

УДК 621.396

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

И.И. ЗАБЕНЬКОВ, Н.Н. ИСАКОВИЧ, С.Л. ЖДАНОВ, Д.А. ЕНЬКОВ, А.И. ЗАБЕНЬКОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь**Поступила в редакцию 12 октября 2005*

Объединены и обобщены сведения об аналого-цифровом преобразовании и ключевые моменты в проектировании приемных устройств. Рассмотрены свойства и характеристики преобразователей, представляющие практический интерес. Разработана методика расчета коэффициента шума аналого-цифрового преобразователя, которая может быть применена разработчиками радиоэлектронных устройств и систем при решении практических задач проектирования.

Ключевые слова: цифровой приемник, аналого-цифровой преобразователь, динамический диапазон, коэффициент шума, частота дискретизации, отношение сигнал/шум.

Введение

Проектирование радиоприемных устройств (РПрУ) — весьма сложное искусство, представляющее собой поиск компромиссов и выгодных разменов между количеством преобразований частоты, величинами промежуточных частот, сложностью схемотехники каждого каскада приемника и цифровой обработки радиосигнала и т.д.

При современном уровне технологии большинство радиоприемников и передатчиков могут быть реализованы в цифровой форме. В максимальном приближении цифровой части РПрУ к антенне (рис. 1) кроется множество преимуществ. Фактически размещение аналого-цифрового преобразователя (АЦП) на выходе высокочастотной части и выполнение непосредственной дискретизации на радиочастоте или на промежуточной частоте может показаться привлекательным, однако имеет несколько серьезных недостатков (в частности, в отношении чувствительности и внеполосного подавления).

Дискретизация сигналов на высокой частоте (радиочастоте или на промежуточной) предъявляет высокие требования к параметрам АЦП и цифроаналоговых преобразователей (ЦАП). Однако технология преобразователей прогрессирует, и теперь программируемое радио (software-defined radio, SDR) применяется на практике в большинстве беспроводных стандартов связи.

Кроме того, это дает основу для объединения на одном кристалле всех частей РПрУ, что входит в противоречие с традиционной супергетеродинной структурой. Разработчики приемных и передающих сигнальных процессоров (RSP и TSP) стремятся достичь столь же высоких параметров, используя структуру с единственным преобразованием частоты. При этом утрачивается необходимость применения сложного внешнего полосового фильтра. Фактически множество фильтров, которые легко реализуются программно, невозможно спроектировать в аналоговом виде. Единственным аналоговым каскадом остается преселектор, который обязательно должен включать в себя антизэлайсинговый фильтр (фильтр помех наложения, возникающих при последующем аналого-цифровом преобразовании сигнала).

Дополнительной функцией цифровой обработки в RSP является функция децимации цифрового потока, которая сужает полосу пропускания, выделяя только интересующий сигнал. Последующие частные виды цифровой обработки сигнала, такие как согласованная фильтрация, восстановление тактовой частоты, выполняются отдельными ветвями общей программы обработки. Возможность параллельной обработки нескольких каналов приема реализуется путем подключения соответствующего числа RSP к выходу одного и того же АЦП (рис. 1).

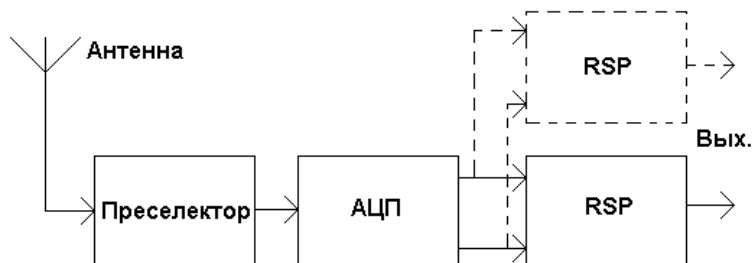


Рис. 1. Структура цифрового РПрУ

Целью данной статьи является объединение известных знаний об аналого-цифровом преобразовании, его свойствах, характеристиках АЦП и ключевых моментов в проектировании приемных устройств в единую методику выбора АЦП, которая была бы весьма полезна разработчикам радиоэлектронных устройств и систем.

Аналогии в проектировании цифровых и аналоговых РПрУ

Расчет цифрового приемника имеет много сходства с расчетом аналогового приемника. Важнейшим критерием качества цифровых систем, как и аналоговых, является отношение сигнал/шум. В аналоговых системах чувствительность приемника определяется как минимальный уровень входного сигнала, при котором на выходе получается сигнал требуемого качества. Формула для расчета чувствительности включает в себя данный параметр [1–10]:

$$\text{Sens} = \text{MDS} + \text{SNR}, \text{ дБ.}$$

Здесь MDS — минимальный детектируемый уровень сигнала, который еще может быть обработан системой (в децибелах); SNR — отношение сигнал/шум, требуемое для обеспечения нужного качества принимаемого сигнала. MDS обычно принимают равным уровню шумов (noise floor) на входе.

Для приемников дискретных сигналов требуемое качество определяется вероятностью ошибки при некотором заданном отношении сигнал/шум, но для цифровых систем эта величина имеет несколько иную интерпретацию — отношение энергии на бит к спектральной плотности шума [1–10]:

$$P_e = f\left(\frac{E_b}{N_0}\right),$$

где E_b — энергия сигнала, приходящаяся на один бит передаваемой информации; N_0 — спектральная плотность шумов. Величина отношения энергии на один символ, передаваемый по каналу связи, к спектральной плотности шумов в общем случае связана с отношением сигнал/шум в тракте передачи сигнала следующей формулой [2]:

$$\frac{E_s}{N_0} = \text{SNR} \frac{W}{R},$$

где W — ширина полосы канала, Гц; R — символьная скорость передачи информации по каналу связи, симв/с. Соотношение между энергией на символ и энергией на один бит передаваемой полезной информации зависит от примененных схем модуляции и помехоустойчивого кодиро-

вания, т. е. от числа битов, приходящихся на один каналный символ, и избыточности выбранной схемы кодирования.

При преобразовании частоты в супергетеродинных приемниках на выходе смесителя появляются комбинационные частоты, определяемые по формуле [1–10]:

$$f_{IF} = \pm m f_c \pm n f_{LO},$$

где f_{IF} — промежуточная частота приемника; f_{LO} — частота гетеродина; $m, n=1, 2, 3, \dots$

Полезный сигнал с частотой f_c переносится на промежуточную частоту $f_{IF} = f_{LO} - f_c$. Зеркальным каналом f_3 называется канал приема, расположенный симметрично полезному сигналу относительно сигнала гетеродина, и он также попадает на выход преобразователя частоты в результате преобразования $f_{IF} = f_3 - f_{LO}$ (рис. 2).

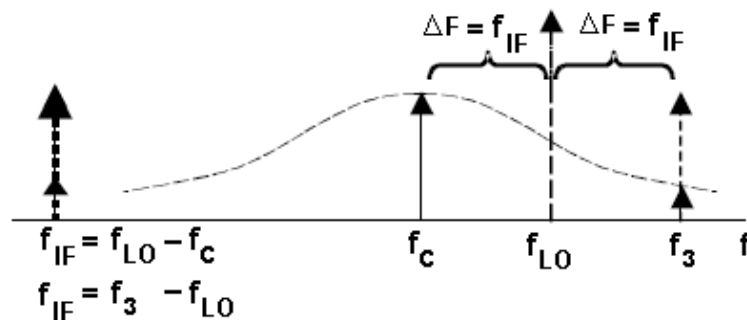


Рис. 2. Зеркальный канал приема в супергетеродинном приемнике

Таким же образом при дискретизации аналогового сигнала в цифровом РПрУ появляются составляющие на частотах, определяемых по идентичной формуле: $\pm K f_s \pm f_c$, где f_s — частота дискретизации АЦП; $K=1, 2, 3, \dots$ Эти комбинационные частоты являются зеркальными отражениями частоты сигнала относительно гармоник частоты дискретизации и называются изображениями полезного сигнала (в зарубежной литературе image) (рис. 3).

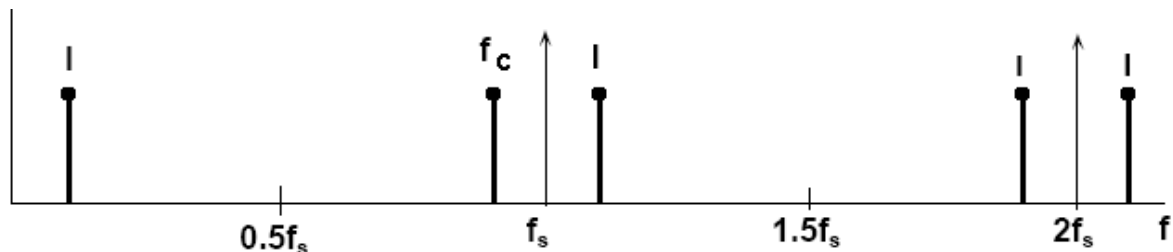


Рис. 3. Комбинационные частоты при дискретизации аналогового сигнала в цифровом приемнике (I — изображения интересующего сигнала)

Очевидно, что такое же значение может принять и линейная комбинация частоты дискретизации и сигнала, расположенного на одной из частот изображений. Следовательно, для цифровых приемников подавление зеркальных каналов не менее актуально, чем для аналоговых. Фильтр, предназначенный для подавления изображений полезного сигнала в цифровых РПрУ, упомянут выше и называется антиэлайсинговым.

Одним из важных параметров, характеризующих преселектор аналогового приемника и приводимых в спецификациях, является подавление соседнего и зеркального каналов. Величину его задает разработчик исходя из требований к качеству принятого сигнала. Таким же образом, исходя из требований к качеству, определяются характеристики антиэлайсингового фильтра цифрового РПрУ.

Приведенные примеры свидетельствуют о наличии сходства между цифровыми и аналоговыми РПрУ, следовательно, при расчете цифровых устройств можно применить те же методы, что и при расчете аналоговых, воспользовавшись такими же исходными данными.

Характерное отличие цифровых РПрУ от аналоговых

Существенным отличием цифровых РПрУ от аналоговых является их характеристика по интермодуляционным искажениям. Если на входе аналогового приемника, нелинейность передаточной функции которого аппроксимируется степенным рядом, присутствуют сигналы двух частот, f_1 и f_2 , комбинация которых $2 \cdot f_1 - f_2$ попадает в полосу полезного сигнала, то при увеличении амплитуды одного из этих колебаний на 1 дБ интермодуляционный продукт 3-го порядка возрастает на 3 дБ, т. е. в кубической пропорции. В случае сильного сигнала он появляется над уровнем остальных шумов, вызывая тем самым уменьшение динамического диапазона РПрУ (DR).

При достижении сигналом на входе определенного уровня он начинает постепенно ограничиваться по амплитуде. Точка на кривой коэффициента передачи, в которой реальный выходной сигнал РПрУ отличается на 1 дБ от идеального в случае линейной передачи, называется точкой компрессии в 1 дБ (CP1dB).

Для аналоговых приемников параметр интермодуляции IP3 является одним из важнейших, на который разработчик должен обратить внимание в первую очередь. Это точка пересечения прямой роста интермодуляционных искажений (IMD) с прямой линейного коэффициента передачи. Обычно компрессия сигнала при достижении верхней границы динамического диапазона происходит раньше, чем достигается данная точка пересечения, поэтому она лежит на воображаемом продолжении прямых и является теоретической (рис. 4). Из рисунка видно, что чем больше параметр IP3, тем ниже пролегает прямая роста интермодуляционных искажений и тем шире динамический диапазон РПрУ.

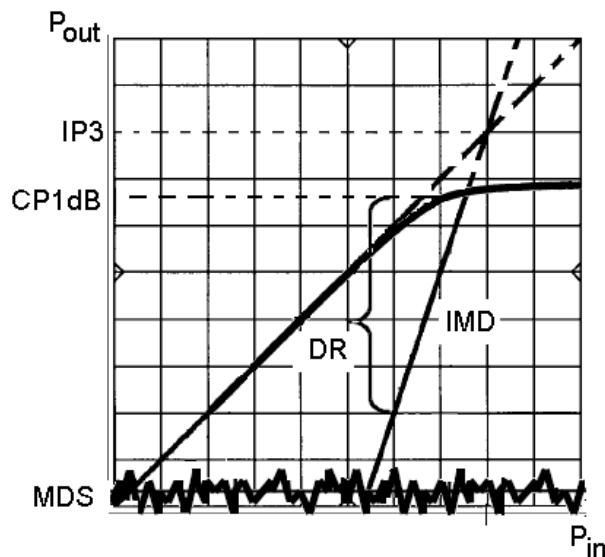


Рис. 4. Интермодуляция в аналоговом приемнике и динамический диапазон

Иная картина наблюдается в цифровых РПрУ. Для АЦП параметр интермодуляции IP3 теряет свою актуальность, поскольку интермодуляционные продукты изменяются непредсказуемо (не являются функцией амплитуды сигнала). При достижении сигналом уровня полной шкалы не происходит постепенной компрессии. В АЦП имеет место жесткое ограничение (клиппирование) сигнала, приводящее к резкому росту продуктов искажения. При уровне сигнала ниже полной шкалы интермодуляционные продукты остаются относительно постоянными (рис. 5). Это означает, что при увеличении сигнала на 1 дБ они также возрастают на 1 дБ. В этом и состоит существенное отличие цифровых РПрУ от аналоговых.

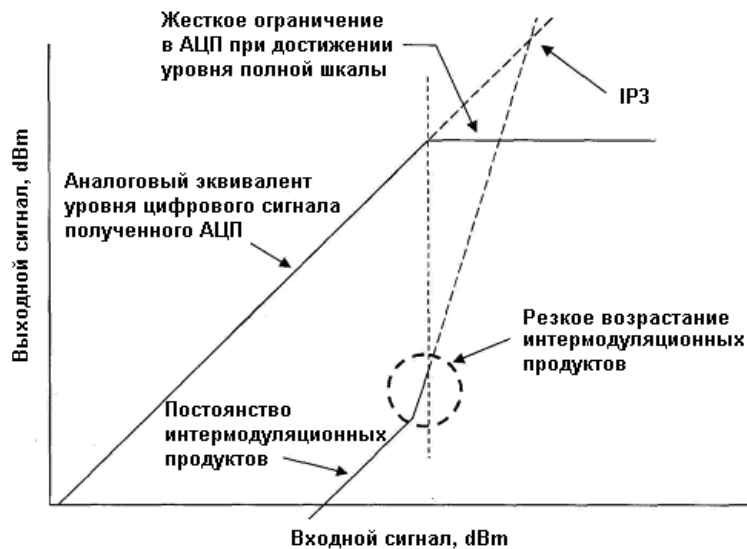


Рис. 5. Поведение интермодуляционных продуктов в АЦП

Увеличение интермодуляции может иметь место только при приближении к уровню полной шкалы, а в качественных АЦП может вообще отсутствовать в пределах всего динамического диапазона. Причиной того, что современные АЦП не подвержены влиянию интермодуляции, является то, что в параллельных преобразователях (флэш-конвертерах) на ключах в каждый момент времени действует строго фиксированное напряжение, равное единице младшего разряда, благодаря чему ключи работают в линейном режиме.

Поскольку интермодуляция в приемниках с АЦП, расположенным близко к антенному входу, практически отсутствует, с увеличением сигнала имеет место рост динамического диапазона, в то время как в аналоговых РПрУ из-за интермодуляции динамический диапазон снижается. На рис. 6 представлена зависимость величин SFDR, SNR и THD (общих гармонических искажений) современного АЦП от уровня входного сигнала.

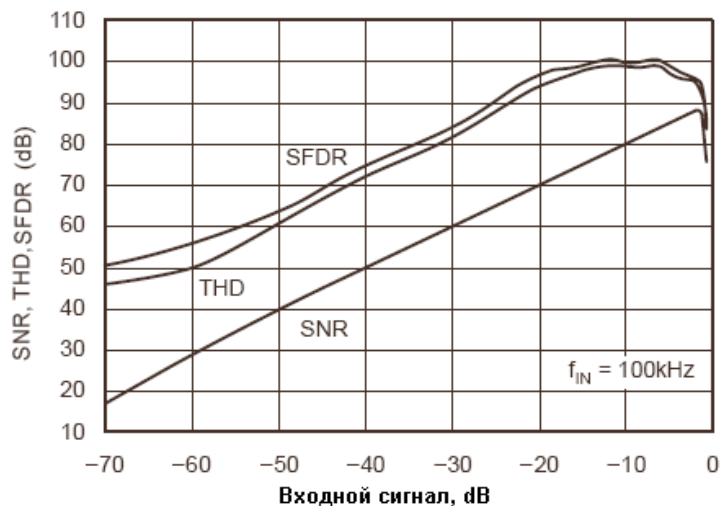


Рис. 6. Зависимость величины SFDR, SNR и THD от уровня входного сигнала

Основные параметры цифрового РПрУ

Основными параметрами цифрового РПрУ являются чувствительность, определяемая коэффициентом шума, частота дискретизации АЦП f_s и динамический диапазон DR.

Для выбора частоты дискретизации f_s в зависимости от несущей частоты сигнала f_c и ширины его спектра ΔF могут быть использованы два ключевых выражения [3, 4]:

$$f_s > 2\Delta F$$

и

$$f_s = \frac{4f_c}{2NZ - 1},$$

где $NZ=1, 2, 3 \dots$ — номер зоны Найквиста, в которую попадает несущая сигнала (зоной Найквиста называется полоса частот от 0 до $f_s/2$). Весь частотный спектр делится на бесконечное число зон Найквиста, равных по ширине $f_s/2$).

К расчету частоты дискретизации следует подходить очень тщательно, так как правильный ее выбор позволяет улучшить соотношение цена/качество проектируемого устройства, что является одной из важнейших задач разработчика радиоэлектронных систем.

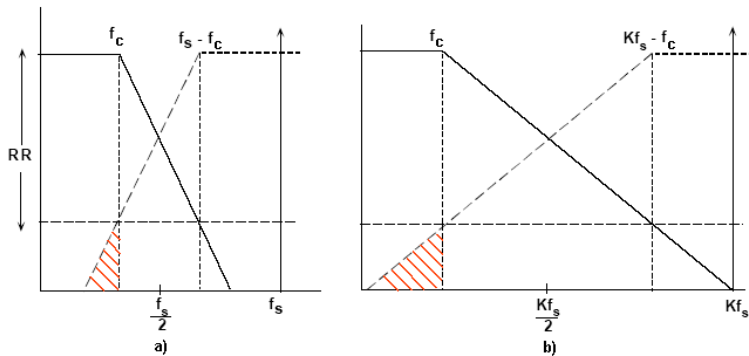


Рис. 7. К пояснению требований к антиэлайсинговому фильтру

рование такого фильтра более легкой задачей. На практике процесс проектирования аналогового фильтра начинается с выбора начальной частоты дискретизации, превышающей частоту сигнала f_c в (2,5–4) раза. Затем следует определить характеристики фильтра на основе требований к динамическому диапазону и выяснить, реализуем ли данный фильтр при условии ограничений, накладываемых на стоимость и параметры системы. Требования к антиэлайсинговому фильтру могут быть также снижены, если существует уверенность, что на границе полосы заграждения фильтра ($f_s - f_c$) никогда не появится максимальный уровень сигнала (сигнал полной шкалы, FS). Во многих системах вероятность такого события стремится к нулю, поэтому на некоторую величину может быть уменьшено и ослабление на границе полосы задержания фильтра. Делая подобные предположения, следует учитывать шумовые сигналы, которые могут появиться на частотах, выше, чем f_c , и затем отобразиться в основную полосу полезного сигнала.

Отношение сигнал/шум N -битного идеального АЦП определяется следующей формулой [4]:

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

Во многих системах реальный информационный сигнал занимает полосу ΔF , гораздо меньшую, чем $f_s/2$. Если для фильтрации шумовых составляющих, расположенных вне полосы ΔF сигнала, используется цифровой фильтр, то в выражение (1) вносится корректирующий коэффициент (называемый выигрышем за счет обработки), который учитывает результирующее увеличение SNR и в некоторых приложениях может быть весьма значительным:

$$SNR = 6,02N + 1,76 \text{ дБ} + 101g\left(\frac{f_s}{2\Delta F}\right).$$

Особое внимание при разработке цифрового РПрУ следует уделить динамическому диапазону. Пожалуй, самой важной характеристикой АЦП, применяемого в телекоммуникационных приложениях, является динамический диапазон, свободный от помех (SFDR в зарубежных источниках). SFDR АЦП определяется как отношение среднеквадратического значения

амплитуды сигнала к среднеквадратическому значению максимальной побочной спектральной составляющей, измеренной в интересующем диапазоне частот (обычно от 0 до $f_s/2$), хотя на практике полезный сигнал занимает меньшую полосу, как уже было сказано выше. Иногда спектр частот делится на области внутри полосы и вне полосы интересующего сигнала (фильтруемые цифровым способом). В данном случае в спецификации могут быть указаны параметры SFDR в полосе сигнала и внеполосный SFDR отдельно.

Для сильного сигнала, приближающегося к уровню полной шкалы (FS), пиковая побочная спектральная составляющая определяется одной из первых гармоник основной частоты. Однако при снижении уровня сигнала на несколько децибелов ниже полной шкалы появляются иные побочные составляющие, не являющиеся прямыми гармониками входного сигнала. Причиной этого является дифференциальная нелинейность передаточной функции АЦП. Таким образом, SFDR учитывает все источники искажений вне зависимости от их происхождения (рис. 8).

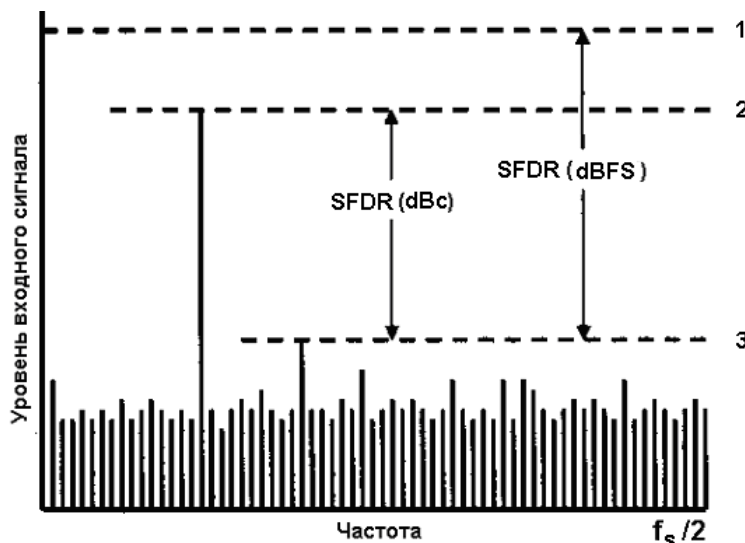


Рис. 8. Динамический диапазон, свободный от помех: 1 — уровень сигнала полной шкалы; 2 — уровень входного сигнала; 3 — уровень наихудшей помехи

Ключом к достижению высокого SFDR является минимизация нелинейности каждого из этих блоков.

Существенно уменьшить искажения, вносимые входными каскадами АЦП, невозможно, однако нелинейность передаточной функции кодирующего устройства в АЦП может быть снижена путем правильного использования искусственно внесенного (подмешиваемого) шума (dither), суммируемого с входным аналоговым сигналом.

Внесенный шум улучшает SFDR АЦП при определенных условиях. Например, даже в высококачественном АЦП существует некоторая корреляция между шумом квантования и входным сигналом. Данное явление снижает SFDR, особенно если входной сигнал является кратным частоте дискретизации. Добавление к входному сигналу широкополосного шума амплитудой, приблизительно равной половине младшего значащего разряда (МЗР), приводит к рандомизации шума квантования и минимизирует данный эффект. Однако в большинстве систем и без того достаточно источников шума, поэтому внесение отдельного генератора шума в схему не требуется. Увеличение среднеквадратического уровня шума в широкой полосе ведет к соответствующему ухудшению SNR.

Другим легко реализуемым 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 $f_s/2$. Поскольку вносимый шум занимает гораздо меньшую полосу, чем

В общем случае значение SFDR значительно больше, чем теоретическое значение SNR. Причиной этого являются фундаментальные различия между измерениями шумов и искажений. Увеличение разрешения АЦП может быть использовано для увеличения SNR, однако при этом SFDR может и не улучшиться.

При максимизации SFDR в высокоскоростных АЦП существует два существенных ограничения. Первое обусловлено искажениями, вносимыми предварительным усилителем и устройством выборки и хранения, второе связано с нелинейностью реальной передаточной характеристики кодирующей части АЦП.

сигнал, ухудшение ОСШ будет весьма незначительным по сравнению со случаем подмешивания шума в широкой полосе.

Для рандомизации ошибок, обусловленных дифференциальной нелинейностью (ДНЛ) по всему входному диапазону АЦП, т. е. для снижения среднего значения данной ошибки, необходимо подобрать определенный уровень внеполосного вносимого шума. В примере, приведенном на рис. 9, показано, что если вносимый шум "от пика до пика" в 2 раза больше, чем разность между уровнями, при которых ошибка ДНЛ максимальна, то это даст максимальное улучшение характеристик по нелинейности. Среднеквадратическое значение вносимого узкополосного шума рассчитывается из амплитуды «от пика до пика» путем деления на 6,6, поскольку шум предполагается гауссовским.

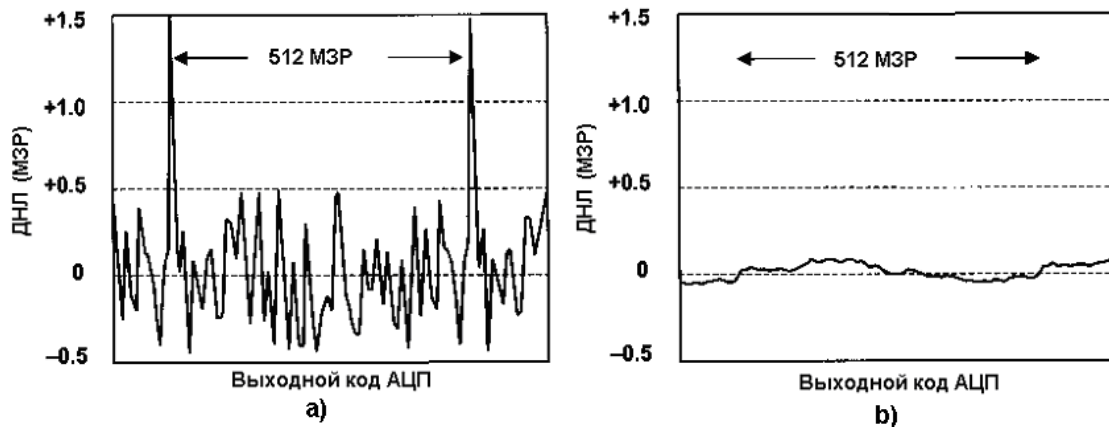


Рис. 9. Влияние внесенного шума на величину ДНЛ: а) входной сигнал АЦП без внесенного шума; б) с внесенным шумом со среднеквадратическим значением 155 МЗР

Коэффициент шума является известным параметром среди разработчиков радиосистем. Он используется для оценки усилителей, смесителей и т.д. и широко применяется при проектировании радиоприемников. Коэффициент шума в разгах (в зарубежной литературе noise factor, F) определяется как отношение общей эффективной мощности шума, приведенной ко входу, к мощности шума, обусловленной источником с сопротивлением R . Поскольку импедансы согласованы, вместо мощности шума может быть использован квадрат напряжения. Коэффициент шума в децибелах (в зарубежной литературе noise figure, NF) в этом случае выражается через логарифм от F [1, 4]:

$$F = \frac{(U_{in})^2}{(U_R)^2}, \quad NF = 10 \lg(F).$$

Параметр NF для характеристики широкополосных АЦП должен применяться очень внимательно во избежание неверных результатов. Простые попытки минимизировать коэффициент шума могут привести к увеличению шума цепей (схемы). Например, значение NF уменьшается с увеличением сопротивления источника, согласно формулам, однако увеличенное сопротивление источника повышает шум в цепях. Таким же образом параметр NF уменьшается при расширении входной полосы АЦП при отсутствии фильтрации на входе. Здесь также существует противоречие, потому что расширение полосы ведет к увеличению шума. На практике всегда используется фильтрация на входе для уменьшения общего шума системы, а АЦП имеет относительно высокий коэффициент шума в сравнении с другими каскадами, поэтому ему должен предшествовать блок малошумящего усилителя.

Методика расчета коэффициента шума

В логарифмической форме коэффициент шума может также быть выражен как разность между SNR на входе и SNR на выходе АЦП [1]:

$$NF = \text{SNR}_{in} - \text{SNR}_{out}, \text{дБ} \quad (2)$$

При расчетах будем предполагать АЦП идеальным, т. е. вносимый им шум будет являться только шумом квантования, обусловленным конечной точностью представления цифровыми отсчетами аналогового сигнала. Тогда мощность шума на выходе АЦП равна:

$$P_q = \frac{q^2}{12} \text{ в полосе } \Delta F = \frac{f_s}{2},$$

где q — шаг квантования.

Спектральная плотность шумов (мощность в полосе 1 Гц):

$$G_n = \frac{P_q}{\Delta F} = \frac{q^2}{6f_s}. \quad (3)$$

В случае равномерного квантования, когда шаг одинаков во всех точках диапазона АЦП, его можно определить по следующей формуле:

$$q = \frac{V_{REF}}{2^N - 1} = \frac{2\sqrt{2}U_{c_max}}{2^N - 1},$$

где V_{REF} — величина полной шкалы АЦП; U_{c_max} — эффективное значение синусоиды, размах которой равен сигналу полной шкалы.

Подставив данное значение в формулу для спектральной плотности (3), получим

$$G_n = \frac{q^2}{6f_s} = \frac{4 \cdot 2U_{c_max}^2}{3f_s(2^N - 1)^2} \approx \frac{4U_{c_max}^2}{3 \cdot 2^{2N} f_s}.$$

Относительная спектральная плотность шума квантования:

$$\frac{G_n}{U_{c_max}^2} = \frac{4}{3 \cdot 2^{2N} \cdot f_s},$$

тогда отношение сигнал/шум в размах по мощности на выходе АЦП в полосе 1 Гц:

$$\rho_{out} = \frac{U_{c_max}^2}{G_n} = \frac{3 \cdot 2^{2N} f_s}{4}.$$

В децибелах эта величина будет равна:

$$\text{SNR}_{out} = 10\lg(3) - 10\lg(4) + 10\lg(2^{2N}) + 10\lg(f_s) = 6,02N + 10\lg(f_s) - 1,25.$$

Эта формула несколько отличается от формулы (1), приводимой в большинстве источников. Тем не менее ошибки здесь нет, поскольку при расчете могут приниматься различные допущения, исходные данные и толкования терминов (например, опорное напряжение равно половине сигнала полной шкалы или полному сигналу, ОСШ по мощности или по напряжению, мощность на нагрузке 50 или 75 Ом и т.д.).

Спектральная плотность теплового шума на входе АЦП при согласовании с источником сигнала равна:

$$P_{n_in} = -174 \text{ дБ/Гц}.$$

Максимальное входное напряжение

$$V_{REF} = 2\sqrt{2}U_{c_max} \Rightarrow U_{c_max} = \frac{V_{REF}}{2\sqrt{2}},$$

тогда максимальная мощность сигнала на входе составит:

$$P_{c_max_in} = \frac{U_{c_max}^2}{R_{ex}} = \frac{V_{REF}^2}{8R_{in}}.$$

Пусть мощность сигнала взята в милливаттах, напряжение на входе в милливольтках, сопротивление в омах. В этом случае

$$\begin{aligned} 10^{-3} P_{c_max_in} &= \frac{10^{-6} V_{REF}^2}{8R_{in}} \Rightarrow \\ \Rightarrow 10 \lg(P_{c_max_in}) - 30 \text{ дБ} &= 20 \lg(V_{REF}) - 120 \text{ дБ} - 10 \lg(8) - 10 \lg(R_{in}) \Rightarrow \\ \Rightarrow P_{c_max_in} &= V_{REF} + 30 - 120 - 9,03 - 10 \lg(R_{in}) \end{aligned}$$

При $R_{in}=50$ Ом $10 \lg(R_{in}) \approx 17$ дБ. В расчетах примем именно эту величину входного сопротивления, поскольку она весьма часто встречается на практике. При этом

$$P_{c_max_in} \approx V_{REF} - 116 \text{ дБ}.$$

Тогда отношение сигнал/шум на входе в полосе 1 Гц:

$$SNR_{in} = P_{c_max_in} - P_{n_in} = V_{REF} - 116 \text{ дБ} + 174 \text{ дБ} = V_{REF} + 58 \text{ дБ}.$$

Таким образом, подставив полученные выражения в формулу (2), определим коэффициент шума АЦП:

$$NF = SNR_{in} - SNR_{out} \text{ (дБ)} = V_{REF} + 59,25 \text{ дБ} - 6,02N - 10 \lg(f_s). \quad (4)$$

Приведем пример расчета коэффициента шума АЦП по данной методике. Например, микросхема АЦП AD7478 допускает величину опорного напряжения (напряжения питания, являющегося одновременно и амплитудой сигнала полной шкалы) от 2,35 до 5,25 В и разрешение от 8 до 12 битов при частоте дискретизации 1 МГц. Тогда в наихудшем случае (при максимальном сигнале полной шкалы и минимальном разрешении) коэффициент шума будет равен:

$$NF = 20 \lg(5,25 \cdot 10^6) + 59,25 \text{ дБ} - 6,02 \cdot 8 - 10 \lg(10^6) = 134,4 + 59,25 - 48,16 - 60 = 85,5 \text{ дБ}$$

В наилучшем случае при опорном напряжении, равном 2,35 В, и разрешении 12 битов

$$NF = 20 \lg(2,35 \cdot 10^6) + 59,25 \text{ дБ} - 6,02 \cdot 12 - 10 \lg(10^6) = 127,4 + 59,25 - 72,24 - 60 = 54,43 \text{ дБ}$$

Данные результаты могут служить для сравнения различных АЦП и общей эмпирической оценки параметров. Поскольку зрительно величины являются достаточно большими, становится очевидным, что при проектировании реальных устройств с применением АЦП целесообразно, чтобы им предшествовали малошумящие усилительные каскады (LNA). В этом случае, согласно формуле Фриса, влияние коэффициента шума АЦП на общий коэффициент шума устройства будет значительно ниже:

$$F = F_{LNA} + \frac{F_{ADC} - 1}{K_{LNA}},$$

где F_{LNA} — коэффициент шума LNA; F_{ADC} — коэффициент шума АЦП; K_{LNA} — коэффициент передачи малошумящего усилителя.

Из анализа полученной формулы (4) вытекает еще одно интересное наблюдение: увеличение частоты дискретизации в 10 раз приводит к улучшению коэффициента шума на 10 дБ, а увеличение разрядности на 2 бита уменьшает коэффициент шума на 12 дБ. То же самое каса-

ется и параметра SNR. Следовательно, увеличение частоты дискретизации часто не является предпочтительным средством улучшения характеристик. При решении задач проектирования может быть совершен выгодный обмен высокоскоростных АЦП на АЦП с высоким разрешением, тем более что пониженные частоты удобнее для последующей цифровой обработки сигнальным процессором. Например, 10-битный АЦП, работающий на частоте 100 МГц, проигрывает приблизительно на 16 дБ 16-битному АЦП с частотой 1 МГц.

Данная методика может быть использована при разработке цифровых приемников для оценки пригодности АЦП определенного типа из всей совокупности выпускаемых различными фирмами-производителями устройств на основе характеристик, указанных в техническом описании.

Выводы

Рассмотрены особенности построения цифровых РПрУ.
Проведены аналогии между проектированием аналоговых и цифровых РПрУ
Рассмотрены основные параметры цифровых РПрУ и предложена методика расчета коэффициента шума.

DIGITAL RECEIVERS DESIGN

I.I. ZABENKOV, N.N. ISAKOVICH, S.L. ZHDANOV, D.A. YENKOV, A.I. ZABENKOV

Abstract

The principles of analog-digital conversion and the key aspects of receivers design are combined in the article. The review of data converters characteristics and performances that are of practical interest is made. The ADC noise figure estimation procedure that can be implemented by the radio electronic systems designers is presented.

Литература

1. Loy M. Understanding and Enhancing Sensitivity in Receivers for Wireless Applications // Texas Instruments, Inc., Digital Signal Processing Solutions, May 1999.
2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М., 2003.
3. Побережский Е.С. Цифровые радиоприемные устройства. М., 1987.
4. Kester W. Analog Digital Conversion. Analog Devices, Inc., 2004.
5. Забеньков И.И. Специальные вопросы теории и техники радиоприема. Цифровые радиоприемные устройства. Мн., 1994.
6. Забеньков И.И., Жданов С.Л. // Докл. БГУИР. 2003. Т. 1, № 1. С. 65–69.
7. Исакович Н.Н., Ковш В.Н., Жданов С.Л. // Изв. Бел. инж. акад., 1999. № 1/7.
8. Жодзюшский М.И., Мазепа Р.Б., Овсянников Е.П. и др. Цифровые радиоприемные системы. М., 1990.
9. Hendriks P., Schreier R., DiPilato J. High performance narrowband receiver design simplified by IF digitizing subsystem in LQFP. Analog Dialogue, 35-3, 2001.
10. Хабаров А. Электронные компоненты, 2005. №7.
11. Прокис Дж. Цифровая связь. М., 2000.
12. Abidi A.A. // IEEE Journal on Solid-State Circuits. 1995. Vol. 30, No 12.
13. Glatfelter A. Computing image filter requirements for digital cellular radios // RF Design, 1996, February.
14. Pawlan J. A tutorial on intermodulation distortion and non-linearity in RF Systems // RF Design, 1996, February.
15. Vizmuller P. RF Design Guide: Systems, Circuits, and Equations. Artech House, Norwood, MA, 1995.