

ПРИЕМ СЛАБОЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО СИГНАЛА В СОСТАВЕ КОМПОЗИТНОГО ПРИ АНАЛОГО-ЦИФРОВОМ ПРЕОБРАЗОВАНИИ В ШИРОКОЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТ

В.А. Жиров¹, С.Г. Зайцев¹, Ю.А. Молотков¹, А.В. Овчаренко¹

¹Санкт-Петербургский Филиал «Ленинградское отделение научно-исследовательского института радио», Санкт-Петербург, 192029, Российская Федерация.
Адрес для переписки: zaitsev@loniir.ru

Информация о статье

УДК 621.372.542

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Жиров В.А., Зайцев С.Г., Молотков Ю.А., Овчаренко А.В. Прием слабоэнергетического сигнала в составе композитного при аналого-цифровом преобразовании в широкой полосе частот // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 1. С. 36–47.

Аннотация: *Представлены результаты исследований достижимого отношения сигнал/шум для узкополосного сигнала с учетом его фильтрации при аналого-цифровом преобразовании широкополосного композитного сигнала. Снижение отношения сигнал/шум при широкополосной оцифровке определяет возможности приема слабых сигналов в смеси. Оно связано с действием шумов квантования, что особенно критично при малом количестве уровней квантования и неидеальности характеристик АЦП. Цель исследований – оценить достижимое отношение сигнал/шум при фильтрации слабых сигналов после оцифровки с целью их дальнейшей демодуляции. В ходе теоретического анализа и моделирования показано, что основным фактором, ограничивающим отношение сигнал/шум является дрейф нуля АЦП. Показано, что восстановление возможно только, если значение дрейфа нуля по модулю меньше, чем СКО аддитивного шума в смеси композитного сигнала.*

Ключевые слова: *аналого-цифровое преобразование, композитный широкополосный сигнал, фильтрация сигналов.*

RECEPTION OF THE FEEBLE ENERGETIC SIGNAL AS A PART OF COMPOSITE IN CASE OF ANALOG DIGITAL CONVERSION IN BROAD BAND OF FREQUENCIES

V. Zhironov¹, S. Zaytsev¹, Y. Molotkov¹, A. Ovcharenko¹

¹St. Petersburg branch «Leningrad branch Research Institute of Radio», 192029, St. Petersburg, Russian Federation

Article info

Article in Russian

For citation: Zhironov V., Zaytsev S., Molotkov Y., Ovcharenko A. Reception of the feeble energetic signal as a part of composite in case of analog digital conversion in broad band of frequencies // Proceedings of educational institutes of communication. 2017. Vol. 3. Iss. 1. PP. 36–47.

Abstract: Results of researches of the achievable relation signal/noise for a narrowband signal with considering filtering in case of analog digital conversion of a broadband composite signal are provided. Lowering of the relation signal/noise in case of broadband digitization defines possibilities of reception of feeble signals in a compound. It is connected to action of quantization noises that is especially critical in case of the small number of levels of quantization and not ideality of characteristics of ADC. The purpose of researches - to evaluate the achievable relation signal/noise when filtering feeble signals after digitization for the purpose of their further demodulation. In the course of the theoretical analysis and simulation it is shown that the pacing factor restricting the relation signal/noise is drift of zero ADC. It is shown that restoration is possible only if value of drift of zero on the module is less, than MSD of an additive noise in a compound of a composite signal.

Keywords: analog digital conversion, composite broadband signal, filtering signals.

Примером аналого-цифрового преобразования широкополосного композитного сигнала является оцифровка сигналов промежуточной частоты приемных станций спутниковой связи в полосе 950...2150 МГц с помощью широкополосного АЦП с частотой дискретизации 5000 МГц. В качестве прототипа при исследованиях использовался АЦП EV10AQ190 [1]. Предполагается, что в полосе оцифровки могут располагаться несколько сигналов с разной мощностью и полосой (рис. 1).



Рисунок 1. Композитный сигнал в полосе оцифровки

Полный композитный сигнал имеет размах по амплитуде на всю шкалу отображения АЦП с учетом пик-фактора. При моделировании в качестве контрольного используется узкополосный сигнал с отношением сигнал/шум (SNR) в согласованной полосе 6,8 дБ, чему соответствует вероятность ошибки на бит $10E-3$ для не кодированного сигнала BPSK.

Ошибки квантования и неидеальности характеристик АЦП, как дополнительный источник шума, приводят к тому, что отношение сигнал/шум на выходе АЦП оказывается ниже, чем на входе. Как следствие снижается достоверность демодуляции оцифрованного сигнала. При определенных условиях цифровой поток отсчетов перед демодуляцией можно подвергнуть усреднению чтобы снизить дисперсию шума и получить такое же отношение сигнал/шум, как на входе АЦП. Однако не исследован вопрос, каким будет отношение сигнал/шум на выходе АЦП, когда размах колебаний полезного сигнала составляет всего несколько уровней квантования. Такая ситуация возникает, когда сигнал входит в композицию, которая подвергается оцифровке широкополосным АЦП. Усиление АЦП устанавливается по средней мощности композитного процесса, поэтому вклад полезного сигнала мал и сравним с ошибками квантования. Частота дискретизации обусловлена шириной полосы композитного процесса

и на один период полезного сигнала приходится большое количество отсчетов, что позволяет снизить дисперсию шума их усреднением. Исследовательский подход основан на сочетании аналитических построений для идеального АЦП и их проверки с помощью численного эксперимента.

Широкополосный сигнал на входе АЦП можно рассматривать как сумму трех компонентов: полезного сигнала, теплового шума в его полосе частот и совокупности остальных компонентов композиции вместе с их шумом. Ввиду того, что спектры сигналов не перекрываются, спектральные компоненты вне полосы частот полезного сигнала могут быть эффективно отфильтрованы цифровым полосовым фильтром. Поток отсчетов после фильтра должен соответствовать тому, который имеет место при оцифровке одного слабого сигнала с его шумом. Полагаем, что искажениями, обусловленными фильтрацией, можно пренебречь и частота дискретизации остается достаточно высокой, чтобы было возможно усреднение отсчетов на одном периоде сигнала. Существует принципиальная возможность при расфилтровке композиции сочетать усреднение с понижением частоты дискретизации, но данный вопрос требует отдельного исследования.

Аналого-цифровое преобразование, при котором можно обеспечить демодуляцию слабых сигналов с минимальными потерями достоверности, обладает следующей особенностью: положительный и отрицательный интервалы квантования, примыкающие к нулю входного сигнала, отображаются на соседние коды, а точка нуля располагается на общей границе этих интервалов. АЦП данного типа обладают смещенными кодами – оцифровка сигнала, у которого нет постоянной компоненты, дает на выходе последовательность кодов, где присутствует постоянная составляющая с уровнем 0,5. То есть, среднее значение положительных отсчетов на 0,5 превосходит модуль среднего отрицательных. Это может привести к снижению достоверности демодуляции. Поэтому после оцифровки требуется скомпенсировать смещение. Для этого натуральные числа на выходе АЦП $i = \overline{0, 2^n - 1}$, где n – разрядность АЦП, преобразуются в действительные (полуцелые) r_i .

Так как в идеальном АЦП положительные уровни входного сигнала отображаются на возрастающую последовательность кодов, начиная с $I_0 = 2^{n-1}$, а отрицательные уровни – на убывающую, начиная с $I_0 - 1$, то скомпенсировать смещение можно с помощью преобразования: $r_i = i - I_0 + 0,5$. Далее вывод расчетных выражений будем осуществлять, полагая, что система коррекции условно входит в состав АЦП. Таким образом, АЦП можно представить в виде эквивалентной схемы, состоящей из следующих последовательно соединенных блоков.

1) Усилитель с коэффициентом передачи по напряжению $K_U = \frac{1}{\Delta}$, где Δ – шаг разрядной сетки АЦП. Коэффициент передачи усилителя выбран условно, для удобства перехода от входных уровней сигнала к числовым значениям на выходе и обратно. Предполагается, что все другие блоки имеют коэффициент

передачи 1. В реальности коэффициенты передачи блоков другие, но амплитудные соотношения между входным сигналом и цифровым потоком на выходе будут такие же, как у эквивалентной схемы.

2) Схема квантования и дискретизации. Схема квантования делит напряжение своего входного сигнала на 2^n интервалов. Пока входное напряжение находилось в пределах одного интервала квантования, на выходе квантователя будет один и тот же уровень. Таким образом, квантователь имеет 2^n дискретных состояний, переход между которыми осуществляется напряжением входного сигнала. Схема может обладать дрейфом нуля, когда все 2^n интервалов испытывают одинаковое положительное или отрицательное смещение на δ_0 мВ. Значение дрейфа, приведенное ко входу АЦП, составит $d_0 = \frac{\delta_0}{K_U} = \Delta\delta_0$ мВ. Схема дискретизации с определенной частотой считывает уровень выходного напряжения квантователя.

3) Блок кодирования и коррекции смещения кодов. Блок кодирования чувствителен к амплитуде импульсов на выходе дискретизатора и каждому из 2^n возможных уровней ставит в соответствие числовой код. Далее осуществляется коррекция смещения, как описано выше. (Это преобразование является этапом математической обработки цифрового потока и включено в состав АЦП условно).

Считаем, что на вход АЦП приходит сигнал с аддитивным белым шумом, СКО которого известно и составляет σ мВ. Также известно отношение сигнал/шум, которое равно SNR дБ. Полагая, что коэффициент шума усилителя (равный коэффициенту шума АЦП) мал, вкладом собственных шумов можно пренебречь. Тогда СКО шума на выходе усилителя представляется как $q = K_U \sigma = \frac{\sigma}{\Delta}$ мВ, а мощность полезного сигнала равна $P_{sАЦП} = q^2 10^{0,1 SNR}$ мкВт, соответственно. Если мощность случайного процесса на выходе АЦП (композиция дискретизированного белого шума и ошибок квантования) обозначить $N_{АЦП}$ (мкВт), то отношение сигнал/шум на выходе следует определить как $SNR_{АЦП} = 10 \lg \left(\frac{q^2 10^{0,1 SNR}}{N_{АЦП}} \right) = SNR - 10 \lg \left(\frac{N_{АЦП}}{q^2} \right)$. Такое определение адекватно характеризует степень искажения формы сигнала при аналого-цифровом преобразовании. Уровень подавления шума, который необходимо обеспечить для равенства отношений сигнал/шум на входе и выходе, составляет $A_N = SNR - SNR_{АЦП} = 10 \lg \left(\frac{N_{АЦП}}{q^2} \right)$ дБ.

Чтобы уяснить влияние оцифровки на дисперсию шума рассмотрим случай аналого-цифрового преобразования шума в отсутствие сигнала. Оцифровка шума трансформирует распределение его вероятностей из непрерывного в дискретное. То есть, в результате оцифровки выборочное распределение из нормального непрерывного превращается в нормальное дискретное ограниченное. Число его членов равно числу кодов АЦП. События, совокупная вероятность которых мала, можно не учитывать при расчете дисперсии – их вклад пренебрежимо мал.

Так, вероятность событий нормально распределенной случайной величины (СВ) с СКО σ за пределами интервала $[-4\sigma, 4\sigma]$ составляет $6,3 \times 10^{-5}$, а за пределами $[-5\sigma, 5\sigma]$ – $5,7 \times 10^{-7}$, соответственно.

Для дальнейшего рассмотрения примем ограничение $[-4\sigma, 4\sigma]$. В этом случае количество членов ряда выборочного распределения можно вычислить как $2(1 + E(4q))$, где $E()$ – функция взятия целой части числа. Видно, что количество членов зависит от числа кодов АЦП q , на которые отображается СКО входного шума σ . Когда отображение занимает несколько кодов ($q > 1$), в распределении будет достаточно много членов, а когда $q < \frac{1}{4}$, в распределении останется только 2 элемента.

То есть, при уменьшении входного шума, начиная с некоторого уровня, выборочное распределение на выходе АЦП вырождается в двухэлементное со значениями $\pm 0,5$ с равной вероятностью реализации. Дисперсия оцифрованного шума стабилизируется на уровне 0,25 и не изменяется при дальнейшем уменьшении шума на входе. Уровень входного шума, при котором наступает вырождение, определяется разрядностью АЦП n [2]. Увеличение разрядности на 1 ведет к снижению уровня вырождения на 6 дБ.

Рассмотрим шум, оцифрованный вместе с полезным сигналом. Если сигнал изменяется во времени непрерывно, то выборочных распределений бесконечно много. Они порождаются дискретизацией нормальных СВ, мода которых сдвигается относительно 0 на величину ошибки квантования на выходе АЦП ϑ в момент взятия отсчета. То есть, ϑ – это математическое ожидание порождающего нормального распределения. Вследствие этого выборочные распределения будут ассиметричными, в отличие от распределений при оцифровке чистого шума.

Очевидно, при одинаковом сдвиге в положительном и отрицательном направлениях будут рождаться распределения с равными дисперсиями и противоположными средними. Если размах колебаний непрерывного полезного сигнала на входе идеального АЦП равен или превышает длину интервала, отображаемого в одну кодовую позицию, ($2A_s \geq \Delta$), то будет доступен весь класс выборочных распределений. В самом деле, выражение $2A_s \geq \Delta$ преобразуется к виду $\frac{A_s}{\Delta} \geq 0,5$, где $\vartheta_{\max} = 0,5$ – максимальная ошибка квантования идеального АЦП, а $\frac{A_s}{\Delta}$ – амплитуда сигнала на выходе.

Для дальнейшего рассмотрения примем, что соотношение $\frac{A_s}{\Delta} \geq 0,5$ выполняется. Дрейф нулевой точки АЦП меняет распределение ошибок квантования. Они будут принимать значения в интервале $\vartheta \in [\delta_0 - 0,5; \delta_0 + 0,5]$, где δ_0 – значение дрейфа нуля. Появляются выборочные распределения с новыми модами, но множество дисперсий будет соответствовать множеству дисперсий всех распределений с модами $\vartheta \in [0, 0,5]$, как у идеального АЦП. При $q \geq 1$ сдвиг моды

порождающего распределения в этих пределах практически не сказывается на дисперсии выборочного, но при $\varrho < 1$, влияние может быть существенным.

Дисперсию отсчетов на выходе АЦП $D_{\text{АЦП}}$ при известном ϱ и фиксированной ошибке квантования ϑ можно вычислить как разность второго начального момента $M_2(\varrho, \vartheta)$ и квадрата математического ожидания $M_1(\varrho, \vartheta)$ выборочного распределения:

$$D_{\text{АЦП}}(\varrho, \vartheta) = M_2(\varrho, \vartheta) - M_1(\varrho, \vartheta)^2. \quad (1)$$

Подставляя в (1) расчетные выражения для моментов $M_1(\varrho, \vartheta) = \sum_{i=m_-}^{m_+} r_i \Phi(i, \varrho, \vartheta)$, $M_2(\varrho, \vartheta) = \sum_{i=m_-}^{m_+} r_i^2 \Phi(i, \varrho, \vartheta)$, получаем:

$$D_{\text{АЦП}}(\varrho, \vartheta) = \sum_{i=m_-}^{m_+} r_i^2 \Phi(i, \varrho, \vartheta) - \left(\sum_{i=m_-}^{m_+} r_i \Phi(i, \varrho, \vartheta) \right)^2, \quad (2)$$

где $m_+ = I_0 + E(\vartheta + 4\varrho)$;

$m_- = I_0 - 1 + E(\vartheta - 4\varrho)$;

$F_n(x)$ – функция распределения стандартной нормальной СВ;

$$\Phi(i, \varrho, \vartheta) = F_n\left(\frac{r_i + 0,5 - \vartheta}{\varrho}\right) - F_n\left(\frac{r_i - 0,5 - \vartheta}{\varrho}\right) = F_n\left(\frac{i - I_0 + 1 - \vartheta}{\varrho}\right) - F_n\left(\frac{i - I_0 - \vartheta}{\varrho}\right).$$

Если полезный сигнал непрерывен во времени, то возникающие ошибки квантования можно представить как непрерывную СВ с некоторой плотностью распределения вероятностей f_ϑ , определенной на интервале $[\delta_0 - 0,5; \delta_0 + 0,5]$.

Случайный процесс на выходе АЦП по существу представляет собой дискретизацию нормальной СВ, у которой математическое ожидание само является случайной величиной ошибок квантования. Таким образом, моменты выборочного распределения можно вычислить усреднением по распределению вероятностей ошибок квантования. Дисперсия процесса представляется выражением:

$$D_{\text{АЦП}}(\varrho, \delta_0) = \int_{\delta_0 - 0,5}^{\delta_0 + 0,5} M_2(\varrho, \vartheta) f_\vartheta(\vartheta) d\vartheta - \left(\int_{\delta_0 - 0,5}^{\delta_0 + 0,5} M_1(\varrho, \vartheta) f_\vartheta(\vartheta) d\vartheta \right)^2, \quad (3)$$

а мощность дискретного шума на выходе АЦП определяется как начальный момент второго порядка:

$$N_{\text{АЦП}}(\varrho, \delta_0) = \int_{\delta_0 - 0,5}^{\delta_0 + 0,5} M_2(\varrho, \vartheta) f_\vartheta(\vartheta) d\vartheta. \quad (4)$$

В случае дискретного сигнала (не является непрерывным во времени) интегрирование заменяется суммированием по ряду распределения ошибок квантования. В частности, при оцифровке прямоугольных биполярных импульсов с равной вероятностью прихода, множество ошибок квантования вырождается до двух чисел $\pm\vartheta + \delta_0$ с вероятностью реализации 0,5.

Можно считать, что практически всегда ошибка квантования, приведенная к выходу АЦП, распределена равномерно на интервале протяженностью 1 и поэтому $f_{\vartheta} = 1$. Чем больше амплитуда входного сигнала, тем выше вероятность выполнения этого предположения. Когда амплитуда входного сигнала мала и сравнима с длиной интервала квантования Δ , равномерное распределение ошибок квантования можно рассматривать как худший случай с максимальной дисперсией. Принимая предположение, что $f_{\vartheta} = 1$, дисперсию процесса на выходе АЦП (3) можно представить в виде:

$$D_{\text{АЦП}}(q, \delta_0) = \int_{\delta_0-0,5}^{\delta_0+0,5} M_2(q, \vartheta) d\vartheta - \delta_0^2, \quad (5)$$

где учтено соотношение $\int_{\delta_0-0,5}^{\delta_0+0,5} M_1(q, \vartheta) d\vartheta = \delta_0$, а мощность шума (4) получает представление:

$$N_{\text{АЦП}}(q, \delta_0) = \int_{\delta_0-0,5}^{\delta_0+0,5} M_2(q, \vartheta) d\vartheta. \quad (6)$$

Тогда отношение сигнал/шум (дБ) на выходе АЦП вычисляется с помощью выражения:

$$SNR_{\text{АЦП}}(q, \delta_0) = SNR - 10 \lg \left(\frac{\int_{\delta_0-0,5}^{\delta_0+0,5} M_2(q, \vartheta) d\vartheta}{q^2} \right), \quad (7)$$

а уровень подавления шума (дБ), необходимый для восстановления отношения сигнал/шум, составит:

$$A_N(q, \delta_0) = 10 \lg \left(\frac{\int_{\delta_0-0,5}^{\delta_0+0,5} M_2(q, \vartheta) d\vartheta}{q^2} \right). \quad (8)$$

Числитель выражения (8) можно представить в виде суммы дисперсии и мощности постоянной составляющей: $N_{\text{АЦП}}(q, \delta_0) = D_{\text{АЦП}}(q, \delta_0) + \delta_0^2$. Так как мощность постоянной составляющей не может быть снижена усреднением, то уравнение для необходимого количества отсчетов N на период усреднения, при котором можно обеспечить восстановление отношения сигнал/шум на выходе АЦП, представляется в виде:

$$\frac{D_{\text{АЦП}}(q, \delta_0)}{N} + \delta_0^2 = q^2. \quad (9)$$

Решая его, получаем:

$$N(q, \delta_0) = \frac{\int_{\vartheta_{\delta_0-0,5}}^{\delta_0+0,5} M_2(q, \vartheta) d\vartheta - \delta_0^2}{q^2 - \delta_0^2}; \quad \delta_0 < q. \quad (10)$$

Восстановление отношения сигнал/шум принципиально возможно только при выполнении условия $\delta_0 < \varrho$, что накладывает ограничение на допустимый дрейф нуля АЦП. В отсутствие дрейфа восстановление принципиально возможно при любых значениях СКО шума. При этом необходимое количество отсчетов на период усреднения составит:

$$N_0(\varrho) = 1 + E \left(\frac{\int_{-0,5}^{0,5} M_2(\varrho, \vartheta) d\vartheta}{\varrho^2} \right). \quad (11)$$

Если ограничить максимально возможный дрейф нуля как некоторую долю ϱ $\delta_0 \leq \beta\varrho$, где $\beta \in (0, 1)$, то необходимое количество отсчетов для восстановления вычисляется согласно выражению:

$$N(\varrho, \beta) = 1 + E \left(\frac{\int_{\beta\varrho-0,5}^{\beta\varrho+0,5} M_2(\varrho, \vartheta) d\vartheta - \beta^2\varrho^2}{\varrho^2(1 - \beta^2)} \right). \quad (12)$$

Очевидно, при наличии дрейфа нуля требуется больше отсчетов, чем для восстановления отношения на выходе идеального АЦП. И чем ближе δ_0 к допустимому пределу (β ближе к 1), тем больше требуется отсчетов. Следующее выражение позволяет вычислить ухудшение отношения сигнал/шум на выходе АЦП после усреднения N отсчетов при произвольном дрейфе нуля:

$$A_N(\varrho, \delta_0, N) = 10 \lg \left(\frac{\frac{1}{N} \left(\int_{\delta_0-0,5}^{\delta_0+0,5} M_2(\varrho, \vartheta) d\vartheta - \delta_0^2 \right) + \delta_0^2}{\varrho^2} \right). \quad (13)$$

Расчеты представленных выше зависимостей можно выполнить с привлечением численных методов в системе Matlab.

На рис. 2 приведены результаты расчета (согласно выражению 5) зависимости дисперсии процесса на выходе АЦП от дрейфа нуля δ_0 при малых значениях ϱ (на графиках обозначается как СКО теплового шума на выходе усилителя). Представлен характерный участок, так как зависимость периодическая с периодом 1 и имеет место симметрия относительно 0. Таким образом, дисперсия зависит от дрейфа нуля в пределах $[0; 0,5]$, а за пределами этого интервала зависимость воспроизводится. Видно, что при уменьшении ϱ максимальное значение дисперсии приближается к 0,25 сверху, а минимальное приближается к 0. При увеличении ϱ максимальное значение дисперсии возрастает и сокращается разница между максимумом и минимумом.

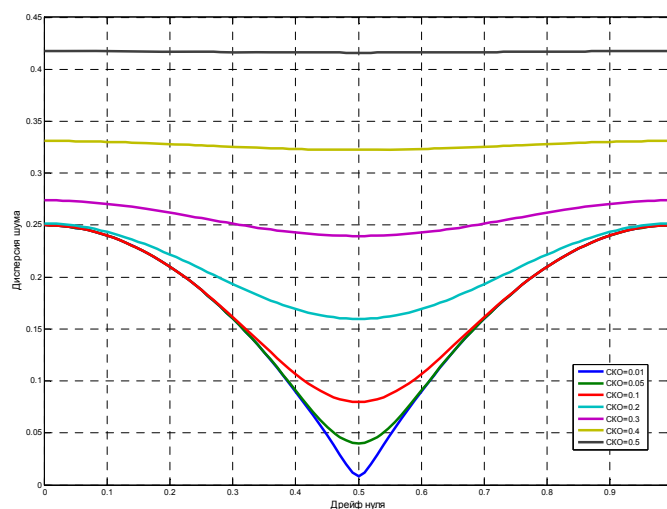


Рисунок 2. Дисперсия случайного процесса на выходе АЦП в зависимости от дрейфа нуля при различных СКО теплового шума

На рис. 3 представлены графики зависимости мощности случайного процесса на выходе АЦП и постоянной составляющей, обусловленной дрейфом нуля. Результаты получены с использованием выражения (6). Видно, что при $\rho > 0,3$, когда вариации дисперсии уменьшаются, рост мощности процесса происходит только за счет постоянной составляющей. При $\rho < 0,1$, когда заметно вырождение выборочного распределения, дрейф нуля почти до значений $\delta_0 = 0,5$ практически не влияет на мощность случайного процесса. Она почти постоянна и равна 0,25, не зависимо от значения ρ .

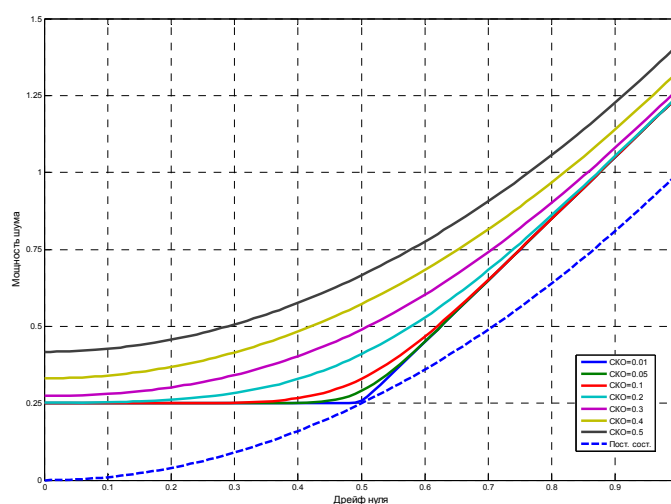


Рисунок 3. Мощность случайного процесса на выходе АЦП в зависимости от дрейфа нуля при различных СКО теплового шума

Графики ухудшения отношения сигнал/шум на выходе АЦП (дБ), в зависимости от дрейфа нуля при малых значениях ρ представлен на рис. 4. Для расчета использовано выражение (8). Видно, что при уменьшении ρ необходимый

уровень подавления шума возрастает. Он также растет при увеличении дрейфа нуля.

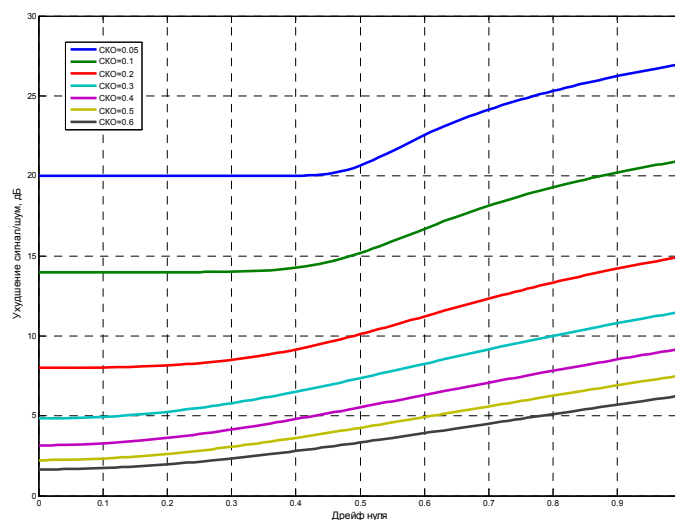


Рисунок 4. Ухудшение отношения сигнал/шум на выходе АЦП в зависимости от дрейфа нуля при различных СКО теплового шума

В таблице представлены результаты расчета необходимого количества отсчетов для восстановления отношения сигнал/шум на выходе АЦП при различных значениях ϱ . В таблице N_0 – количество отсчетов для идеального АЦП, N_1 рассчитано при $\beta = 0,9$, N_2 при $\beta = 0,95$, а N_3 при $\beta = 0,99$, соответственно. В трех последних колонках представлено остаточное значение ухудшения отношения в точке предельного дрейфа нуля $\delta_0 = \varrho$.

Из таблицы видно, что для идеального АЦП восстановление отношения сигнал/шум на выходе легко осуществить, усредняя относительно небольшое количество отсчетов. Это возможно вплоть до уровней шума составляющих 0,1 от интервала квантования. Предполагая, что количество отсчетов на период сигнала должно примерно на порядок превосходить количество отсчетов, приходящихся на интервал усреднения, можно заключить, что 12000 отсчетов на период сигнала будет достаточно во всех случаях. Если максимальный дрейф нуля составляет $\delta_0 = 0,9\varrho$, то для восстановления требуется 1280 отсчетов на период при $\varrho = 0,1$, а при $\varrho = 0,2$ понадобится уже только 300 отсчетов. Видно, что с ростом ϱ необходимое количество отсчетов быстро уменьшается, приближаясь к некоторой асимптоте. Приближение дрейфа нуля к границе возможного восстановления при $\delta_0 = 0,99\varrho$ требует увеличения количества отсчетов примерно на порядок. При этом улучшение восстановления составляет около 0,5 дБ. Поэтому можно считать, что $\delta_0 = 0,9\varrho$ является разумным ограничением на допустимый дрейф нуля, при котором можно осуществить восстановление отношения сигнал/шум на выходе АЦП с приемлемым качеством и небольшими затратами.

Таблица. Необходимое количество отсчетов
для восстановления отношения сигнал/шум на выходе АЦП

ϱ	$N_0,$ $\delta_0 = 0$	$N_1,$ $\delta_0 = 0,9\varrho$	$N_2,$ $\delta_0 = 0,95\varrho$	$N_3,$ $\delta_0 = 0,99\varrho$	$A_N(N_1),$ дБ	$A_N(N_2),$ дБ	$A_N(N_3),$ дБ
0,01	2501	13154	25632	125579	0,7554	0,4040	0,0856
0,025	400	2101	4094	20052	0,7551	0,4039	0,0856
0,05	100	523	1017	4976	0,7529	0,4034	0,0856
0,1	26	128	248	1208	0,7463	0,4012	0,0854
0,2	7	30	58	280	0,7364	0,3964	0,0851
0,3	4	15	29	141	0,7416	0,3994	0,0852
0,4	3	11	21	102	0,7321	0,3988	0,0852
0,5	2	9	18	84	0,7367	0,3839	0,0852
0,6	2	8	16	74	0,7293	0,3799	0,0850
0,7	2	8	14	68	0,6726	0,3970	0,0848
0,8	2	7	13	64	0,7190	0,4019	0,0847
0,9	2	7	13	61	0,6902	0,3852	0,0850
1	2	7	12	59	0,6695	0,4029	0,0850
1	2	7	12	59	0,6695	0,4029	0,0850
2	2	6	11	53	0,6952	0,3929	0,0845
3	2	6	11	52	0,6809	0,3846	0,0842
4	2	6	11	51	0,6759	0,3817	0,0852
5	2	6	11	51	0,6736	0,3803	0,0849
6	2	6	11	51	0,6723	0,3796	0,0847
7	2	6	11	51	0,6716	0,3791	0,0846
8	2	6	11	51	0,6711	0,3788	0,0845
9	2	6	11	51	0,6707	0,3786	0,0845
10	2	6	11	51	0,6705	0,3785	0,0845
20	2	6	11	51	0,6697	0,3780	0,0844
30	2	6	11	51	0,6696	0,3780	0,0843
40	2	6	11	51	0,6695	0,3779	0,0843
100	2	6	11	51	0,6695	0,3779	0,0843

На рисунке 5 штриховыми линиями представлена зависимость ухудшения отношения сигнал/шум на выходе АЦП до восстановления, а сплошными – после восстановления при допустимом дрейфе нуля $\delta_0 = 0,9\varrho$, с количеством усреднений, зависящим от ϱ и равным N_1 из таблицы. Для расчета использовалось выражение (13).

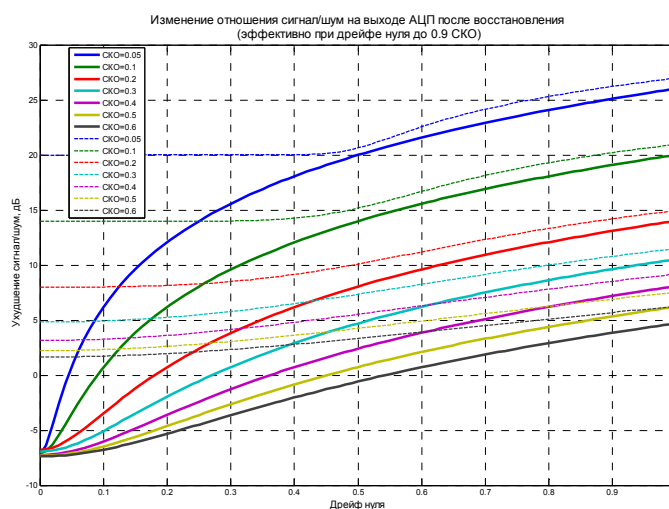


Рисунок 5. Изменение отношения сигнал/шум на выходе АЦП после восстановления

Анализируя полученные результаты, можно прийти к следующим заключениям.

1) Отношение сигнал/шум на выходе АЦП принципиально возможно восстановить только если значение дрейфа нуля по модулю меньше, чем СКО аддитивного шума, пришедшего с сигналом. Если условие нарушается, то мощность постоянной составляющей, обусловленной дрейфом нуля, превосходит дисперсию случайного процесса на выходе АЦП (дискретизации шума и ошибок квантования).

2) Эффективное восстановление методом скользящего среднего возможно в случае, если модуль дрейфа нуля не превышает 90 % от СКО аддитивного шума, которое в свою очередь составляет не менее 10 % от ширины интервала квантования АЦП Δ . Чем больше значение СКО шума, тем эффективнее и проще восстановление – требуется небольшое количество отсчетов для усреднения. При этом снижаются требования к стабильности положения точки нуля.

3) Когда после восстановления дрейф нуля выходит за пределы допустимого, то ухудшение отношения сигнал/шум на выходе АЦП происходит в основном за счет постоянной составляющей, обусловленной с дрейфом.

4) Увеличение разрядности АЦП на 1 позволяет снизить на 6 дБ мощность входного шума, при котором возможно эффективное восстановление отношения сигнал/шум на выходе АЦП при условии, что относительная стабильность положения нулевой точки должна остаться на прежнем уровне (абсолютная будет улучшена на 6 дБ).

Список используемых источников

1. EV10AQ190. Low power QUAD 10-bit 1.25 Gsps ADC Operating up to 5 Gsps. Datasheet. Company «e2v semiconductors». 2010.
2. Walt Kester. Data conversion handbook. Analog Devices, Inc. 2005. P. 953.