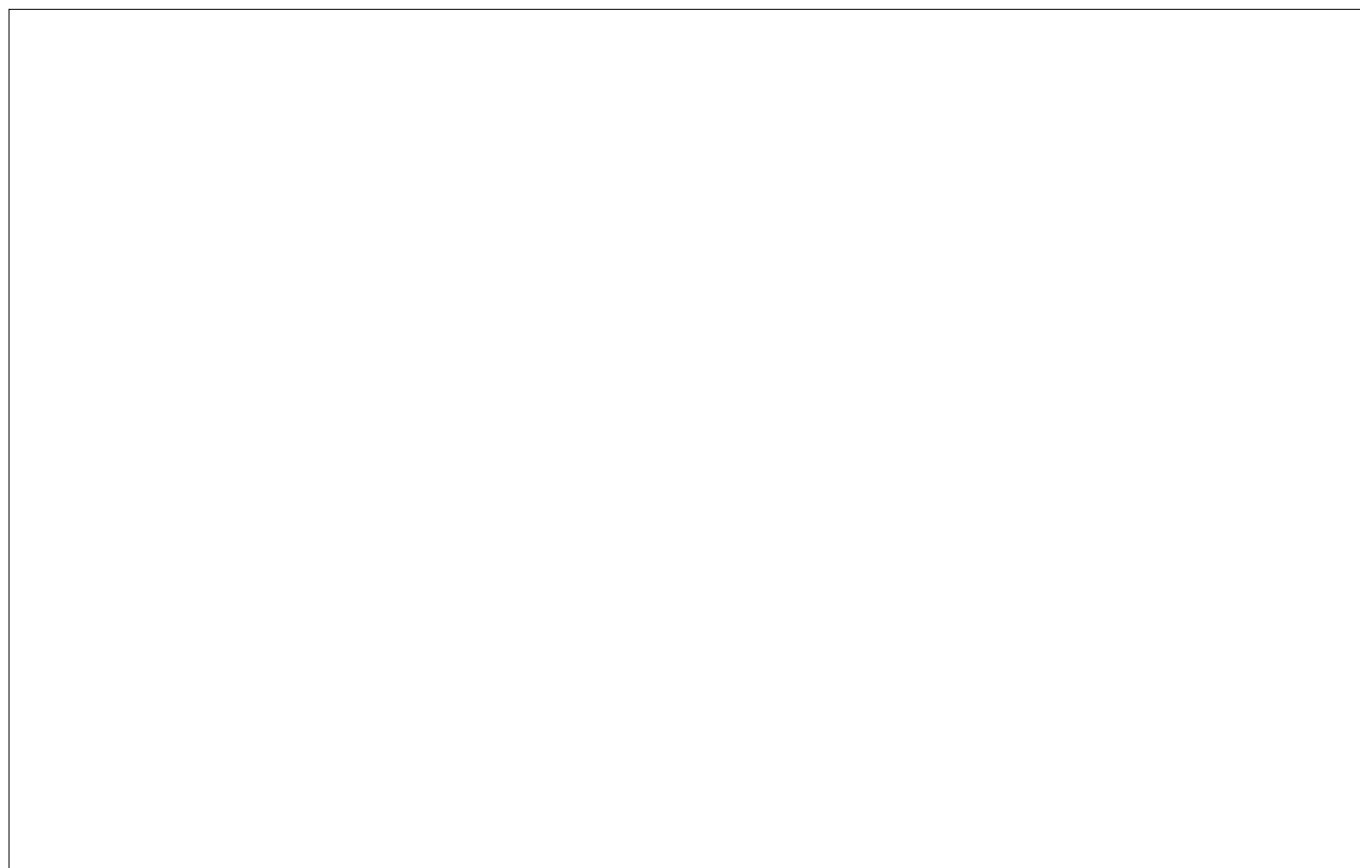
в память прибора. Для получения оценки распределения амплитуд по каналам амплитудного анализатора (рис. 10, 11), работающего по приведенному выше алгоритму, использовались одиночные импульсы приподнятого косинуса частотой до 4 МГц с частотой повторения 490,6 КГц. Импульсы выдавались противофазно двумя каналами со средним уровнем, близким к  $V_{in\_ref}$ . Стабильности частоты генераторов в течение 1 с записи было достаточно для получения в 8 из 10 записей корректной гистограммы в асинхронном режиме, некорректные записи давали два пика из-за границы суммирования, приходящейся на входной импульс, и не учитывались. Поскольку условия центральной предельной теоремы на сумме 200 отсчетов хорошо выполняются, можно перейти от ширины распределения на половине максимума к стандартному отклонению нормального распределения:

$$\sigma = \frac{\Delta}{2\sqrt{2\ln(2)}}.$$

Значения суммы распределялись по 64К каналов, с шириной порядка 10 алгоритмических каналов. Получение воспроизводимого профиля канала, оцененного в алгоритмических каналах, является основной задачей характеристики амплитудного анализатора. Решение задачи – это доверительный интервал на 90%-ном уровне значимости шириной 3,3σ, где Δ и σ измерены в алгоритмических каналах.

### РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЯ САЦП

Число воспроизводимых каналов N без калибровки, амплитудного анализатора от -0,8 до 0,8 В по измеренным гистограммам приведено в табл. 2. Для трансформаторной схемы приведена оценка только по шумам в отсутствие импульсов, которая является оценкой снизу полуширины распределения. Минимизация исходной DNL происходит вследствие хорошо рандомизированной DNL используемого АЦП, что для импульсов средней амплитуды аналогично эффекту, используемому в [8].



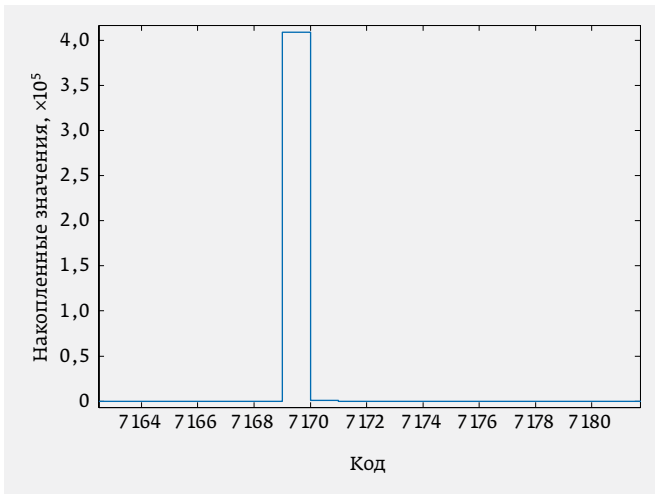


Рис. 7. Нижняя граница амплитудного анализатора

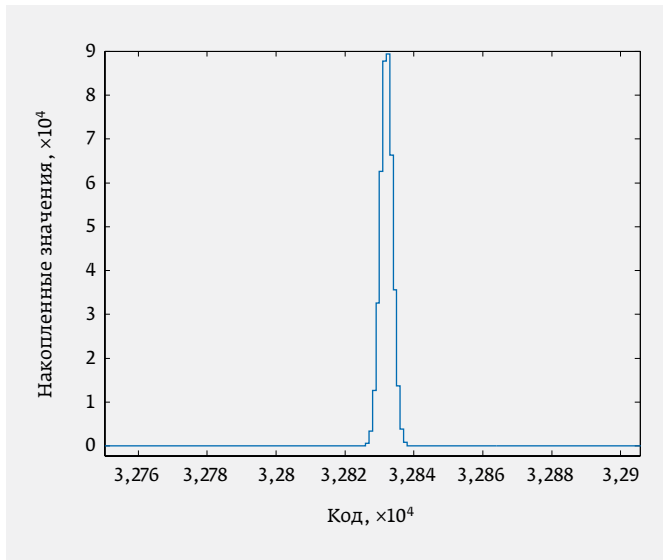


Рис. 9. Sigma 1,7; центр распределения на канале № 32832

Получены следующие результаты:

- измерены характеристики АЦП СнК1879ВЯ1Я: DNL 0,3 LSB, INL 2 LSB, SNR62 дБс;
- подтверждена воспроизводимость DNL во времени. Предложена калибровка на 16-битные значения порогов АЦП, что позволяет получить с учетом взвешивания межпороговых интервалов DNL, сравнимую с DNL амплитудных анализаторов коммерческих САЦП;
- опробован алгоритм прямого интегрирования импульсов на 64К амплитудных каналов на двух схемах включения. По ширине распределения интегралов импульсов получен 4251 эффективный спектрметрический канал САЦП;

- благодаря производительным DSP-ядрам на встроенных АЦП СнК возможна одновременная работа четырех цифровых САЦП, сравнимых по потреблению на четырех каналах с импульсным процессором DP5 [4];
- для больших импульсных нагрузок СнК 1879ВЯ1Я программируется с использованием меньшего количества суммирований или с применением более сложных алгоритмов, описанных в работе [5];

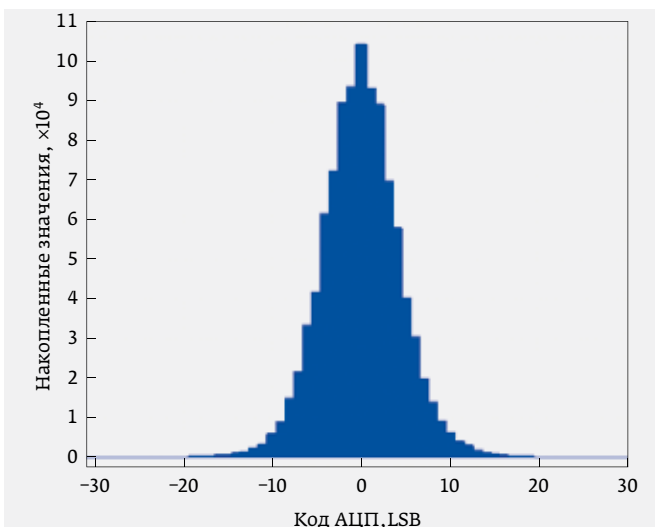


Рис. 8. Гистограмма нулевых шумов при бестрансформаторной схеме включения; sigma = 3,8

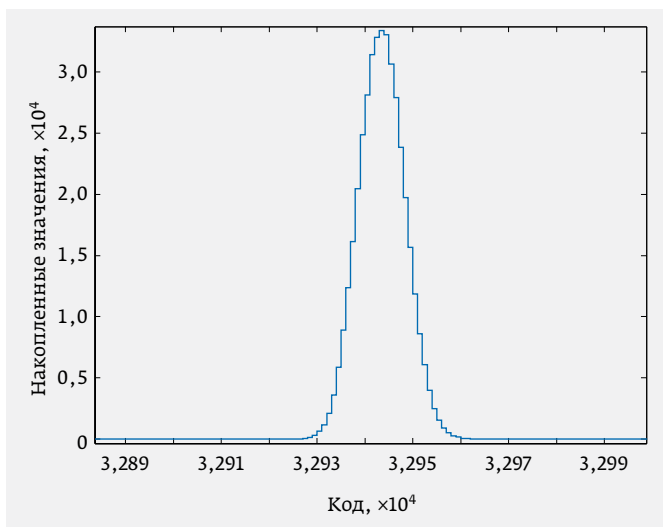
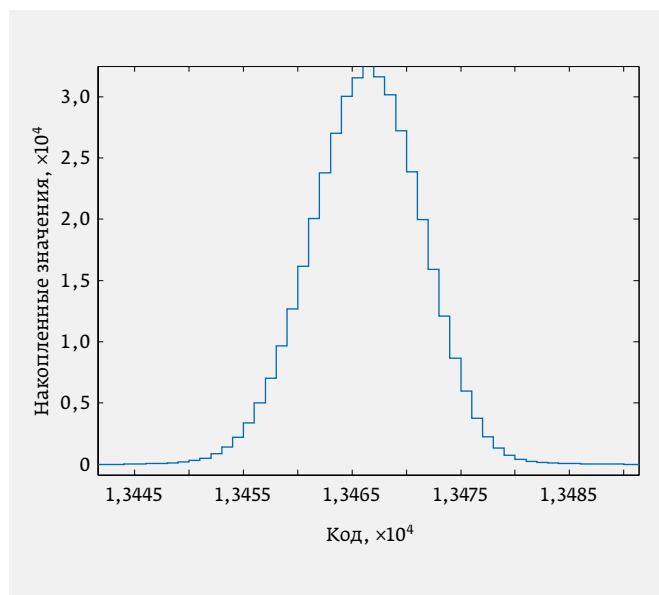


Рис. 10. Sigma 4,7; центр распределения на канале № 32943



**Рис. 11.** Сигма 4,7; центр распределения на канале № 13467

- реализация цифрового амплитудного анализатора позволяет увеличить как детализацию, так и скорость накопления спектрограмм.

## БЛАГОДАРНОСТИ

Д. Е. Косорукову, НТЦ «Модуль» за программу для ядра NMC3 (2011 г.); П. В. Шевченко, ГП «ГРИН СТАР» ФГУП «НИЦ СНИИП».

## ПОДДЕРЖКА

Инициативная работа выполнена в поддержку применения элементной базы, производимой НТЦ «Модуль».

## ЛИТЕРАТУРА

1. [www.analog.com](http://www.analog.com).
2. **Косоруков Д. Е., Эйсымонт А. Л., Осипов В. Г., Панфилов А. П., Черников В. М., Вискне П. Е., Шелухин А. М., Насонов И. И.** СБИС на базе ядра NMC3 для программного приемника навигационных сигналов // Сб. докл. Международной конференции «Микроэлектроника 2015».
3. **Wilkinson D. H.** A stable ninety-nine channel pulse amplitude analyser for slow counting // Mathematical Proceedings of the Cambridge Philosophical Society. Vol. 46. Issue 3. July 1950.
4. [http://techade.ru/index.php?option=com\\_content&view=article&id=58&Itemid=200&lang=ru](http://techade.ru/index.php?option=com_content&view=article&id=58&Itemid=200&lang=ru)
5. **Kulis Sz., Idzik M.** Triggerless Readout with Time and Amplitude Reconstruction of Event based on EDE1e4c1onvolution Algorithm // Acta Physica Polonica B Proc. Suppl. 2011. P. 49–58.
6. **Гаврилов Л. Е.** Основы ядерной электроники. Ч.1: Уч. пос. – М.: НИЯУ МИФИ. 2010. 164 с.