

СРАВНЕНИЕ МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА АЦП ЦИФРОВЫХ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

О.В. Воробьев¹, А.А. Прасолов^{1*}

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,

Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

*Адрес для переписки: prasolov.alex@gmail.com

Информация о статье

УДК 621.396.621.59

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Воробьев О.В., Прасолов А.А. Сравнение методов повышения динамического диапазона АЦП цифровых радиоприемных устройств // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 2. С. 61–68.

Аннотация: В данной статье рассмотрены методы повышения динамического диапазона аналого-цифровых преобразователей в цифровых радиоприемных устройствах, а также проведен их сравнительный анализ. Приведены аналитические выражения и результаты экспериментов. Сделаны выводы об эффективности использования рассмотренных методов.

Ключевые слова: динамический диапазон, цифровые радиоприемные устройства, аналого-цифровой преобразователь, передискретизация, посткоррекция, комбинирование, дизер.

Введение

При современном уровне развития цифровых технологий большинство радиоприемников и радиопередатчиков могут быть реализованы в цифровой форме. Разработчики таких цифровых радиоприемных устройств стараются расположить блок цифровой обработки как можно ближе к антенне. Фактически, размещение аналого-цифрового преобразователя (АЦП) на выходе высокочастотной части и выполнение непосредственной дискретизации на радиочастоте или на промежуточной частоте может показаться привлекательным, однако в таком случае бывает сложно получить высокую чувствительность и избирательность.

В радиоприемных устройствах нижняя граница динамического диапазона определяется чувствительностью, а верхняя – заданным уровнем компрессии входного сигнала. В широкополосных приемниках динамический диапазон правильной определять как отношение полезного сигнала к величине максимального побочного канала приема. При работе АЦП в многосигнальном режиме по входу, верхнюю и нижнюю границу динамического диапазона наиболее корректно определять с учетом интермодуляционных составляющих. Однако, точки пересечения продуктов ин-

термодуляции второго и третьего порядка не определены (не предусмотрены) для АЦП. Для измерения искажений преобразователей используются однотоновые или многотоновые характеристики динамического диапазона, свободного от гармоник (SFDR, от англ. Spurious-Free Dynamic Range).

Увеличение разрешения АЦП может быть использовано для увеличения отношения сигнал/шум (SNR, от англ. Signal to-noise ratio), однако при этом динамический диапазон может и не улучшиться. Порог чувствительности цифровых радиоприемных устройств главным образом будет определяться тепловым шумом и шумом АЦП [1].

Определение коэффициента шума АЦП

Как известно, АЦП имеет относительно высокий коэффициент шума (30–40 дБ) по сравнению с другими каскадами, поэтому ему должен предшествовать блок малощумящего усилителя.

Если определить коэффициент шума АЦП по аналогии с определением коэффициента шума аналоговых устройств как:

$$K_{ш \text{ АЦП}} = 1 + \frac{P_{ш \text{ кв}}}{P_{ш \text{ т}}},$$

где $P_{ш \text{ т}}$ – располагаемая мощность тепловых шумов эквивалентного генератора; $P_{ш \text{ кв}}$ – мощность шу-

мов квантования в полосе пропускания ΔF , при разбиваемой мощности на стандартном сопротивлении $R_0 = 50 \text{ Ом}$:

$$P_{\text{ш кв}} = \frac{U_{\text{ш кв}}^2}{R_0} \cdot \frac{2 \cdot \Delta F}{F_d}, \quad (1)$$

тогда выражение для коэффициента шума АЦП в относительных единицах принимает вид:

$$K_{\text{ш АЦП}} = 1 + \frac{U_{pp}^2}{2^{2b} \cdot F_d \cdot 6 \cdot R_0 \cdot k \cdot t_0}$$

или в децибелах:

$$K_{\text{ш АЦП}} = 10 \cdot \log_{10} \left(1 + \frac{U_{pp}^2}{2^{2b} \cdot F_d \cdot 6 \cdot R_0 \cdot k \cdot t_0} \right) \text{ дБ}, \quad (2)$$

где $k = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ Дж/К}$ – постоянная Больцмана, t_0 – температура окружающей среды, при которой находится эквивалентный генератор (полагаем $t_0 = 293 \text{ К}$).

Как и следовало ожидать, коэффициент шума зависит от разрядности АЦП (фактически эффективное число бит – ENOB, от англ. Effective number of bits), максимального размаха сигнала на его входе U_{pp} , а также частоты дискретизации F_d , поскольку, чем выше частота дискретизации, тем ниже спектральная плотность шумов квантования в пределах полосы пропускания ΔF . От полосы пропускания ΔF коэффициент шума АЦП не зависит, поскольку и шумы, создаваемые АЦП, и внешние тепловые шумы оцениваются в одинаковой полосе.

В качестве примера на рисунке 1 приведены графики зависимости коэффициента шума АЦП от его разрядности при нескольких значениях F_d для $U_{pp} = 2,56 \text{ В}$. Видно, что при разрядности 16 и частоте дискретизации 150–200 МГц удается получить значения коэффициента шума АЦП приблизительно 10 дБ.

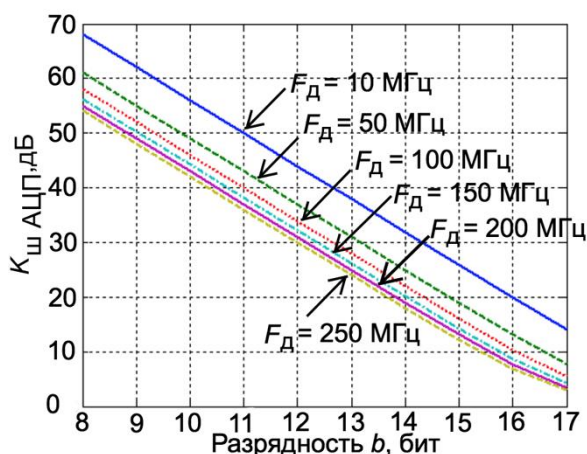


Рис. 1. Зависимость коэффициента шума АЦП от его разрядности и частоты дискретизации ($U_{pp} = 2,56 \text{ В}$)

С учетом того, что эффективная разрядность АЦП ниже номинальной на 2–4 разряда, в случае использования 16-разрядных АЦП при указанной частоте дискретизации можно ожидать получения реального значения коэффициента шума АЦП

около $K_{\text{ш АЦП}} = (20\text{--}30) \text{ дБ}$, а в случае использования 14-разрядных АЦП – можно ожидать приблизительно $K_{\text{ш АЦП}} = (30\text{--}40) \text{ дБ}$. Коэффициент шума АЦП, оцениваемый с помощью (2), является основным параметром, влияющим на выбор коэффициента передачи аналогового тракта.

Шумы радиоприемного тракта с цифровой обработкой складываются из шумов аналогового тракта и шумов АЦП. Для их количественной оценки удобно использовать коэффициент шума приемника. Его можно представить в виде суммы двух слагаемых, определяющих вклад шумов аналогового тракта и АЦП:

$$K_{\text{ш пр}} = K_{\text{ш ан}} + \frac{K_{\text{ш АЦП}} - 1}{K_{\text{р ан}}}, \quad (3)$$

где $K_{\text{ш пр}}$, $K_{\text{ш ан}}$, $K_{\text{ш АЦП}}$ – значения коэффициента шума приемника, аналогового тракта и АЦП, соответственно; $K_{\text{р ан}}$ – коэффициент передачи аналогового тракта по мощности; все параметры, входящие в (3), должны быть оценены «в раззах».

Из (3) следует, что выбором высокого значения $K_{\text{р ан}}$ можно минимизировать вклад шумов АЦП и приблизиться к минимальному значению коэффициента шума приемника, ограниченного, в свою очередь, значением коэффициента шума аналогового тракта: $K_{\text{ш пр}} \approx K_{\text{ш ан}}$. Это достигается при:

$$K_{\text{р ан}} \gg \frac{K_{\text{ш АЦП}} - 1}{K_{\text{ш ан}}}.$$

Для снижения собственных шумов АЦП необходимо:

- увеличивать коэффициент усиления аналогового тракта;
- увеличивать частоту дискретизации с последующей децимацией сигнала;
- поддерживать амплитуду сигнала, подаваемого на вход АЦП к амплитуде, соответствующей полному размаху преобразования;
- уменьшать величину паразитных интермодуляционных составляющих на выходе АЦП.

Технология передискретизации

Технология передискретизации (oversampling) – это способ уменьшения шума квантования путем повышения частоты дискретизации в несколько раз. Обычно при осуществлении аналого-цифрового преобразования на вход АЦП включают фильтр низкой частоты для защиты от наложения спектров, тогда спектральная плотность мощности будет определяться выражением:

$$\sigma_0^2 = \int_0^{f_c} e_{rms}^2(f) df = e_{rms}^2 \left(\frac{2f_c}{f_d} \right) = \frac{e_{rms}^2}{k}, \quad (4)$$

где e_{rms} – средняя мощность шума; f_d – частота дискретизации; f_c – частота сигнала; k – коэффициент передискретизации.

Выражение (4) показывает, что можно снизить мощности шума на выходе АЦП за счет избыточной дискретизации (k), не повлияв на полезный сигнал.

Коэффициент передискретизации k показывает, во сколько раз повышается частота дискретизации, и определяется выражением:

$$k = \frac{f_d}{2 \cdot f_c}.$$

При использовании передискретизации мощность шума распространяется в более широком диапазоне частот. Таким образом, эффективная плотность мощности шума в полосе полезного сигнала оказывается ниже при более высокой частоте дискретизации.

С другой стороны, при известной мощности шума можно рассчитать требуемую разрядность АЦП. Решая (4), получаем уравнение (5), которое показывает, как вычислить эффективное число бит при известной мощности шума и коэффициенте передискретизации:

$$b = \frac{1}{2} \log_2(U_{pp})^2 - \frac{1}{2} \log_2(\sigma_0^2) - \frac{1}{2} \log_2(12) - \frac{1}{2} \log_2(k). \quad (5)$$

Из (1) следует, что при каждом удвоении частоты дискретизации уровень мощности шума в полосе уменьшается на 3 дБ, и увеличивается разрешающая способность на 1/2 бит [2]. Таким образом, для получения каждого дополнительного бита эффективной разрядности требуется увеличение частоты дискретизации в 4 раза.

В системе, где применяется передискретизация сигнала на коэффициент k , в тракте цифровой обработки сигнала (ЦОС) обычно происходит децимация сигнала на тот же самый коэффициент k . Это приводит к снижению шумов квантования на коэффициент k , что приводит к повышению отношения сигнал/шум на $10 \cdot \log_{10}(k)$ (таблица 1).

ТАБЛИЦА 1. Увеличение SNR и ENOB при передискретизации

Коэффициент передискретизации k	Увеличение SNR, дБ	Увеличение ENOB, бит
2	3	0,5
4	6	1,0
8	9	1,5
16	12	2,0
32	15	2,5
64	18	3,0
128	21	3,5
256	24	4,0
512	27	4,5
1024	30	5,0
2048	33	5,5
4096	36	6,0

Для дополнительного увеличения отношения сигнал/шум к сигналу на входе АЦП подмешивают треугольный сигнал. Если предположить, что мгновенное значение входного сигнала находится между q_1 и q_0 уровнями квантования, то на выходе АЦП оно будет преобразовано или в q_1 , или в q_0 . При добавлении треугольного сигнала, на выходе АЦП получается серия из N выборок сигнала, соответствующих q_1 и q_0 .

Усредняя значения q_1 и q_0 в течение заданного интервала N , можно определить положение мгновенного значения сигнала между двумя уровнями квантования.

В связи с высокой частотой дискретизации изменение входного сигнала можно рассматривать как относительно малое. На рисунке 2 [3] показан входной сигнал с уровнем 0,6 МЗР (младшего значащего разряда).

При обычном аналого-цифровом преобразовании входной сигнал был бы приведен к значению 1 МЗР. При добавлении треугольного сигнала и передискретизации на выходе АЦП получается некоторое количество отсчетов с 0 и 1.

При использовании передискретизации в 16 раз, получаем на выходе семь «0» и девять «1» отсчетов (рисунок 2). Это приводит к значению сигнала на выходе $9/16 = 0,563$, что намного точнее, чем при обычном аналого-цифровом преобразовании.

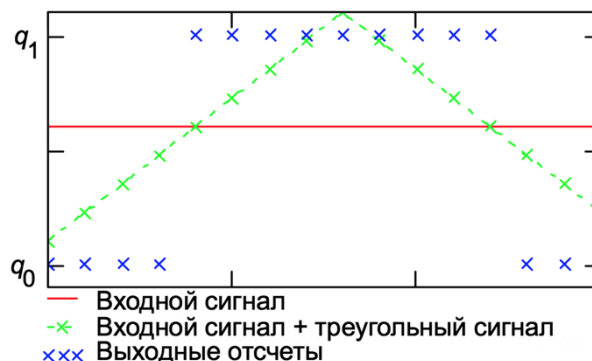


Рис. 2. Значения отсчетов сигнала на выходе при передискретизации и усреднении

В общем случае, применимо следующее уравнение при передискретизации с добавлением треугольного сигнала [3]:

$$\text{SNR} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{k}{2} \right).$$

Способ передискретизации с добавлением треугольного сигнала (таблица 2) увеличивает отношение сигнал/шум примерно на 6 дБ или на один бит эффективной разрядности для каждого удвоения частоты дискретизации. Это в два раза лучше, чем при использовании обычной передискретизации.

Тем не менее, этот метод требует, чтобы входной сигнал был не коррелирован с треугольным сигналом. Если это не может быть обеспечено, то сигнал

не должен изменяться более чем на $\pm 0,5$ МЗР в течении периода дискретизации.

ТАБЛИЦА 2. Увеличение SNR и ENOB при передискретизации и добавлении треугольного сигнала

Коэффициент передискретизации k	Увеличение SNR, дБ	Увеличение ENOB, бит
2	-	0
4	6	1
8	12	2
16	18	3
32	24	4
64	30	5
128	36	6
256	42	7
512	48	8
1024	54	9
2048	60	10
4096	66	11

Способы подмешивания псевдослучайного шума

Как и в случае использования передискретизации, задача подмешивания псевдослучайного шума (дизера) состоит в декорреляции отсчетов сигнала на выходе АЦП [4].

Аналого-цифровой преобразователь имеет два типа характерных искажений: статические и динамические. Статическая нелинейность вызвана нелинейностью передаточной функции АЦП и определяется через ошибки интегральной нелинейности (INL, *от англ. Integral Non-Linearity*) и дифференциальной нелинейности (DNL, *от англ. Differential Non-Linearity*). Динамическая нелинейность описывается такими параметрами как SINAD, *от англ. Signal-to-noise and distortion ratio* (отношение сигнал/шум и коэффициент искажения), SFDR.

Добавление к входному сигналу широкополосного шума с амплитудой, приблизительно равной половине младшего значащего разряда, позволяет улучшить SFDR аналого-цифрового преобразования при определенных условиях. Однако, увеличение среднеквадратического уровня шума в широкой полосе приводит к соответствующему ухудшению SNR.

Другим способом, особенно в широкополосных приемниках, является внесение узкополосного шума вне полосы информационного сигнала. Обычно вблизи нулевой частоты компоненты сигнала отсутствуют, поэтому данную низкочастотную область можно занять вносимым шумом. Еще одно возможное расположение спектра вносимого шума – вблизи частоты $f_d/2$. Поскольку вносимый шум занимает гораздо меньшую полосу чем сигнал, ухудшение отношения сигнал/шум будет весьма незначительным по сравнению со случаем подмешивания шума в широкой полосе.

Существует два вида дизера. Во-первых, псевдослучайный шум может быть сгенерирован псевдослучайным цифровым генератором чисел в блоке ЦОС. Далее этот шум подается на цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) и подмешивается к входному сигналу АЦП. На выходе АЦП псевдослучайный шум вычитается из сигнала, в результате чего не происходит ухудшения SNR.

Другой метод используется для создания узкополосного невычитаемого дизера. Для того, чтобы подмешиваемый шум не вносил искажений в принимаемый сигнал, его нужно устанавливать на границах зоны Найквиста, а именно вблизи нулевой частоты и частоты Найквиста. Как правило эти две зоны не используются в приемнике по различным причинам.

Побочные продукты могут быть также удалены из сигнала, при выполнении условия [5]:

$$P_{ш.лт} > P_{FS \text{ АЦП}} - 6,02 \cdot b,$$

где $P_{ш.лт}$ – мощность шумов аналогового тракта (до АЦП); $P_{FS \text{ АЦП}}$ – мощность сигнала, соответствующая полному размаху АЦП; b – разрядность АЦП.

На рисунке 3а показан спектр сигнала на выходе АЦП при отсутствии дизера, а на рисунке 3б – спектр сигнала при подмешивании шума в область нулевой частоты [4].

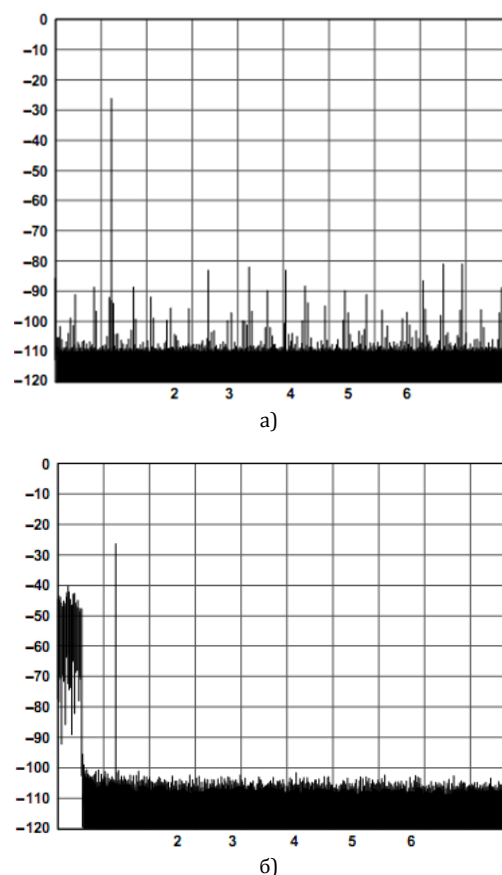


Рис. 3 Спектр сигнала на выходе АЦП AD9042 при: а) отсутствии дизера; б) наличии дизера.

Как видно из рисунка 3, при использовании дизера происходит увеличение динамического диапазона, свободного от гармоник на 22 дБ, при ухудшении отношения сигнал/шум – на 5 дБ.

Как показано в [4], отношение сигнала/шум при использовании дизера определяется выражением:

$$\text{SNR} = 20 \cdot \log_{10} \sqrt{(2\pi \cdot f_c \cdot t_j) + \left(\frac{1 + \varepsilon}{2b}\right)^2 + \left(\frac{U_{\text{ш}}}{2b}\right)^2},$$

где f_c – частота сигнала на входе АЦП; t_j – средне-квадратическое значение уровня шума, вызванного джиттером; ε – усредненная DNL; $U_{\text{ш}}$ – средне-квадратическое значение теплового шума.

Таким образом, добавление дизера увеличивает спектральную плотность шума и, следовательно, влияет на SNR. Так, выигрыш на 10 дБ в SFDR может уменьшить SNR на 3 дБ. В таблице 3 показаны динамические параметры (суммарный коэффициент гармонических искажений (THD, от англ. Total Harmonic Distorsions), SFDR, SNR) микросхемы АЦП AT84AS008 при использовании частоты дискретизации 1,7 ГГц и подаче на ее вход гармонического сигнала с частотой 710 МГц, с использованием дизера и без него.

ТАБЛИЦА 3. Динамические параметры АЦП при использовании дизера и без него

Параметр	Мощность входного сигнала, дБм	Без дизера, дБн	С дизером (уровень -17 дБм), дБн	Разница, дБ
SFDR	-5	57	63	6
	-20	44	52	8
SNR	-5	49	46,8	-2,2
	-20	34	31	-3
THD	-5	52	59,5	7,5
	-20	41	50	9

Компромисс между выигрышем в SFDR и небольшой потерей в SNR может быть найден за счет оптимизации добавляемого уровня дизера. Для АЦП уровень подмешиваемого шума обычно вычисляется с учетом уровня INL. Чтобы компенсировать интегральную нелинейность, ширина полосы шумового сигнала должна быть тем шире, чем больше INL, но при этом необходимо избежать резкого снижения SNR.

В [6] рассмотрено и проанализировано несколько типов дизера и показано, что дизер с нормальным распределением приводит к лучшим результатам, при условии, что дисперсия шума σ_d равна шагу квантования.

Экспериментальные результаты в [7] показывают, что эффективное число битов для 12-разрядного АЦП может быть увеличено до 16 бит с использованием невычитаемого стохастического равномерного дизера в диапазоне $[-\Delta, \Delta]$ и

$N = 16384$, а для вычитаемого дизера эффективное число битов для 12-разрядного АЦП может быть увеличено и еще больше.

Методы посткоррекции

Еще одним способом улучшения характеристик АЦП являются методы посткоррекции, где коррекция сигнала осуществляется в блоке ЦОС, позволяя компенсировать ошибки в сигнале на выходе АЦП. Обзор методов компенсации ошибки приведены в [8]. Методы посткоррекции основаны на построении модели АЦП. Обзор состояния дел в современных методах моделирования и моделей можно найти в [9]. Как правило, модель АЦП строится с помощью высокопроизводительных измерительных установок, после чего разрабатывается алгоритм посткоррекции. В литературе большинство из предлагаемых методов моделирования АЦП описывают статические свойства преобразователя. Методы посткоррекции на основе статической модели используют таблицы поиска (LUT), то есть, на выходе АЦП отсчеты сигнала переназначаются с помощью таблицы поиска таким образом, что некоторые характеристики АЦП улучшаются [10]. Методы посткоррекции на основе LUT показали, что возможно улучшить такие параметры АЦП как: SFDR, THD, SINAD. Однако, это требует огромных вычислительных ресурсов и большого объема памяти для хранения отсчетов сигналов. Как показано в [11, 12], посткоррекция на основе LUT без учета динамики АЦП ограничена в полосе пропускания. Характеристики и тестирование динамических эффектов АЦП имеют важное значение для функционирования систем с широкой полосой пропускания и высоким динамическим диапазоном. На рисунке 4 представлена обобщенная структурная схема метода посткоррекции на основе LUT [13], которая используется для построения различных алгоритмов. При этом построение алгоритмов возможно при учете нижеприведенных принципов.

1) Схема индексирования определяет, как индекс таблицы I формируется из последовательности отсчетов сигнала на выходе АЦП $x(n)$. Существует несколько схем индексирования: статическая, схема пространства состояний и фазовый метод коррекции.

2) Осуществление коррекции сигнала или его замена. Таблица LUT может быть использована для хранения корректирующих значений, которые могут быть добавлены к сигналу на выходе АЦП $\hat{s}(n) = x(n) + e_I$, или замены: $\hat{s}(n) = e_I$.

3) Осуществление выбора опорного сигнала. Калибровка LUT является непростой задачей, как, впрочем, и выбор эталонного сигнала. Выбор эталонного сигнала дает различные варианты получения опорного сигнала $S_{REF}(n)$, который необходим для калибровки LUT. Опорный сигнал, подаваемый

на АЦП на стадии тестирования, в идеальном случае должен иметь бесконечное разрешение. На практике же получается, что опорный сигнал оценивается с некоторым приближением. Он получается путем включения дополнительных устройств, таких, как эталонный АЦП, на выходе которого происходит сравнение сигнала с выходным сигналом тестируемого АЦП, или ЦАП, на вход которого подается цифровой сигнал калибровки, и этим сигналом тестируется испытуемый АЦП.

4) Осуществление выбора метода оценки. В [11,13–15] описаны различные способы получения таблицы значений из опорного сигнала.

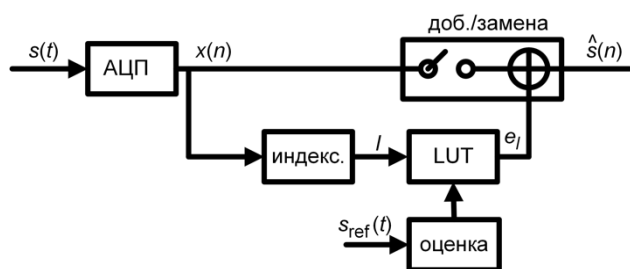


Рис. 4. Обобщенная структурная схема метода посткоррекции на основе LUT

На рисунке 5 представлена структурная схема метода посткоррекции на основе LUT [13].

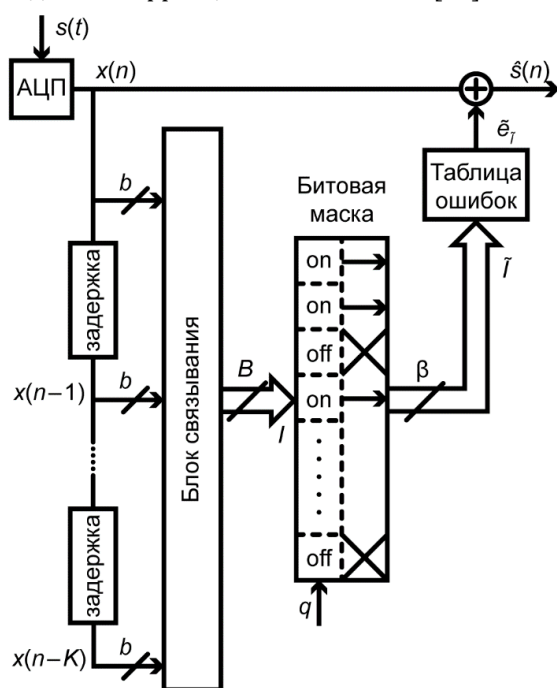


Рис. 5. Структурная схема метода посткоррекции на основе LUT

Схема метода посткоррекции (рисунок 5) позволяет осуществить коррекцию сигнала $x(n)$ на выходе b -битного АЦП. Она имеет в своем составе блок связывания текущего значения отсчета сигнала на выходе АЦП $x(n)$ с предыдущим значением $x(n-1)$. Однако, число отсчетов на входе блока связывания может быть больше двух ($x(n-K)$), позволяя тем самым увеличить точность оценки.

На выходе блока содержится адрес I разрядностью $B = 2b$. Полное адресное пространство имеет размер $2b$ бит, но может быть сокращено в блоке битовой маски до величины β бит. Тогда количество адресов на выходе блока битовой маски будет равно $\tilde{I} = 2^\beta$. Значение адреса подается в блок таблицы ошибок, которая содержит округленные значения ошибки, вызванной интегральной нелинейностью $\tilde{e}(x, s) = [\text{INL}_Q(x, s)]$ и полученной на стадии тестирования.

В [16] была произведена оценка работы алгоритма. В качестве АЦП была взята микросхема Analog Devices AD876 и в таблице 4 представлены параметры сигнала на входе, и выходе блока посткоррекции.

ТАБЛИЦА 4. Результат применения метода посткоррекции

Параметр	Значение до посткоррекции	Значение после посткоррекции
Разрядность	10 бит	10 бит
SINAD	56 дБ	60,2 дБ
ENOB	9 бит	–
THD	–62 дБн	–72 дБн
SFDR	65 дБ	75 дБ

Использование компандирования

Еще один подход регулировки уровня сигнала перед АЦП возникает при выполнении задачи разработки шлюзов, сбора данных сети городских датчиков (измерение расхода воды и газа, управление парковкой и т.д.), которая связана с реализацией различных протоколов связи, поддерживаемых [17]. Как следствие, шлюз должен быть достаточно гибким в настройке, чтобы его можно было переконфигурировать и обновлять, добавляя новые протоколы связи. Это легко реализуется при использовании архитектуры программно-определяемой радиосистемы [18], которая позволяет оцифровать всю полосу одновременно, чтобы осуществлять обработку сигнала в цифровом виде. При этом АЦП шлюза должен иметь возможность оцифровывать сигналы, имеющие потенциально разные характеристики. Следовательно, этот АЦП должен иметь достаточное разрешение для одновременной демодуляции нескольких сигналов, имеющих высокий динамический диапазон. Исследование, проведенное в [19], показало, что, учитывая условия и технологии распространения городских датчиков, сигналы могут иметь динамический диапазон более 100 дБ, требующий оцифровки с 21-битным разрешением, чтобы иметь возможность демодулировать каждый из них. Если разрешение АЦП ниже, слабый сигнал будет потерян в шуме квантования. Поскольку разрешение 21 бит не может быть реализовано при оцифровке полосы пропускания 8 МГц современными АЦП [20], необходимо найти другой способ оцифровки таких сигна-

лов. Одним из способов решения этой проблемы является использование методов компандирования. В [17] изучается техника компандирования, предложенная в [21].

Для уменьшения требуемого разрешения при одновременной оцифровке нескольких сигналов с высоким динамическим диапазоном в [17] моделировался алгоритм сжатия с кусочно-линейным, постоянным коэффициентом усиления со смещением. Данный алгоритм позволяет уменьшить шум квантования при декодировании двух различных сигналов, находящихся на разных частотах и имеющих высокую разность амплитуд. Это позволяет уменьшить сложность АЦП для получения низкой битовой ошибки, полученной по слабому сигналу.

В [17] предложены две реализации, основанные на каскадных или параллельных компараторах. Оба подхода были смоделированы с использованием программного обеспечения Agilent ADS и подтвердили их ожидаемые теоретические характеристики (таблица 5).

ТАБЛИЦА 5. Величина Bit Error Rate (BER) в зависимости от метода компандирования

Разрядность АЦП	Величина BER		
	Параллельная архитектура	Последовательная архитектура	Без компандирования
5	$1.7 \cdot 10^{-2}$	$1.4 \cdot 10^{-2}$	$3.7 \cdot 10^{-1}$
8	$1.2 \cdot 10^{-3}$	$1.3 \cdot 10^{-3}$	$8.6 \cdot 10^{-3}$
25	$1.3 \cdot 10^{-3}$	$1.1 \cdot 10^{-3}$	$1.2 \cdot 10^{-3}$

Основным преимуществом каскадной архитектуры является ее низкая сложность, тогда как параллельная архитектура позволяет повысить точность при наличии смещения по постоянному току,

поскольку ошибка на одном компараторе не распространяется на другие. Однако, суммарный выигрыш получается в каскадной архитектуре, поскольку насыщение компараторов происходит быстрее, что приводит к меньшей вероятности ошибки при оцифровке.

Как видно из таблицы 5, обе реализации обеспечивают хорошие результаты: при разрядности в 8 бит обеспечивают одинаковые значения BER, сопоставимые с 25-битной разрядностью АЦП; при разрядности 5 бит использование компандирования обеспечивает существенный выигрыш.

Заключение

Использование высокой частоты дискретизации позволяет уменьшить уровень спектральной плотности мощности шума в полосе пропускания на 3 дБ при каждом удвоении частоты дискретизации. Подмешивание в сигнал псевдослучайного внеполосного шума позволяет улучшить SFDR, но при этом SNR ухудшается. Так, за каждый выигрыш в SFDR на 10 дБ, SNR уменьшается на 3 дБ. Использование передискретизации вместе с внеполосным дизайном позволяет компенсировать ухудшение SNR. Методы посткоррекции являются наиболее сложными по реализации из всех рассмотренных методов и приводят к результатам, схожим с результатами использования дизайнера. Однако, при посткоррекции происходит увеличение как SFDR, так и SNR. Компандирование дает существенный выигрыш только при использовании АЦП с низкой разрядностью (меньше 6).

В дальнейшей работе планируется осуществить сравнительную оценку данных методов при использовании одного типа АЦП и для одного конкретного приложения.

Список используемых источников

1. Кузнецов П.В. Адаптивное увеличение динамического диапазона цифрового приемника // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2012. № 1 (1). С. 62–71.
2. Candy J.C., Temes G.C. A tutorial discussion of the oversampling method for A/D and D/A conversion // IEEE International Symposium on Circuits and Systems. 1990. Vol. 2. PP. 910–913.
3. Oversampling Techniques Using the TMS320C24x Family. SPRA461. Texas Instruments Europe, 1998.
4. Brannon B. Overcoming Converter Nonlinearities with DITHER // Analog Devices Application Note AN-410. 1995.
5. Šebesta J. Digital Receiver Front-End and AGC Loop Computation // International Czech-Slovak Scientific Conference Radioelektronika. 2003. PP. 79–82.
6. Carbone P., Petri D. Effect of additive dither on the resolution of ideal quantizers // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 1994. Vol. 43. Iss. 3. PP. 389–396.
7. Aumala O., Holub J. Practical aspects of dithered quantizers // 1st International On-line Workshop on Dithering in Measurement. 1998. PP. 11–18.
8. Balestrieri E., Daponte P., Rapuano S. A state of the art on ADC error compensation methods // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 2005. Vol. 54. Iss. 4. PP. 1388–1394.
9. Arpaia P., Daponte P., Rapuano S. A state of the art on ADC modelling // Computer Standards & Interfaces. 2004. Vol. 26. Iss. 1. PP. 31–42.
10. Irons F.H., Hummels D.M., Kennedy S.P. Improved compensation for analog-to-digital converters // IEEE Transactions on Circuits and Systems. 1991. Vol. 38. Iss. 8. PP. 958–961.
11. Handel P., Skoglund M., Pettersson M. A calibration scheme for imperfect quantizers // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 2000. Vol. 49. Iss. 5. PP. 1063–1068.
12. Bjorsell N., Handel P. Histogram Tests for Wideband Applications // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 2008. Vol. 57. Iss. 1. PP. 70–75.
13. Lundin H. Post-correction of analog-to-digital converters. Stockholm: Signaler, sensorer och system, 2003.

14. Elbornsson J. Equalization of Distortion in A/D Converters. Linköping: UniTryck, 2001.
15. Lundin H., Skoglund M., Handel P. On external calibration of analog-to-digital converters // 11th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal Processing. 2001. PP. 377–380.
16. Lundin H. Characterization and Correction of Analog-to-Digital Converters. Stockholm: KTH, 2005.
17. Vallérian M., Hutu F., Miscopein B., Villemaud G., Risset T. Additive companding implementation to reduce ADC constraints for multiple signals digitization // 13th IEEE International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS). 2015.
18. Dardaillon M., Marquet K., Martin J., Risset T., Charles H.P. Cognitive Radio Programming: Existing Solutions and Open Issues [Research Report]. RR-8358. INRIA, 2013.
19. Vallérian M., Villemaud G., Miscopein B., Risset T., Hutu F. SDR for SRD: ADC specifications for reconfigurable gateways in urban sensor networks // IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS). 2014. PP. 178–180.
20. Jonsson B.E. A survey of A/D-converter performance evolution // 17th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems. 2010. PP. 766–769.
21. Cees J.B., Sawigun C., Wouter A.S. An additive instantaneously companding readout system for cochlear implants // Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS). 2010. PP. 126–129.

* * *

COMPARISON OF METHODS FOR INCREASING THE DYNAMIC RANGE OF ADC IN DIGITAL RADIO RECEIVERS

O. Vorobiev¹, A. Prasolov¹

¹The Bonch-Bruевич State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Article info

Article in Russian

For citation: Vorobiev O., Prasolov A. Comparison of Methods for Increasing the Dynamic Range of ADC in Digital Radio Receivers // Proceedings of Telecommunication Universities. 2018. Vol. 4. Iss. 2. PP. 61–68.

Abstract: *This article discusses methods for increasing the dynamic range of Analog-to-digital converter in digital radio receivers and its comparative analysis. Analytic equations and experimental results are given. Conclusions about the performance of the discussed methods are drawn.*

Keywords: *dynamic range, digital radio receivers, Analog-to-digital converter, oversampling, post-correction, companding, dither.*