

ОЦЕНКА АМПЛИТУДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Зайцев Г.В., Цыпин И.Б.

Введение

При разработке устройства цифровой обработки радиолокационных сигналов часто бывает необходимо на ранней стадии оценить его основные характеристики, такие как динамический диапазон, чувствительность, коэффициент фильтрации и т.д. В данной работе рассматривается методика такой оценки, слабо зависящая от деталей технической реализации аппаратного и программного обеспечения устройства.

Для описания указанной методики блок-схему рассматриваемого устройства обработки сигналов (УОС) удобно представить в упрощенном виде, приведенном на рис. 1. Устройство содержит аналоговую часть и цифровой процессор сигналов. Аналоговая часть включает в себя каскады управляемого усиления, полосовой фильтр для формирования полосы обрабатываемых сигналов и соблюдения условий теоремы Котельникова, а также собственно аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Все основные алгоритмы обработки реализуются в цифровом процессоре сигналов. Аналоговая часть необходима для качественного преобразования сигнала в цифровой вид.

Следует подчеркнуть, что, несмотря на то, что основная обработка производится в цифровом процессоре, аналоговая часть определяет многие важные характеристики устройства в целом, такие как чувствительность, динамический диапазон, максимальная полоса частот обрабатываемых сигналов. Более того, на сегодняшнем уровне развития техники именно эта часть аппаратуры ограничивает предельно достижимые характеристики УОС. В связи с этим перечисленные узлы выделены в отдельные блоки.

На вход УОС поступает принимаемая радиолокационной станцией смесь полезного радиолокационного сигнала, шумов и помех с выхода высокочастотного приемного устройства. Результаты обработки поступают на управляющий вычислительный комплекс системы.

На рис. 1 аналоговая часть устройства содержит один входной канал обработки. Реальные устройства обычно включают в себя несколько таких каналов. Однако для анализа основных характеристик это несуще-

Приводится простая методика оценки основных характеристик устройства обработки радиолокационных сигналов (динамический диапазон, чувствительность, коэффициент фильтрации и др.), полезная на ранних стадиях разработки.

ственно, так как все каналы, как правило, имеют идентичные характеристики.

Функцией цифрового процессора сигналов, рассматриваемой в данной работе, является когерентная обработка сигналов, принимаемых радиолокационной станцией в одном зондировании. При этом будем считать, что процессор реализует многоканальную согласованную или близкую к ней оптимальную обработку принимаемых сигналов [1], оптимизирующую отношение сигнал/шум. Причем такая обработка производится для значительного количества приемных фильтров, перекрывающих необходимую область в координатах дальность-скорость.

Исходные положения

Для вывода соотношений, определяющих характеристики УОС, введем обозначения и сформулируем допущения относительно параметров сигналов УОС. Полосу входных сигналов по уровню минус 3 дБ обозначим W_{in} . Входной внешний шум будем считать квазибелым, иными словами, спектральная плотность мощности этого шума считается равномерно распределенной в пределах полосы входных сигналов. Среднеквадратичное значение этого шума обозначим σ_{in} , причем здесь и далее всегда будем рассчитывать значения шума и сигналов по напряжению, как это обычно принято в отечественной литературе.

Аналогичные предположения будем использовать и для внутренних шумов УОС. При этом различные источники шума будем считать независимыми.

Перед рассмотрением соотношения внешних и внутренних шумов УОС сделаем несколько замечаний. Среднеквадратичное значение любой составляющей шума различно в различных точках тракта, и эти изменения вызваны следующими двумя основными причинами.

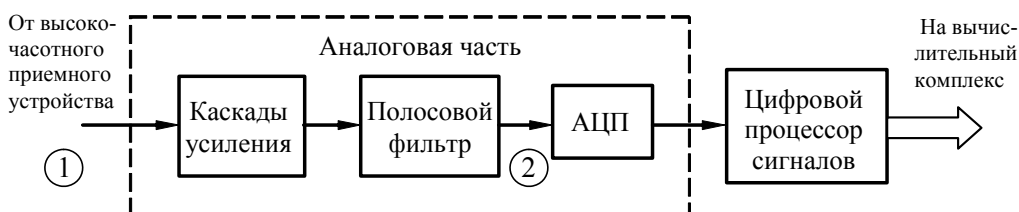


Рис. 1. Основные составные части УОС

Во-первых, усилительные каскады увеличивают среднеквадратичное значение шума пропорционально коэффициенту усиления по напряжению. Поэтому при рассмотрении соотношения шумов их параметры должны быть приведены к одной точке тракта обработки. Во-вторых, дисперсия квазibelого шума снижается пропорционально уменьшению полосы, в которой он рассматривается. Следовательно, при анализе соотношения шумов их параметры должны быть приведены к одинаковой полосе.

Соотношение шумов в данной работе рассматривается в двух точках аналоговой части УОС: на входе УОС (точка 1 в кружке на рис. 1) и на входе АЦП (точка 2 на рис. 1). Чтобы определить, к какой точке относится то или иное значение параметра, будем при необходимости добавлять номер рассматриваемой точки в нижний индекс соответствующего параметра. Например, σ_{in2} означает среднеквадратичное значение по напряжению внешнего шума в точке 2. При этом обозначение без цифрового индекса может использоваться в контексте, в котором неважно, в какой точке тракта эти шумы рассматриваются. В настоящем разделе для определенности будем приводить шумы к входу УОС и к входной полосе. При этом цифровые индексы для простоты не используются.

Обозначим символом R отношение среднеквадратичного значения σ_{in} внешних шумов к среднеквадратичному значению σ_s собственных шумов аналоговой части УОС

$$R = \sigma_{in} / \sigma_s. \quad (1)$$

Величина R обычно задается при проектировании УОС и должна быть заметно больше единицы, чтобы не снижать чувствительность устройства. Действительно, при введенных обозначениях дисперсия шума на выходе аналоговой части устройства увеличивается за счет собственного шума в

$$\beta = \frac{\sigma_{in}^2 + \sigma_s^2}{\sigma_{in}^2} = 1 + \frac{1}{R^2}$$

раз. При этом возникают потери в отношении сигнал/шум, составляющие в децибелах величину

$$L_a = 10 \cdot \lg\left(1 + \frac{1}{R^2}\right). \quad (2)$$

Будем считать, что разрядность цифрового процессора сигналов позволяет пренебречь шумами округления цифровых алгоритмов обработки. На современном уровне развития микроэлектроники это без труда может быть достигнуто выбором соответствующего формата

представления чисел. Тогда основными составляющими собственных шумов являются шумы каскадов аналоговой части и шумы АЦП. Зададим соотношение этих составляющих шумов. Пусть среднеквадратичное значение σ_{amp} шума аналоговых каскадов в c раз больше среднеквадратичного значению σ_{ADC} шума АЦП:

$$\sigma_{amp} = c \sigma_{ADC}.$$

Тогда величина σ_s может быть представлена в виде

$$\sigma_s = \sqrt{c^2 + 1} \sigma_{ADC},$$

а из (1) получаем отношение среднеквадратичных значений входного шума и шума АЦП:

$$\frac{\sigma_{in}}{\sigma_{ADC}} = \sqrt{c^2 + 1} \cdot R. \quad (3)$$

В приводимых ниже численных примерах будем полагать эти величины равными следующим значениям: $R = 3$; $c = 2$. Тогда $\sigma_s = 2,24 \sigma_{ADC}$ и $\sigma_{in} / \sigma_{ADC} = 6,71$, а потери (2) составляют 0,46 дБ.

Для иллюстрации рассматриваемой ниже методики оценки параметров используются типовые радиолокационные сигналы, перечисленные в таблице 1.

В таблицу включены импульсы с линейной частотной модуляцией ЛЧМ1 и фазокодовой манипуляцией ФКМ1, а также квазинепрерывный сигнал КН1 (или пачка импульсов) с высокой частотой повторения. Детальное обсуждение принципов обработки этих сигналов может быть найдено в [2].

Для численных примеров примем также $\sigma_{in1} = 100$ мкВ, ширину полосы входных сигналов положим равной $W_{in} = 10$ МГц, ширину полосы пропускания полосового фильтра равной $W_{BF} = 5$ МГц, а частоту дискретизации в АЦП $F_s = 50$ МГц.

Коэффициент фильтрации

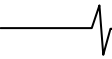
Коэффициентом фильтрации какого-либо устройства называется рассчитываемый в децибелах выигрыш в отношении сигнал/шум за счет обработки сигнала в этом устройстве. Определим этот параметр отдельно для аналоговой и цифровой частей УОС.

Обработка сигнала в идеальной аналоговой части, не вносящей собственных шумов, может изменить отношение сигнал/шум за счет полосовой фильтрации, которая используется для обеспечения выполнения теоремы Котельникова при дискретизации в АЦП. Очевидно, полосовая фильтрация должна выполняться таким образом, чтобы не исказить обрабатываемый радиолокационный сигнал. Однако полоса этого фильтра W_{BF} может быть меньше, чем входная полоса W_{in} .

Таблица 1

Типовые радиолокационные сигналы

| Название сигнала | Длительность периода зондирования, мкс | Длительность импульса, мкс | Частота повторения импульсов, кГц | Полоса сигнала, МГц |
|------------------|----------------------------------------|----------------------------|-----------------------------------|---------------------|
| ЛЧМ1 | 1000 | 50 | - | 2 |
| ФКМ1 | 1000 | 50 | - | 2 |
| КН1 | 4000 | 0,5 | 100 | 2 |



При этом изменяется дисперсия шумов пропорционально ширине полосы тракта. Поэтому коэффициент фильтрации K_{ap} для идеальной аналоговой части УОС, рассчитываемый в децибелах, определяется следующим соотношением:

$$K_{ap} = 10 \cdot \lg \left[\frac{W_{in}}{W_{BF}} \right]. \quad (4)$$

Эта формула описывает выигрыш для аналоговой части УОС, не вносящей собственных шумов. Реальные схемы вносят некоторые потери L_a (2) в отношении сигнал/шум за счет добавления собственных шумов аналоговых каскадов и АЦП. При этом выражение для коэффициента фильтрации K_a реальной схемы приобретает вид

$$K_a = 10 \cdot \lg \left[\frac{W_{in}}{W_{BF}} \right] - L_a. \quad (5)$$

Коэффициент фильтрации цифровой части тракта K_d определяется способом обработки сигнала. Максимальное отношение сигнал/шум на выходе УОС обеспечивается при использовании согласованной фильтрации [1]. Определим для этого случая коэффициент фильтрации цифровой части УОС. При использовании согласованного фильтра отношение сигнал/шум по мощности на его выходе определяется выражением [1]

$$Q_{out} = \frac{2E}{N_0}, \quad (6)$$

где E – энергия сигнала, а $N_0/2$ – спектральная плотность мощности шума на входе УОС.

Выразим через эти же параметры отношение сигнал/шум на входе цифровой части УОС. Мощность входного шума равна

$$P_n = b \cdot \frac{N_0}{2} \cdot W_{BF}, \quad (7)$$

где b – некоторый масштабный коэффициент, определяемый коэффициентом усиления и переводом сигнала в цифровую форму.

Для определения мощности полезного сигнала P_s на входе цифровой части УОС заметим, что для современных радиолокаторов с мощными передатчиками управление амплитудой излучаемого сигнала, как правило, неосуществимо. Поэтому

$$P_s = b \frac{E}{T}, \quad (8)$$

где T – сумма интервалов времени в пределах периода зондирования, где обрабатываемый радиолокационный сигнал не равен нулю. Для импульсных сигналов величина T равна длительности импульса. Для пачек импульсов эта величина равна длительности обрабатываемого сигнала, поделенной на скважность. Поделив (8) на (7), получаем отношение сигнал/шум на входе цифровой части УОС

$$Q_{in} = \frac{P_s}{P_n} = \frac{2E}{N_0 \cdot W_{BF} \cdot T}. \quad (9)$$

Отношение величин (6) и (9) дает искомый коэффициент фильтрации K_{dp} цифровой части УОС при выполнении идеальной согласованной фильтрации, равный в логарифмическом масштабе

$$K_{dp} = 10 \cdot \lg (W_{BF} \cdot T). \quad (10)$$

Заметим, что если величину $1/T$, имеющую размерность частоты, назвать выходной шумовой полосой частот W_{out} , то формула (10) приобретает вид, аналогичный формуле (4):

$$K_{dp} = 10 \cdot \lg \left[\frac{W_{BF}}{W_{out}} \right]. \quad (11)$$

При этом выигрыш в отношении сигнал/шум по (11) можно интерпретировать как уменьшение полосы частот шума, воздействующего на согласованный фильтр.

Эта формула, аналогично формуле (4), описывает выигрыш для идеальной реализации согласованной фильтрации в УОС. Реальная реализация вносит некоторые потери L_d в отношении сигнал/шум. При этом формула (11) преобразуется к виду

$$K_d = 10 \cdot \lg \left[\frac{W_{BF}}{W_{out}} \right] - L_d. \quad (12)$$

Основные составляющие потерь L_d обусловлены следующими факторами:

- отступление от согласованной фильтрации, например, для снижения уровня боковых лепестков отклика приемных фильтров. Для этой цели часто используются весовые функции [3]; при этом величина потерь зависит от требуемого уровня лепестков: при уровне минус 43 дБ (весовая функция Хемминга) потери составляют $L_w = 1,34$ дБ, при уровне минус 100 дБ (весовая функция Дольфа-Чебышева) потери равны $L_w = 2,91$ дБ;

- дискретность расстановки приемных каналов. При этом общий вид максимального отклика фильтров УОС при изменении координат цели имеет вид волнообразной функции, среднее значение которой меньше максимально, описываемого приведенной формулой. Значение этого вида потерь составляет, как правило, $L_s = 1-2$ дБ. В англоязычной литературе этот вид потерь называется седловыми потерями;

- неточное знание принимаемого сигнала из-за различных неидеальностей приемного и передающего тракта РЛС. Для простых видов сигналов этой составляющей потерь можно пренебречь. Для сложных видов сигналов эта составляющая может достигать величины $L_{dc} = 1 \dots 1,5$ дБ.

Следует заметить, что опытный разработчик может интуитивно хорошо оценить потери, вносимые используемым видом обработки сигнала в УОС. В данной работе будем считать, что величина потерь складывается из перечисленных трех составляющих

$$L_d = L_w + L_{dc} + L_s.$$

Суммарный коэффициент фильтрации K от входа до выхода УОС равен сумме коэффициентов фильтрации аналоговой и цифровой частей:

$$K = K_a + K_d.$$

Объединяя формулы (5) и (12), получаем

$$K = 10 \cdot \lg \left[\frac{W_{in}}{W_{out}} \right] - L_a - L_d. \quad (13)$$

Для типовых радиолокационных сигналов, перечисленных в таблице 1, расчет коэффициентов фильтрации по приведенным формулам дает результаты, приведенные в таблице 2.

Таблица 2

Коэффициенты фильтрации для типовых радиолокационных сигналов

| Название сигнала | K_a , дБ | L_d^* , дБ | K_d , дБ | K , дБ |
|------------------|------------|--------------|------------|----------|
| ЛЧМ1 | 2,55 | 2,9 | 21,1 | 23,6 |
| ФКМ1 | | 3,6 | 20,4 | 22,9 |
| КН1 | | 4,4 | 24,9** | 27,5 |

*) Потери взяты из работы [2].

**) Время обработки принято равным 3,43 мс [2].

Чувствительность

Чувствительностью S устройства обработки сигналов назовем среднеквадратичное значение сигнала на входе УОС, при котором отношение сигнал/шум на его выходе равно единице при отсутствии внешних шумов.

Другими словами, входной сигнал со среднеквадратичным значением S равен на выходе тракта среднеквадратичному значению собственных шумов. Комбинируя этот факт с определением коэффициента фильтрации, нетрудно проверить, что на входе тракта этот сигнал на K децибел меньше, чем собственный шум σ_s :

$$20 \cdot \lg\left(\frac{\sigma_s}{S}\right) = K.$$

Откуда следует:

$$S = \sigma_s \cdot 10^{-\frac{K}{20}}.$$

Параметр σ_s может быть выражен через среднеквадратичное значение входного шума. Согласно формуле (1) $\sigma_{in} / \sigma_s = R$. Поэтому

$$S = \frac{\sigma_{in}}{R} \cdot 10^{-\frac{K}{20}}.$$

Величины σ_{in} и R являются заданными исходными параметрами для проектирования УОС. Величина K рассчитывается по формуле (13).

Для типовых радиолокационных сигналов, перечисленных в таблице 1, расчет чувствительности дает результаты, приведенные в таблице 3.

Таблица 3

Чувствительность УОС для типовых радиолокационных сигналов

| ЛЧМ1 | ФКМ1 | КН1 |
|---------|---------|---------|
| 2,2 мкВ | 2,4 мкВ | 1,4 мкВ |

Коэффициент усиления

Номинальный коэффициент усиления аналоговой части тракта обработки рассчитывается, исходя из заданного отношения среднеквадратичных значений внешнего шума σ_{in} и шума АЦП σ_{ADC} (3):

$$\frac{\sigma_{in}}{\sigma_{ADC}} = \sqrt{c^2 + 1} \cdot R.$$

Рассмотрим указанные составляющие шумов на входе АЦП (точка 2 на рис. 1). При коэффициенте усиления по напряжению G аналоговой части до АЦП

и обужении полосы в полосовом фильтре с W_{in} до W_{BF} первая величина равна

$$\sigma_{in2} = G \cdot \sigma_{in1} \cdot \sqrt{\frac{W_{BF}}{W_{in}}}. \quad (14)$$

Шум АЦП рассчитывается, исходя из паспортных данных используемой микросхемы АЦП. Пусть U_{max} – напряжение, соответствующее максимальной амплитуде гармонического сигнала в линейном диапазоне передаточной характеристики АЦП, а λ – его паспортное значение отношения сигнал/шум в децибелах. В силу определения λ (детали могут быть найдены, например, в [4]), среднеквадратичное значение собственного шума АЦП в полной однозначной полосе $F_s/2$ составляет

$$\sigma_{ADC2,full} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}} \cdot 10^{-\frac{\lambda}{20}}.$$

В полосе W_{BF} внешних шумов величина этого шума составит

$$\sigma_{ADC2} = U_{max} \cdot 10^{-\frac{\lambda}{20}} \cdot \sqrt{\frac{W_{BF}}{F_s}}. \quad (15)$$

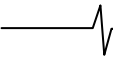
Последний множитель в этой формуле отражает тот факт, что шум вне полосы W_{BF} полностью режектируется последующей цифровой обработкой, и поэтому может не учитываться при расчетах. Иными словами, коэффициент фильтрации цифровой части для широкополосного собственного шума АЦП выше, чем в формуле (12).

Подставляя (14) и (15) в (3), получаем выражение для необходимого усиления аналоговой части УОС до АЦП:

$$G = \sqrt{c^2 + 1} \cdot R \cdot \frac{U_{max}}{\sigma_{in}} \cdot 10^{-\frac{\lambda}{20}} \cdot \sqrt{\frac{W_{in}}{F_s}}. \quad (16)$$

Например, для микросхемы 16-разрядного АЦП LTC2208 фирмы Linear Technology, США, для одного из режимов работы $U_{max} = 0,75$ В, а при входной частоте 70 МГц отношение сигнал/шум составляет $\lambda \approx 75$ дБ. Тогда из (16) нетрудно получить, что при величинах параметров, заданных для примеров в настоящей работе, коэффициент усиления равен $G = 4,0$ (12 дБ).

Сделаем несколько замечаний. Во-первых, приведенные в этом разделе формулы справедливы для случая, когда характеристика АЦП линеаризована при воздействии внешних шумов. Для этого необходимо, чтобы среднеквадратичное значение внешних шумов (14) было порядка ступеньки квантования АЦП или



более. Хотя на практике это условие, как правило, удовлетворяется с большим запасом, рекомендуется проверять его выполнение.

Проверим его для приведенного примера. Значение шага квантования рассчитывается по следующей очевидной формуле:

$$h = \frac{U_{\max}}{2^{r-1}}.$$

Для упомянутого выше АЦП LTC2208 $h = 22,9$ мкВ, а величина (14) при заданных параметрах составляет 283 мкВ, так что указанное условие удовлетворяется с большим запасом.

Во-вторых, рассчитанный в данном разделе коэффициент усиления является номинальным, т.е. при таком коэффициенте УОС работает с номинальным значением чувствительности (см. предыдущий раздел). В реальных устройствах, как правило, предусматривается возможность регулировки усиления в аналоговой части УОС для обеспечения линейности тракта при большом уровне сигналов. При снижении коэффициента усиления падает отношение внешнего шума к собственному, и чувствительность устройства снижается.

Рассчитаем уровень максимального входного сигнала $U_{s\max}$, линейно обрабатываемого в тракте. Очевидно,

$$U_{s\max} = \frac{U_{\max}}{G}.$$

Подставляя в эту формулу выражение для G (16), получаем:

$$U_{s\max} = \frac{U_{\max}}{G} = \frac{\sigma_{in} 10^{\frac{\lambda}{20}}}{\sqrt{c^2 + 1} R} \sqrt{\frac{F_s}{W_{in}}}.$$

Например, для рассмотренного выше случая $U_{s\max} = 0,19$ В.

Динамический диапазон

Динамический диапазон D в данном сечении тракта УОС определяется как рассчитываемое в децибелах отношение среднеквадратичных значений максимального гармонического сигнала A_{rms} , линейно обрабатываемого в тракте, и номинального собственного шума σ в этом сечении:

$$D = 20 \cdot \lg \left(\frac{A_{rms}}{\sigma} \right).$$

В настоящее время наиболее узким местом тракта обработки сигнала, ограничивающим значение динамического диапазона, является узел АЦП. Поэтому будем считать, что динамический диапазон предшествующей аналоговой части выше, чем динамический диапазон АЦП, и начнем с расчета динамического диапазона на входе АЦП. Динамический диапазон собственно АЦП в полосе $F_s/2$ равен его паспортному

значению λ отношения сигнал/шум (см. предыдущий раздел).

В полосе W_{BF} он несколько выше (аналогично (15)):

$$D_{ADC} = \lambda + 10 \cdot \lg \frac{F_s}{2W_{BF}}.$$

Согласно принятым в начале работы обозначениям среднеквадратичное значение полного собственного шума больше среднеквадратичного значения шума АЦП в $\sqrt{c^2 + 1}$ раз, поэтому динамический диапазон тракта в точке 2 равен

$$D_2 = \lambda + 10 \cdot \lg \frac{F_s}{2(c^2 + 1)W_{BF}}.$$

Динамический диапазон на выходе УОС больше динамического диапазона в точке 2 на величину коэффициента фильтрации (12) цифровой части:

$$D = \lambda + 10 \cdot \lg \frac{F_s}{2(c^2 + 1)W_{out}} - L_d.$$

Значения динамического диапазона УОС для сигналов и параметров, заданных для примеров в данной работе, сведены в табл. 4.

Таблица 4

Динамический диапазон УОС для типовых радиолокационных сигналов

| ЛЧМ1 | ФКМ1 | КН1 |
|---------|---------|---------|
| 96,1 дБ | 95,4 дБ | 99,9 дБ |

Заключение

Рассмотренная в настоящей работе простая методика оценки основных характеристик УОС выработана в процессе создания ряда РЛС и прошла апробацию на реальной аппаратуре. Результаты применения методики позволяют, с одной стороны, оценить адекватность требований технических заданий, а с другой, – заложить основы для проектирования узлов УОС и выбора элементной базы.

Литература

1. Справочник "Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория." под ред. Я.Д. Ширмана, М., Радиотехника, 2007.
2. Д.Ю. Бобров, А.П. Доброжанский, Г.В. Зайцев, Ю.В. Маликов, И.Б. Цыпин, Обработка сигналов в МРЛС ЗРК, журнал "Цифровая обработка сигналов": часть 1, Принципы разработки. Преобразование сигнала в цифровую форму, 2001. – №4. – с. 2-11; часть 2, Алгоритмы обработки радиолокационных сигналов, 2002. – №1. – с. 28-39; часть 3, Программируемый процессор сигналов, 2002. – №2. – с. 17-26.
3. Хэррис Ф. Дж., Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье, ТИИЭР, том 66, 1978, №1, с. 60-96.
4. W. Kester, ed., Analog-Digital Conversion, 2004, www.analog.com.