

Входной шум АЦП: хороший, плохой и опасный. Хорошо ли, когда его нет?

Уолт КЕСТЕР (Walt KESTER)
walt.kester@analog.com
Перевод: Елена ТРОШКОВА

Все аналого-цифровые преобразователи (АЦП) имеют определенную величину шума, приведенного к входу, который можно представить как шумовой эффект от источника шума, последовательно соединенного с входом свободного от шумов АЦП. Шум, приведенный к входу, не нужно путать с шумом квантования, который представляет интерес, только когда АЦП обрабатывает сигналы, изменяющиеся во времени. В большинстве случаев чем меньше входной шум, тем лучше; однако бывают ситуации, когда входной шум может быть действительно полезным для достижения более высокого разрешения.

Шум, приведенный к входу («шум перехода кода»)

Реальные АЦП во многом отличаются от идеальных. Шум, приведенный к входу, представляет собой, естественно, отклонение от идеала. Его влияние на общую передаточную функцию АЦП показано на рис. 1. По мере увеличения аналогового входного напряжения «идеальный» АЦП (показанный на рис. 1а) поддерживает на выходе постоянный код до тех пор, пока не будет достигнута область перехода. В этой точке выходной код скачкообразно переходит к следующему значению и сохраняется до тех пор, пока не будет достигнута следующая область перехода. Теоретически идеальный АЦП имеет нулевой шум перехода кода, и ширина переходной области равна нулю. У реального АЦП имеется определенная величина шума перехода кода и, следовательно, конечная ширина области перехода. На рис. 1б показан реальный АЦП: здесь ширина шума перехода кода от пика до пика приблизительно

равна единице младшего значащего разряда (LSB).

Схемы, расположенные внутри АЦП, создают некоторое среднеквадратичное значение шума вследствие шума резисторов и шума kT/C . Этот шум, имеющий место даже при постоянном напряжении входного сигнала, является причиной возникновения шума перехода кода, который мы будем называть шумом, приведенным к входу. Шум, приведенный к входу, наиболее часто определяется путем анализа гистограммы некоторого числа отсчетов выходного сигнала при постоянном напряжении на входе АЦП. Выходной сигнал большинства быстродействующих АЦП или АЦП с высоким разрешением представляет собой распределение кодов, обычно сосредоточенных вокруг номинального значения постоянного входного напряжения (рис. 2).

Для того чтобы измерить величину шума, приведенного к входу, вход АЦП либо заземляется, либо соединяется с очень хорошо развязанным источником напряжения, после че-

го набирается большое количество отсчетов выходного сигнала, которые отображаются в виде гистограммы (называемой гистограммой заземленного входа, если на входе номинально нулевое напряжение).

Поскольку шум имеет почти гауссово распределение, стандартное отклонение гистограммы σ , которое можно вычислить, соответствует эффективному среднеквадратичному входному шуму. Подробное описание того, как вычислить величину σ , исходя из данных гистограммы, можно найти в [6]. Обычно этот среднеквадратичный шум выражают в единицах LSB rms как среднеквадратичное напряжение сигнала, приведенное к полному диапазону входного сигнала АЦП. Если диапазон аналогового входного сигнала выражается в дискретных числах, или отсчетах, входные величины, такие как σ , могут быть выражены числом единиц LSB.

Хотя присущая АЦП дифференциальная нелинейность (DNL) вызывает отклонение от идеального гауссова распределения (например, некоторая нелинейность отчетливо видна на рис. 2), оно является, по крайней мере, приблизительно гауссовым. В случае, когда существует значительная DNL, величина σ вычисляется для нескольких различных входных напряжений и результаты усредняются. Если распределение кода существенно отличается от гауссова, что видно по большим и явно выраженным пикам и провалам, это может свидетельствовать либо о плохо спроектированном АЦП, либо, что более вероятно, — о некачественной топологии печатной платы, неудачных методиках заземления или неправильной развязке источника питания (рис. 3). Другой признак неблагополучия — то, что ширина распределения чрезмерно меняется по мере того, как постоянное напря-

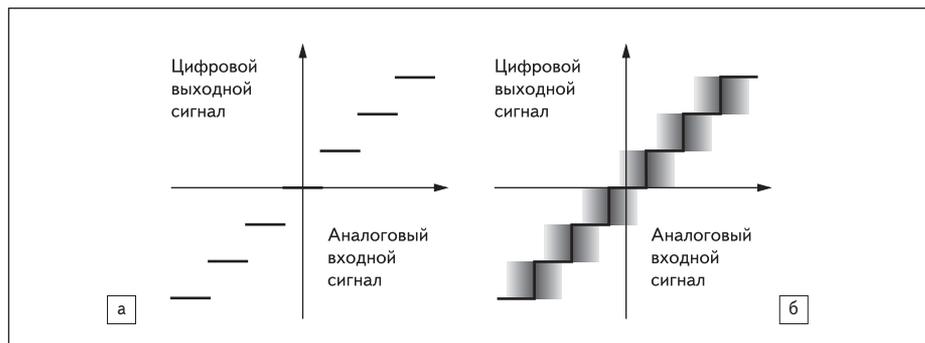


Рис. 1. Шум перехода кода (шум, приведенный к входу) и его влияние на передаточную функцию АЦП: а) идеальный АЦП; б) реальный АЦП

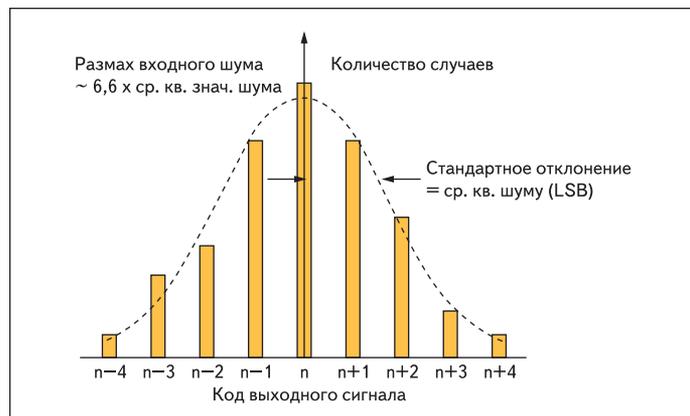


Рис. 2. Влияние шума, приведенного к входу, на гистограмму АЦП с заземленным входом для АЦП с невысокой дифференциальной нелинейностью

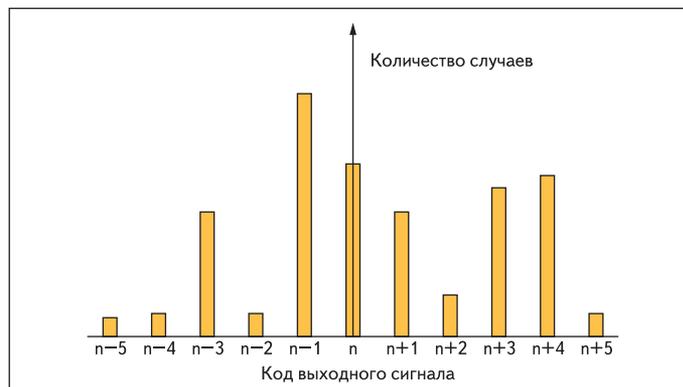


Рис. 3. Гистограмма для АЦП с заземленным входом для плохо спроектированного АЦП и/или при некачественной топологии печатной платы, плохом способе заземления или неправильной развязке источника питания

жение на входе перемещается по входному диапазону АЦП.

Свободная от шумов разрешающая способность

Свободная от шумов разрешающая способность АЦП (или свободное от шумов разрешение кодов) — это число битов разрешения, выше которого невозможно четко различить отдельные коды. Это ограничение возникает из-за реального, описанного выше входного шума (шума, приведенного к входу), присутствующего во всех АЦП, который обычно выражается среднеквадратичной величиной в единицах LSB rms. Умножение на коэффициент 6,6 переводит среднеквадратичный шум в используемую величину шума от пика до пика — реальную погрешность, с помощью которой может определяться код, — выраженную в LSB peak-to-peak.

В таблице приведено разрешение от пика до пика в зависимости от диапазона входного сигнала и частоты обновления (отношение сигнал/шум = 1). Таблица взята из спецификации сигма-дельта АЦП AD7730.

Поскольку полный диапазон (или размах) N-битового АЦП равен 2^N LSB, то общее число свободных от шумов отсчетов, следовательно, равняется:

$$\text{Число свободных от шумов отсчетов} = 2^N / \text{входной шум от пика до пика (LSB)}. \quad (1)$$

Число свободных от шумов отсчетов может быть преобразовано в свободное от шумов разрешение (двоичных) кодов путем вычисления двоичного логарифма:

$$\begin{aligned} \text{Свободное от шумов разрешение} &= \\ &= \log_2(2^N / \text{входной шум от пика до пика (LSB)}). \end{aligned} \quad (2)$$

Нормирование числа эффективных разрядов обычно связано с сигма-дельта АЦП высокого разрешения. Чаще всего оно зависит от частоты дискретизации, ширины полосы пропускания цифрового фильтра и коэффициента усиления усилителя с программируемым коэффициентом усиления (PGA) и, следовательно, диапазона входного сигнала.

Обратите внимание, что для частоты передачи данных на выходе 50 Гц и диапазона входного сигнала ± 10 мВ свободное от шумов разрешение составляет 16,5 бит (80 000 эффективных отсчетов). Время установления сигнала при указанных условиях составляет 460 мс, что делает этот АЦП идеальным для применения в устройствах для точного взвешивания. Данные такого рода доступны в большинстве спецификаций сигма-дельта АЦП высокого разрешения, подходящих для точных измерений.

Для вычисления разрешения иногда используется отношение полного диапазона входного сигнала к среднеквадратичному входному шуму (вместо шума от пика до пика). В этом

случае применяется термин «эффективная разрешающая способность», или «эффективное разрешение». Обратите внимание, что при одинаковых условиях эффективное разрешение больше, чем свободное от шумов разрешение на $\log_2(6,6)$, или приблизительно на 2,7 бита.

$$\begin{aligned} \text{Эффективное разрешение} &= \\ &= \log_2(2^N / \text{среднеквадратический входной шум (LSB)}), \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \text{Эффективное разрешение} &= \\ &= \text{свободное от шумов разрешение} + \\ &+ 2,7 \text{ битов.} \end{aligned} \quad (4)$$

Некоторые производители предпочитают чаще приводить эффективное разрешение, а не свободное от шумов разрешение, так как в результате получается большее число битов. Советуем пользователям внимательно проверять спецификацию, чтобы знать точно, какая из величин на самом деле указана.

Цифровое усреднение увеличивает разрешение и уменьшает шум

Влияние шума, приведенного к входу, может быть уменьшено за счет цифрового усреднения. Рассмотрим 16-битный АЦП, который обеспечивает 15 свободных от шума битов при частоте дискретизации, равной 100 кГц. Усреднение двух измерений неизменного сигнала для каждого выходного отсчета снижает реальную частоту дискретизации до 50 кГц и увеличивает отношение сигнал/шум на 3 дБ и число свободных от шума битов до 15,5. Усреднение четырех измерений на каждой выходной отсчет снижает частоту дискретизации до 25 кГц и увеличивает отношение сигнал/шум на 6 дБ и число свободных от шума битов до 16.

Мы можем пойти дальше и усреднить 16 измерений выходного сигнала; выходная частота дискретизации снижается до 6,25 кГц, отношение сигнал/шум увеличивается еще на 6 дБ, и число свободных от шума битов

Таблица. Свободное от шумов разрешение для сигма-дельта АЦП AD7730

Частота данных на выходе, Гц	Полоса по уровню 3 дБ, Гц	Свободное от помех слово, бит	Время установления в нормальном режиме, мс	Время установления в быстром режиме, мс	Диапазон входного сигнала = ± 80 мВ	Диапазон входного сигнала = ± 40 мВ	Диапазон входного сигнала = ± 20 мВ	Диапазон входного сигнала = ± 10 мВ**
50	1,97	2048	460	60	230к (18)	175к (17,5)	120к (17)	80к (16,5)
100	3,95	1024	230	30	70к (17,5)	125к (17)	90к (16,5)	55к (16)
150	5,92	683	153	20	130к (17)	100к (16,5)	70к (16)	45к (15,5)
200*	7,9	512	115	15	120к (17)	90к (16,5)	65к (16)	40к (15,5)
400	15,8	256	57,5	7,5	80к (16,5)	55к (16)	40к (15,5)	30к (15)

* Значение по умолчанию при включении питания.

** Разрешение от пика к пику в отсчетах (битов).

возрастает до 17. Для того чтобы выиграть дополнительное «разрешение» для большего числа значащих битов, необходимо выполнять усреднение с арифметической точностью.

Процесс усреднения также помогает сгладить ошибки DNL в передаточной функции АЦП. Это может быть проиллюстрировано простым примером, где АЦП имеет пропущенный код на уровне квантования k . Даже несмотря на то, что код k отсутствует из-за большой ошибки DNL, усреднение двух смежных кодов $k-1$ и $k+1$ равно k .

Следовательно, эта методика может быть эффективно использована для увеличения динамического диапазона АЦП за счет уменьшения входной частоты дискретизации и дополнительного цифрового аппаратного обеспечения. Следует отметить, что усреднение не устраняет неотъемлемую интегральную нелинейность АЦП.

Теперь рассмотрим случай, когда АЦП имеет чрезвычайно низкий шум, приведенный к входу, и гистограмма показывает единственный код вне зависимости от того, сколько отсчетов берется. Что даст цифровое усреднение такому АЦП? Ответ прост: оно не даст ничего! Неважно, сколько отсчетов усредняется, результат будет одним и тем же. Однако, как только к входному сигналу добавляется достаточная величина шума, так что на гистограмме появляется больше одного кода, метод усреднения снова начинает работать. Отметим этот интересный факт: небольшое количество шума — хорошо! По крайней мере, для метода усреднения; однако, чем больше шума присутствует на входе, тем большее усреднение требуется для достижения того же разрешения.

Не путайте эффективное число битов (ENOB) с эффективным разрешением или со свободным от шумов разрешением

Из-за схожести терминов эффективное число битов и эффективное разрешение часто считают одним и тем же. Это совсем не так.

Эффективное число битов получается из анализа быстрого преобразования Фурье выходного сигнала АЦП, когда на вход АЦП подается синусоидальный входной сигнал размахом во весь входной диапазон. Из суммы

квадратов всех шумовых и искажающих составляющих вычисляется величина квадратного корня, и отношение сигнала к шуму и искажениям определяется как $SINAD$, или $S/(N+D)$. Теоретическое отношение сигнал/шум идеального N -разрядного АЦП находится как:

$$SNR = 6,02N + 1,76 \text{ дБ.} \quad (5)$$

Эффективное число битов ($ENOB$) вычисляется с помощью замены вычисленного для АЦП $SINAD$ на SNR в (5) и решения уравнения относительно N :

$$ENOB = (SINAD - 1,76 \text{ дБ}) / 6,02. \quad (6)$$

Шум и искажения, используемые для вычисления $SINAD$ и $ENOB$, включают не только шум, приведенный к входу, но также шум квантования и искажающие составляющие. С помощью $SINAD$ и $ENOB$ обычно измеряют динамические характеристики АЦП, в то время как реальное разрешение и эффективное число разрядов используются для измерения шума АЦП, в основном, в условиях постоянного напряжения на входе, где шум квантования не является проблемой.

Подмешивание в сигнал добавочного шума для увеличения динамического диапазона АЦП, свободного от паразитных составляющих

Свободный от паразитных составляющих динамический диапазон (SFDR) — это отношение среднеквадратичной амплитуды сигнала к среднеквадратичной величине пиковой паразитной спектральной составляющей. Двумя фундаментальными ограничениями увеличения SFDR в высокоскоростном АЦП является искажение, созданное входным усилителем и схемой выборки и хранения, а также искажение, вызванное нелинейностью в передаточной функции блока кодирования АЦП. Ключ к достижению высокого SFDR — это минимизация обоих источников нелинейности.

Заметим, что внешними усилиями невозможно значительно уменьшить присущее АЦП искажение, вызванное его входным каскадом. Тем не менее, дифференциальная не-

линейность передаточной функции кодирующего блока АЦП может быть снижена за счет правильного использования внешнего шума, который намеренно суммируется с аналоговым входным сигналом.

Добавление шумового сигнала может также использоваться при определенных условиях [2–5] для улучшения SFDR АЦП. Например, даже в безупречном АЦП существует некоторая корреляция между шумом квантования и входным сигналом. Эта корреляция может уменьшить SFDR АЦП, особенно, если частота дискретизации в точности кратна частоте входного сигнала. Суммирование около $1/2$ LSB rms широкополосного шума с входным сигналом придает случайный характер шуму квантования и минимизирует этот эффект (рис. 4а). В большинстве систем, однако, шум, который уже наложен на сигнал (включая шум АЦП, приведенный к входу), устраняет необходимость в дополнительном шуме. Увеличение уровня широкополосного среднеквадратичного шума свыше приблизительно одного LSB пропорционально уменьшит SNR и приведет к дополнительному улучшению.

Чтобы придать случайный характер передаточной функции АЦП, были разработаны другие схемы с добавлением большего количества шума, накладываемого на сигнал. На рис. 4б показан источник дополнительного шума, содержащий генератор псевдослучайных чисел, который управляет ЦАП. Этот сигнал вычитается из входного сигнала АЦП и затем добавляется в цифровой форме на выход АЦП, вызывая, таким образом, незначительное ухудшение SNR. Свойственный этой методике недостаток, однако, заключается в том, что размах входного сигнала должен быть уменьшен, чтобы предотвратить перегрузку входа АЦП по мере того, как возрастает амплитуда шумового сигнала. Обратите внимание, что хотя эта схема уменьшает искажение, вызванное нелинейностью кодирующего блока АЦП, она не улучшает значительно искажение, созданное его входным каскадом.

Другой метод, который проще реализовать — особенно в широкополосных приемниках, заключается во вводе узкополосного шумового сигнала за пределами интересующей полосы частот сигнала, как показано на рис. 5. Обычно в частотном диапазоне око-

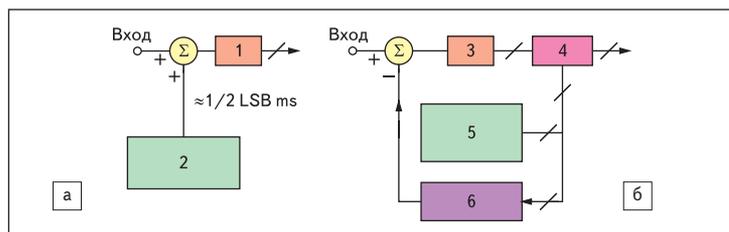


Рис. 4. Использование добавочного шума для придания случайного характера передаточной функции АЦП: а) маленькая амплитуда; б) большая амплитуда: 1 и 3 — АЦП; 2 — генератор шума; 4 — сумматор; 5 — генератор случайных чисел; 6 — ЦАП

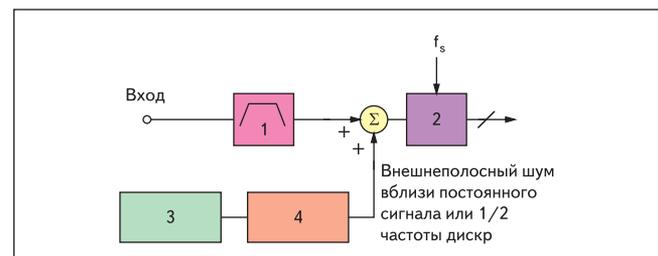


Рис. 5. Введение внеполосного шума для улучшения SFDR АЦП: 1 — полосовой фильтр; 2 — АЦП; 3 — генератор шума; 4 — внеполосный фильтр

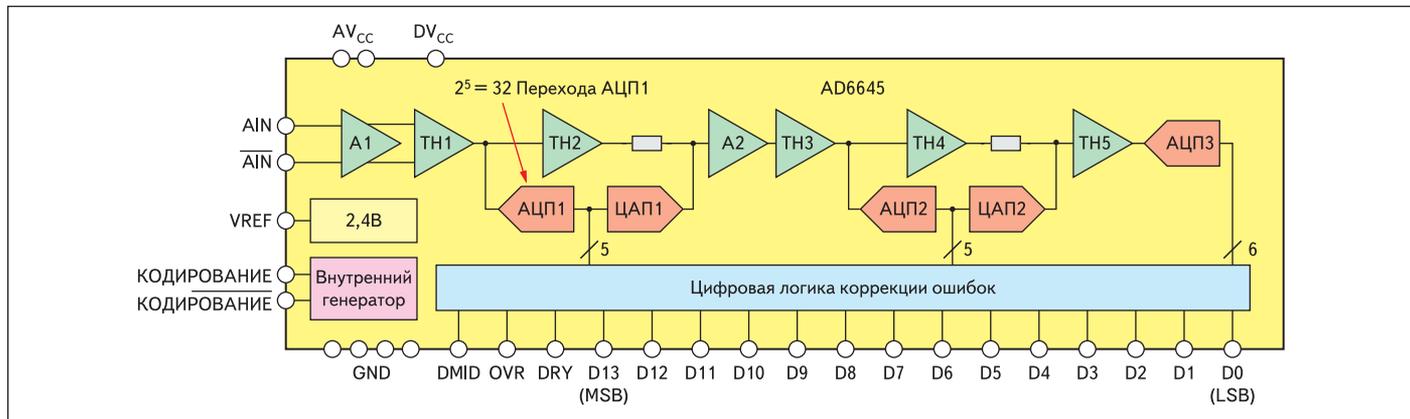


Рис. 6. Упрощенная блок-схема АЦП AD6645 (14 битов, 105 МГц)

ло постоянного напряжения не находится никаких составляющих сигнала, поэтому эта зона низких частот часто используется для введения шумового сигнала. Другим возможным расположением добавочного шума является область чуть ниже $f_s/2$. Шум занимает довольно узкую полосу частот по отношению к ширине полосы частот сигнала (как правило, достаточно ширины полосы частот в несколько сотен кГц), поэтому значительного ухудшения SNR не происходит, как это было бы, если бы шум был широкополосным.

Поддиапазонный АЦП конвейерного типа, такой как 14-битовый, 105-МГц АЦП AD6645 (рис. 6), имеет очень маленькие ошибки дифференциальной нелинейности, которые возникают в особенных точках кодовых переходов по всему диапазону АЦП. AD6645 включает 5-битовый АЦП (АЦП1), за которым следует 5-битовый АЦП2 и 6-битовый АЦП3. Единственные значимые ошибки DNL появляются в точках перехода АЦП1, ошибки DNL второго и третьего каскада минимальны. Существует $2^5 = 32$ точки принятия решений, относящихся к АЦП1, которые появляются каждые 68,75 мВ ($2^9 = 512$ LSB) для диапазона сигнала на входе 2,2 В. На рис. 7 представлено гиперболизированное изображение этих нелинейностей.

При входном аналоговом сигнале вплоть до примерно 200 МГц искажающие составляющие, образованные входным каскадом AD6645, пренебрежимо малы по сравнению с образованными кодирующими устройством, то есть статическая нелинейность передаточной функции AD6645 является главным ограничением для SFDR.

Значит, необходимо выбрать правильную величину добавочного шумового сигнала, чтобы воздействия этих небольших ошибок DNL происходили в случайном порядке по всему входному диапазону АЦП, уменьшая таким образом среднюю ошибку DNL.

Опытным путем было определено, что перекрытие шумом от пика до пика около двух переходов АЦП дает наибольшее улучшение DNL и более высокие уровни шума DNL его значительно не улучшают. Два перехода АЦП

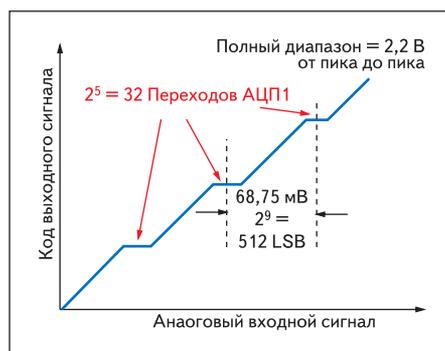


Рис. 7. Ошибки дифференциальной нелинейности в поддиапазонных точках АЦП AD6645 (гиперболизировано)

покрывают 1024 LSB peak-to-peak, или приблизительно 155 ($=1024/6,6$) LSB rms.

Первый график, изображенный на рис. 8, показывает DNL без введения шума на небольшой части диапазона входного сигнала, включая две из поддиапазонных точек, которые разнесены на 68,75 мВ (512 LSB). Второй график показывает DNL после добавления (и последующей фильтрации) 155 LSB среднеквадратичного шумового сигнала. Такая величина шума соответствует приблизительно $-20,6$ дБм. Обратите внимание на резкое улучшение DNL.

Шум можно генерировать несколькими способами. К примеру, могут быть использо-

ваны шумящие диоды, но простое усиление входного шума напряжения широкополосного биполярного операционного усилителя обеспечивает более экономичное решение. Этот подход, детально описанный в других источниках [3, 4 и 5], здесь автор обсуждать не будет.

Резкое улучшение SFDR, достигаемое с помощью внеполосного шумового сигнала, с использованием обширного (1 048 576-точечного) быстрого преобразования Фурье, показано на рис. 9, где AD6645 является выборкой сигнала -35 дБм, 30,5 МГц на частоте дискретизации 80 МГц. Обратите внимание, что SFDR без шумового сигнала приблизительно составляет 92 дБ FS по сравнению с 108 дБ FS при введении шумового сигнала — существенное улучшение, на 16 дБ!

АЦП AD6645, представленный фирмой Analog Devices в 2000 году, до недавнего времени был «последним словом» в области достижения наилучшего SFDR. Через несколько лет после начала его выпуска прогресс в технологии и схемотехнике привел к появлению еще более эффективных АЦП, таких как AD9444 (14 битов на 80 МГц), AD9445 (14 битов на 105 МГц/125 МГц) и AD9446 (16 битов на 80 МГц/100 МГц). Эти АЦП имеют очень высокий SFDR (типовой — более чем 90 дБс для 70 МГц входного сигнала с максимальным размахом) и низкую DNL.

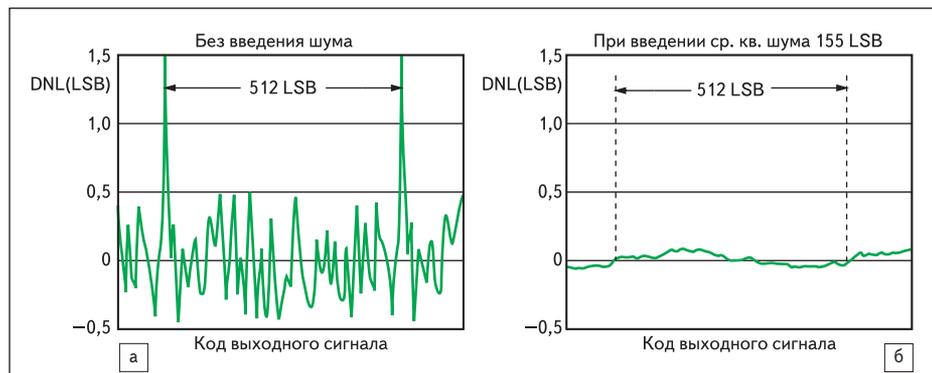


Рис. 8. График DNL АЦП AD6645 без использования и с использованием шумового сигнала

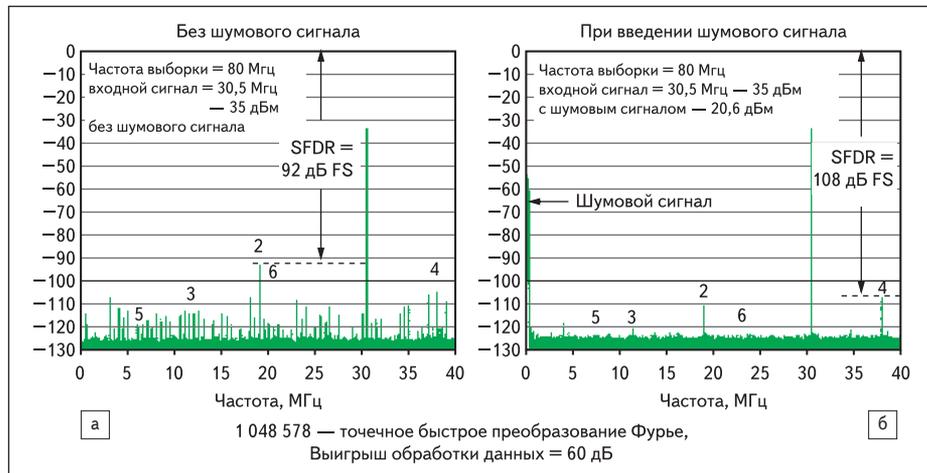


Рис. 9. Графики быстрого преобразования Фурье, показывающие SFDR АЦП AD6645 без использования и с использованием шумового сигнала: а) без шумового сигнала; б) с шумовым сигналом

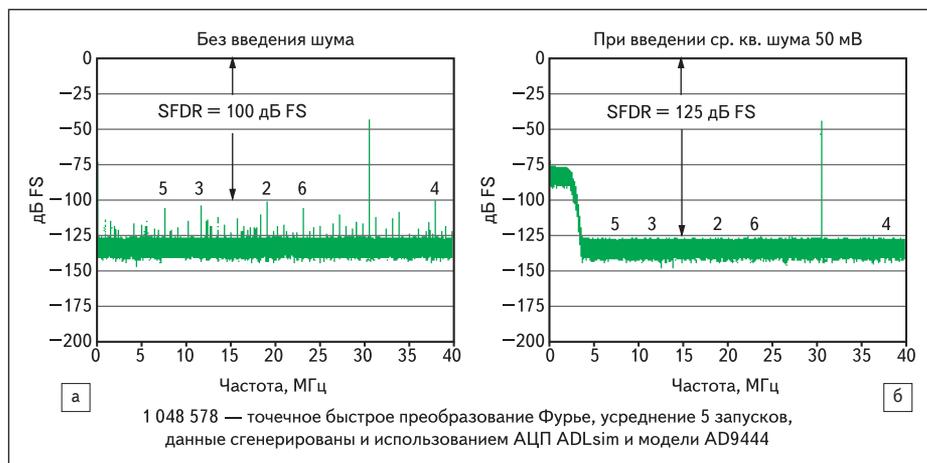


Рис. 10. АЦП AD9444 (14 битов, 80 МГц); $f_s = 80$ МГц, $f_{IN} = 30,5$ МГц, амплитуда сигнала = -40 дБ FS

Однако добавление соответствующего шумового внеполосного сигнала для некоторых условий входного сигнала может еще улучшить SFDR.

На рис. 10 показаны графики быстрого преобразования Фурье AD9444 с шумовым сигналом и без него. Можно видеть, что при заданных входных условиях добавление шума улучшает SFDR на 25 дБ. Данные были получены

при использовании программы ADIsimADC и модели AD9444.

Несмотря на то, что результаты, показанные на рис. 9, 10, очень существенны, не стоит предполагать, что добавление внеполосного шума будет всегда и при всех условиях улучшать SFDR АЦП. Мы повторяем, что шумовой сигнал не улучшит линейность входных каскадов АЦП. Даже при почти идеаль-

ных входных каскадах влияние шума будет сильно зависеть как от амплитуды входного сигнала, так и от амплитуды шумового сигнала. Например, когда сигналы близки к максимальной величине входного сигнала АЦП, интегральная нелинейность передаточной функции может стать ограничивающим фактором в определении SFDR, и шумовой сигнал не поможет. Необходимо внимательно изучить перечень технических характеристик — в некоторых случаях там, наряду с рекомендациями для амплитуды и ширины полосы частот, могут быть представлены данные при введенном шумовом сигнале и без него. Шумовой сигнал может быть встроенной функцией новейших АЦП для преобразования промежуточной частоты.

Выводы

В данной статье мы обсудили шум, приведенный к входу, общий для всех АЦП. В прецизионных низкочастотных измерениях воздействия этого шума могут быть уменьшены за счет цифрового усреднения выходных данных АЦП, с использованием более низких частот дискретизации и дополнительных аппаратных средств. В то время как разрешение АЦП может быть фактически увеличено за счет процедуры усреднения, ошибки интегральной нелинейности не снижаются.

Для повышения разрешения за счет методики усреднения требуется небольшая величина шума, приведенного к входу, однако при использовании возросшего шума необходимо увеличивать среднее количество отсчетов до тех пор, пока не будет достигнута точка снижения эффекта.

В определенных применениях высокоскоростных АЦП добавление правильной величины внеполосного шумового сигнала может улучшить DNL АЦП и увеличить его SFDR. Однако эффективность добавления шума для улучшения SFDR во многом зависит от характеристик рассматриваемого АЦП. ■

Литература

1. Baker B. Sometimes, Noise Can Be Good. EDN, February 17, 2005.
2. Brannon B. Overcoming Converter Nonlinearities with Dither. Application Note AN-410, Analog Devices, 1995.
3. Jung W. A Simple Wideband Noise Generator. Op Amp Applications, Analog Devices, 2002, ISBN 0-916550-26-5, p. 6.165. Also available as Op Amp Applications Handbook, Newnes, 2005, ISBN 0-7506-7844-5.
4. Jung W. Wideband Noise Generator. Ideas for Design, Electronic Design, October 1, 1996.
5. Kester W. Add Noise Dither to Blow Out ADCs' Dynamic Range. Electronic Design, Analog Applications Supplement, November 22, 1999.
6. Ruscak S., Singer L. Using Histogram Techniques to Measure A/D Converter Noise. Analog Dialogue, Vol. 29-2, 1995.