

Методика определения эффективной разрядности аналого-цифровых преобразователей

Л. В. НЕЧАЕВ, Е. Ф. ЮРЧИК

РФЯЦ-ВНИИТФ им. акад. Е. И. Забабахина, Снежинск, Россия,
e-mail: leonid.nechayev@gmail.com

Описана методика экспериментального определения динамической погрешности аналого-цифровых преобразователей произвольного типа с физической разрядностью от 4 до 14.

Ключевые слова: аналого-цифровой преобразователь, преобразование Фурье.

This article describes the experimental determination method of dynamic error for analog-to-digital converters with the physical resolutions from 4 to 14.

Key words: analog-to-digital converter, Fourier transform.

Для подавляющего большинства аналого-цифровых преобразователей (АЦП) точность обработки быстро меняющихся сигналов является одним из важнейших параметров [1]. Исследования [1—3] показали, что эффективная разрядность (ЭР) характеризует качество преобразования сигнала в цифровой код и учитывает гармонические искажения сигнала, порождаемые интегральной нелинейностью АЦП, разнородные шумы (тепловой, дробовый, наведенный, от дифференциальной нелинейности и дрожания момента датирования отсчета), а также параметры входного сигнала (амплитуду, скорость изменения и форму) [2]. Эффективная разрядность измеряется в битах и может быть взаимно-однозначно преобразована в отношение сигнал — шум+гармонические искажения (ОСШИ)

$$\text{ОСШИ} = \text{ЭР} \cdot 20 \lg 2 + 20 \lg \sqrt{3/2} \quad (1)$$

и динамическую составляющую погрешности

$$\Delta_{\text{дин}} = 2^{-\text{ЭР} - 1} \cdot 100. \quad (2)$$

Основным и наиболее простым способом экспериментального определения ЭР является тестирование АЦП однотоновым синусоидальным сигналом амплитудой и частотой, соответствующими полной шкале преобразования и наибольшей частоте входного сигнала f_c [1].

Динамические погрешности удобно использовать для сравнения АЦП, входящих в состав цифровых запоминающих осциллографов, например, таких фирм, как Agilent, OWON,

LeCroy, Tektronix. Однако методы, описанные ниже, также пригодны для определения динамической погрешности АЦП произвольного типа.

Общая схема установки для тестирования АЦП приведена на рис. 1. Она состоит из генератора эталонного синусоидального сигнала; узкополосного фильтра, настроенного на частоту тестового сигнала, если генератор не обеспечивает необходимых уровней шумов и гармонических искажений; устройства, содержащего АЦП, систему многократной фиксации отсчетов входного сигнала и буферную память для их хранения; канала связи и персонального компьютера (ПК) с программным обеспечением обработки отсчетов, зафиксированных АЦП.

Основным этапом тестирования является фиксация достаточно большого количества отсчетов входного синусоидального сигнала в буферной памяти устройства с частотой выборок f_b . От размера M выборки непосредственно зависит разрешающая способность метода по частоте: $\Delta f = f_b / M$. Чем меньше Δf , тем выше точность вычислений, но при этом требуется больше времени для обработки отсчетов. По результатам экспериментов, проведенных в РФЯЦ-ВНИИТФ, рекомендуется получать 100—200 тыс. отсчетов. Запоминающие устройства такого объема имеются практически во всех современных осциллографах, при этом скорость обработки остается достаточно высокой: 3—4 с на обработку 100 тыс. отсчетов.

Далее оцифрованные значения синусоидального тест-сигнала передаются в ПК для обработки, анализа и расчетов. Конечная цель анализа — вычисление ОСШИ по формуле

$$\text{ОСШИ} = 20 \lg (U_o / U_{\text{ш}}), \quad (3)$$

где U_o , $U_{\text{ш}}$ — средние квадратические значения напряжений сигнала основной частоты и шумов на остальных частотах.

Зная ОСШИ, из (1) находим эффективную разрядность АЦП в составе прибора:

$$\text{ЭР} = (\text{ОСШИ} - 20 \lg \sqrt{3/2}) / (20 \lg 2) \quad (4)$$

и его динамическую погрешность согласно (2).

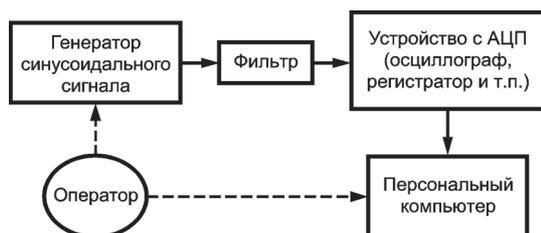


Рис. 1. Схема установки для определения динамической погрешности

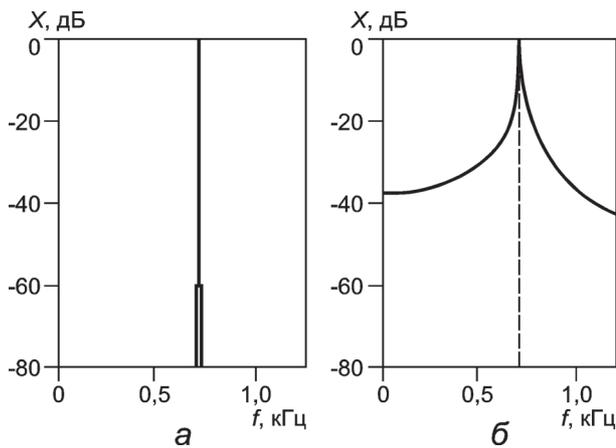


Рис. 2. Спектр однотонального сигнала:

а — без размывания; б — с размыванием; $f_c = 700$ Гц, $f_b = 4$ кГц, $M = 1000$

Разложение в спектр отсчетов, полученных с выхода АЦП, выполним с использованием дискретного преобразования Фурье [4]:

$$X[f] = T \sum_{m=0}^{M-1} x[m] \exp^{-j2\pi f m / M}, \quad (5)$$

где $X[f]$ — амплитудное значение составляющей частотой f ; T — длительность выборки; $x[m]$ — отсчет с номером m .

Примерный вид спектральной характеристики по результатам дискретного преобразования Фурье приведен на рис. 2. Здесь амплитудные значения спектральных составляющих показаны относительно амплитуды основной составляющей частотой f_c . Однако спектральная характеристика, показанная на рис. 2, а, будет наблюдаться только в случае, близком к идеальному. Дело в том, что спектральная функция $X[f]$ в (5) имеет ограниченное частотное разрешение

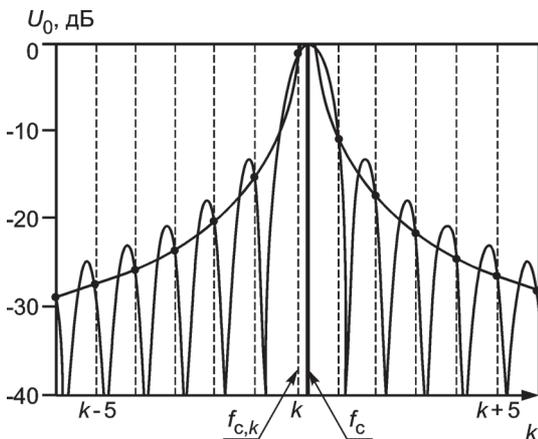


Рис. 3. Расчетная спектральная характеристика для конечной выборки синусоидального сигнала частотой $k_{\text{точн}} \Delta f$; f_c — основная составляющая, соответствующая $k_{\text{точн}} \Delta f$; $f_{c,k}$ — округленная до ближайшего целого значения k ; слева и справа от них точками отмечены уровни других спектральных составляющих

$\Delta f = M/T$ (или $\Delta f = f_b/M$), что с высокой вероятностью вызовет размывание спектра [5] из-за несоответствия измеряемой частоты целому количеству элементов частотного разрешения (см. рис. 2, б). Это неприятное явление приводит к резкому снижению точности расчетов и появлению дополнительных спектральных составляющих, которые завышают значения шумовых составляющих; для уменьшения его влияния применяются оконные функции [6, 7]. Причина размывания спектра — конечная длина выборки, что равносильно наложению прямоугольного окна. Пример возникновения этого явления показан на рис. 3: частота синусоидального однотонального сигнала f_c соответствует $k_{\text{точн}} = k + p$ элементам разрешения спектра по частоте, где k — целое число, $p \in [0; 0,5]$.

Функция-гребенка с глобальным максимумом при f_c (или $k_{\text{точн}}$ элементов разрешения по частоте) и множественными локальными максимумами имеет вид $U_0 = |\text{sinc}(\pi(k_{\text{точн}} \Delta f - f_c))|$, т. е. фурье-образ прямоугольного импульса единичных амплитуды и длительности [5]. Здесь уровни боковых по отношению к глобальному ниже на 13 дБ, а уменьшение действительного значения уровня основной гармонической составляющей может достигать 3,92 дБ [5]. Но самая большая проблема заключается в «просачивании» мощности основной гармоники в шумовые составляющие, которые во много раз увеличиваются при несоответствии частоты тестового сигнала частотному разрешению дискретного преобразования Фурье.

В данной методике к полученным отсчетам применяется минимальное четырехэлементное окно Блэкмана—Харриса, задаваемое формулой

$$w(n) = 0,35875 - 0,48829 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) + 0,14128 \cos\left(\frac{4\pi n}{N}\right) - 0,01168 \cos\left(\frac{6\pi n}{N}\right),$$

где N — общее количество отсчетов; n — порядковый номер отсчета, и позволяющее получить наименьший уровень вносимых искажений в шумовые компоненты и боковые выбросы на уровне -92 дБ (вместо -13 дБ, как на рис. 3).

Затем над результатом взвешивания проводим дискретное преобразование Фурье по (5), используя программное обеспечение «AnalogDevices ADC Analyzer» [8], «ОДХ», Matlab или аналогичное. Из полученного частотного спектра взвешенных отсчетов необходимо выделить амплитуду основной частотной составляющей f_c , а амплитуды остальных составляющих будут представлять собой шумы и гармонические искажения (рис. 4). Согласно [5] наложение окна уменьшает размывание основной гармоники по всему спектру, но приводит к определенному «расширению» элемента частотной составляющей, соответствующей основной гармонике (на рис. 4 основная составляющая занимает девять элементов разрешения по частоте Δf).

Для вычисления уровня основной частотной составляющей U_0 сигнала проделаем следующие операции. Определим номер $k_{\text{точн}}$ центрального элемента f_c по формуле

$$k_{\text{точн}} = N f_c / f_b. \quad (6)$$

Маловероятно, что результат вычисления по (6) будет целым, поэтому округлим его до ближайшего целого значе-

ния k . Примем значение $X[k]$ за уровень центрального элемента основной частотной составляющей тестового сигнала. Тогда

$$U_o = \sqrt{\sum_{i=-4}^4 X[k+i]^2} \quad (7)$$

представляется средним квадратическим значением из девяти последовательных элементов частотной выборки $X[f]$ с центром в точке k : от $X[k-4]$ до $X[k+4]$ включительно. Выбрав из спектральной характеристики $X[f]$ значения, относящиеся к тестовому сигналу, оставшиеся составляющие отнесем к шумовым и вычислим их уровень

$$U_{\text{ш}} = \left(\sum_{i=0}^{k-5} X[i]^2 + \sum_{i=k+5}^N X[i]^2 \right)^{1/2} \quad (8)$$

Подставив в (3) результаты (7), (8), получим ОСШИ и по (4) и (2) найдем ЭР и $\Delta_{\text{дин}}$.

Для работы установки необходим источник синусоидального сигнала, удовлетворяющий определенным требованиям. Большинство производителей генераторов в их технических характеристиках указывают следующие параметры, допустимый уровень которых будем рассчитывать: стабильность амплитуды и частоты, отношение сигнал—шум (ОСШ), уровень гармонических искажений (ГИ).

Достаточную стабильность амплитуды легко определить как $(K \cdot 2^{N+1})^{-1}$ единиц полной шкалы, что соответствует $(2K)^{-1}$ разрешающей способности, при коэффициенте запаса K по точности. От стабильности частоты очень сильно зависит точность метода, однако для принятых в настоящей методике допущений стабильность частоты генератора не должна выходить за пределы $(2M)^{-1}$, где M — количество отсчетов для операции дискретного преобразования Фурье.

Определим допуски на искажения генератора. Рассмотрим схему установки на рис. 1, объединив генератор и фильтр в блок «Источник сигнала». Для всей схемы рассчитаем

$$\text{ОСШИ} = 20 \lg \sqrt{U_c^2 / (U_{\text{ш}0}^2 + U_{\text{г}0}^2)},$$

где U_c — амплитуда сигнала на входе; $U_{\text{ш}0}$, $U_{\text{г}0}$ — амплитуды шумов и гармонических составляющих АЦП и источника сигнала.

Данное значение, полученное из анализа спектра мощности оцифрованного сигнала, используется для расчета ЭР и $\Delta_{\text{дин}}$, как было показано выше.

В соответствии с рис. 1 измеренное по представленной методике ОСШИ связано с источником синусоидального сигнала (генератор и фильтр); аналоговой частью прибора, содержащего АЦП (входные масштабирующие усилители, делители и др.); цифровой частью прибора (дифференциальная и интегральная нелинейности, шум квантования, шум от дрожания времени датирования отсчета). Тогда запишем

$$\text{ОСШИ} = 20 \lg \sqrt{U_c^2 / (U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + U_4^2)},$$

где $U_{1,2}$ — амплитуды шумов источника сигнала и АЦП, $U_{3,4}$ — амплитуды их гармонических составляющих.

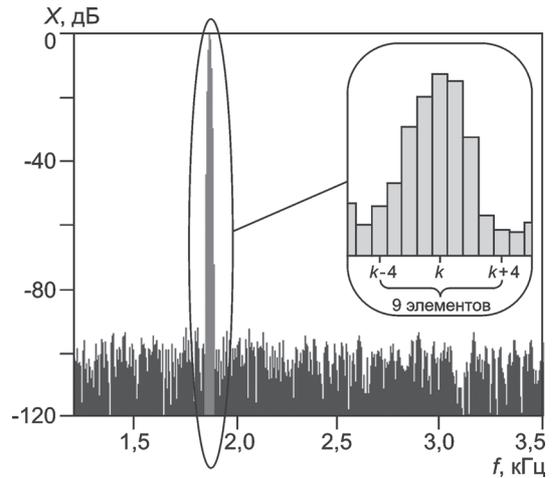


Рис. 4. Пример спектральной характеристики после обработки оцифрованного сигнала частотой $f_c = 1870$ Гц с 12-разрядного АЦП

Для идеального АЦП разрядности N согласно (3) находим

$$\text{ОСШИ}_{\text{ид}} = 20N \lg 2 + 20 \lg \sqrt{3/2}.$$

Согласно (1), (2) динамическая погрешность тестируемого реального АЦП вычисляется как

$$\Delta_{\text{дин}} = 2 \frac{\text{ОСШИ} - 20 \lg \sqrt{3/2} + 20 \lg 2}{20 \lg 2} = \sqrt{\frac{3}{8} \frac{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + U_4^2}{U_c^2}}.$$

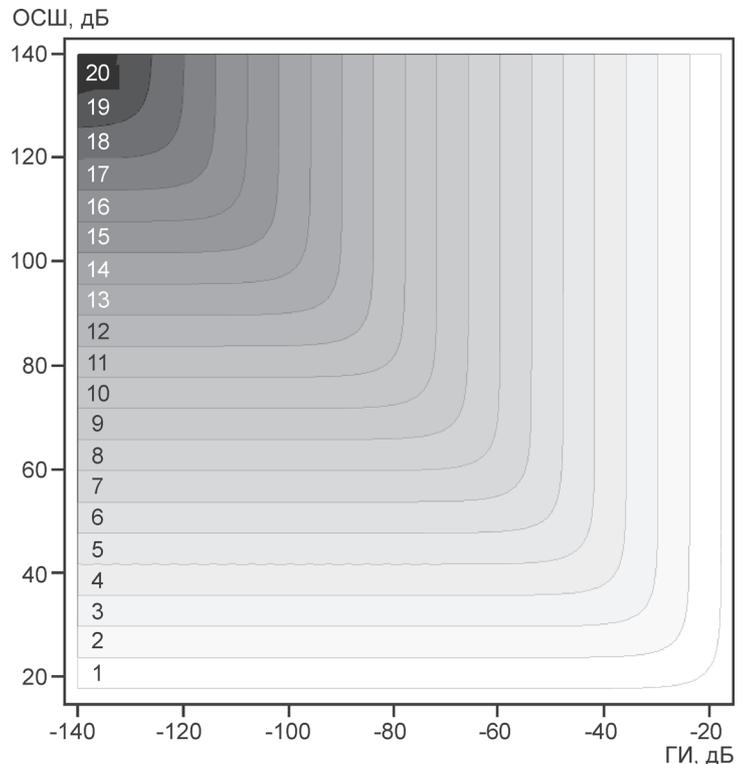


Рис. 5. Графическое представление допусков по точности на источнике сигнала для тестирования АЦП заданной разрядности 1—20

Перевод ОСШ и ГИ для источника сигнала из децибел в безразмерные величины (разы) выполняется по формулам

$$ОСШ_p = 10^{ОСШ_{дБ}/10}, ОСШ_{дБ} = 10 \lg(U_c^2/U_1^2);$$

$$ГИ_p = -10^{ГИ_{дБ}/10}, ГИ_{дБ} = 10 \lg(U_c^2/U_3^2).$$

Запас по точности источника сигнала характеризуется коэффициентом K , т. е.:

$$\left\{ KU_1 \leq U_2 \right\}, \left\{ K^2 U_1^2 \leq U_2^2 \right\}, \left\{ (K^2 + 1) U_1^2 \leq U_1^2 + U_2^2 \right\},$$

$$\left\{ KU_3 \leq U_4 \right\}, \left\{ K^2 U_3^2 \leq U_4^2 \right\}, \left\{ (K^2 + 1) U_3^2 \leq U_3^2 + U_4^2 \right\},$$

$$K^2(U_1^2 + U_3^2) \leq U_2^2 + U_4^2;$$

$$\frac{K^2(U_1^2 + U_3^2)}{U_c^2} \leq \frac{U_2^2 + U_4^2}{U_c^2}; \frac{U_1^2 + U_3^2}{U_c^2} \leq \frac{1}{K^2} \frac{U_2^2 + U_4^2}{U_c^2}.$$

Величина $(U_2^2 + U_4^2)/U_c^2$ вычисляется по модели идеального АЦП разрядностью, одинаковой с тестируемым:

$$ОСШИ_{ид} = -10 \lg \frac{U_2^2 + U_4^2}{U_c^2}; 20N \lg 2 + 20 \lg \sqrt{3/2} =$$

$$= -10 \lg \frac{U_2^2 + U_4^2}{U_c^2}; (U_2^2 + U_4^2)/U_c^2 = 2^{-2N+1}/3.$$

Следовательно,

$$(U_1^2 + U_3^2)/U_c^2 = 2^{-2N+1}/(3K^2).$$

Искажения и шумы источника сигнала оцениваются через общие искажения:

$$(U_1^2 + U_3^2)/U_c^2 = 10^{-ОСШ_{дБ}/10} + 10^{ГИ_{дБ}/10}.$$

Итак, уровень допустимых шумов и искажений источника сигнала ограничивается неравенством

$$2^{-2N+1}/(3K^2) \geq 10^{-ОСШ_{дБ}/10} + 10^{ГИ_{дБ}/10},$$

где N — разрядность АЦП, бит; $K = 3 \dots 5$.

Динамические погрешности АЦП различных типов в составе цифровых запоминающих осциллографов

Прибор и номер АЦП [9, 10]	Физическая разрядность	Диапазон преобразования, В	Частота тестирования, МГц	ОСШИ	ЭР	$\Delta_{дин}$, %
LeCroy WS44Xs-a CH1	8	-0,1 ... 0,1	100	43,97	7,01	0,39
LeCroy WS44Xs-a CH2	8	-1 ... 1	100	43,99	7,04	0,38
LeCroy WS44Xs-a CH3	8	-0,01 ... 0,01	100	25,71	3,99	3,15
OWON SDS-7102	8	-1 ... 1	90	40,59	6,45	0,57

Область допустимых уровней искажений источника сигнала с запасом по точности $K = 3$ можно представить графически для АЦП разрядностью 1—20 (рис. 5). Так, для тестирования восьмиразрядного АЦП требуется источник сигнала с ГИ $\leq -62,5$ дБ, а ОСШ $\geq 62,5$ дБ.

Если шумы и искажения у генератора сигналов слишком велики по сравнению с рассчитанными допусками, то требуется использовать фильтр, настроенный на частоту сигнала для подавления шумовых и гармонических составляющих до приемлемого уровня. Расчет и подбор фильтров подробно исследуется в литературе по цифровой обработке сигналов, например [3, 4].

Данный метод позволяет определять динамическую погрешность АЦП минимальным числом приборов. Полученные значения ЭР и $\Delta_{дин}$ АЦП в составе осциллографов и регистраторов приведены в таблице. В качестве источника сигнала применялся генератор Tektronix AFG3102 с узкополосным фильтром для сигнала с частотами 100 и 90 МГц, полосой пропускания 12 кГц и затуханием 60 дБ при расстройке на 10 МГц.

Л и т е р а т у р а

1. **IEEE Std 1241—2000.** IEEE Standard for terminology and test methods for analog-to-digital converters.

2. **Галицкий М. В.** Эффективная разрядность как динамическая метрологическая характеристика аналого-цифровых средств измерений // Методы и средства физических измерений: Сб. докл. науч.-техн. конф. ВНИИА им. Н. Л. Духова (НПЦ ИТ). М., 2011. С. 16—22.

3. **Трактовка** эффективной разрядности при проведении измерений с помощью осциллографа. Техн. обзор Tektronix, 2008 [Электрон.ресурс]. <http://www.tek.com/sites/tek.com/files/media/document/resources/4HW-19448-1.pdf>; <http://kurskelectronic.ru/library/files/making-sense-of-effective-bits.pdf> (дата обращения 03.09.2012 г.).

4. **Оппенгейм А. В., Шафер Р. В.** Цифровая обработка сигналов / Пер. с англ.; под ред. С. Я. Шаца. М.: Связь, 1979.

5. **Сергиенко А. Б.** Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2003.

6. **Harris F. J.** On the use of windows for harmonic analysis with the Discrete Fourier Transform // Proc. IEEE. 1978. V. 66. N 1. P. 51—83.

7. **Nuttall A. H.** Some windows with very good sidelobe behavior // IEEE Trans. acoustic, speech, and signal processing. 1981. V. ASSP-29. N 1. P. 84—91.

8. **Brannon B., Reeder R.** Understanding High Speed ADC Testing and Evaluation. Analog Devices Inc. Appl. Note AN-835. 2006 [Электрон. ресурс]. http://www.analog.com/static/imported-files/application_notes/AN-835.pdf (дата обращения 03.09.2012 г.).

9. **Lecroy** [Офиц. сайт]. <http://lecroy.ru/oscilloscope> (дата обращения 03.09.2012 г.).

10. **OWON** [Офиц. сайт]. <http://www.owon.com.hk/products2-en.asp> (дата обращения 03.09.2012 г.).

Дата принятия 28.12.2012 г.