

Радиолокация и радионавигация

УДК 621.396.96

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2021-24-6-38-50>

Влияние параметров аналого-цифрового преобразования и децимации на отношение сигнал/помеха в радиолокационном тракте

С. Р. Гейстер✉, В. В. Кириченко

ОАО "АЛЕВКУРП", Минск, Республика Беларусь

✉ hsr_1960@yahoo.ru

Аннотация

Введение. Представление принятого радиолокационного сигнала в цифровом виде открыло широкие возможности в его обработке. Однако аппаратно-программные средства устанавливают ограничения на количество разрядов и частоту следования отсчетов сигнала на всех этапах преобразования и обработки. Эти ограничения приводят к снижению отношения сигнал/помеха из-за появления шумов квантования мощных составляющих принятого сигнала (мешающих отражений, активных шумовых помех), а также ослабления маломощного отраженного сигнала при представлении ограниченным количеством разрядов. На практике амплитуда мешающих отражений может в тысячи раз превышать амплитуду сигнала, отраженного от объекта радиолокации.

Цель работы. Учет влияния шумов квантования на отношение сигнал/помеха в радиолокационном тракте.

Материалы и методы. В статье представлены выражения для расчета мощности и спектральной плотности мощности шумов квантования, которые учитывают влияние цены младшего разряда аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и частоты дискретизации сигнала. Выражения верифицированы путем моделирования АЦП в среде Mathcad для 4, 8 и 16 разрядов.

Результаты. Разработаны основы методического аппарата в приложении к радиолокации, позволяющие рассчитывать спектральную плотность мощности шумов квантования мешающих отражений и учитывать ее в отношении сигнал/помеха на выходе тракта обработки. На основе оценок спектральной плотности мощности шумов и отношения сигнал/шум сопоставлены варианты децимации (прореживание и усреднение отсчетов).

Заключение. Представлены рекомендации по выбору разрядности и частоты дискретизации АЦП для приемного радиолокационного тракта.

Ключевые слова: аналого-цифровое преобразование, шумы квантования, децимация, радиолокационный тракт приема, отношение сигнал/шум

Для цитирования: Гейстер С. Р., Кириченко В. В. Влияние параметров аналого-цифрового преобразования и децимации на отношение сигнал/помеха в радиолокационном тракте // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 6. С. 38–50. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-6-38-50

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 11.10.2021; принята к публикации после рецензирования 15.11.2021; опубликована онлайн 29.12.2021

Influence of Analog-To-Digital Conversion and Decimation Parameters on the Signal-To-Noise Ratio in the Radar Path

Sergey R. Heister✉, Valery V. Kirichenko

JSC "ALEVKURP", Minsk, Republic of Belarus

✉ hsr_1960@yahoo.ru

Abstract

Introduction. The digital representation of received radar signals has provided a wide range of opportunities for their processing. However, the used hardware and software impose some limits on the number of bits and sampling rate of the signal at all conversion and processing stages. These limitations lead to a decrease in the signal-to-interference ratio due to quantization noise introduced by powerful components comprising the received signal (interfering reflections; active noise interference), as well as the attenuation of a low-power reflected signal represented by a limited number of bits. In practice, the amplitude of interfering reflections can exceed that of the signal reflected from the target by a factor of thousands.

Aim. In this connection, it is essential to take into account the effect of quantization noise on the signal-to-interference ratio.

Materials and methods. The article presents expressions for calculating the power and power spectral density (PSD) of quantization noise, which take into account the value of the least significant bit of an analog-to-digital converter (ADC) and the signal sampling rate. These expressions are verified by simulating 4-, 8- and 16-bit ADCs in the Mathcad environment.

Results. Expressions are derived for calculating the quantization noise PSD of interfering reflections, which allows the PSD to be taken into account in the signal-to-interference ratio at the output of the processing chain. In addition, a comparison of decimation options (by discarding and averaging samples) is performed drawing on the estimates of the noise PSD and the signal-to-noise ratio.

Conclusion. Recommendations regarding the ADC bit depth and sampling rate for the radar receiver are presented.

Keywords: analog-to-digital conversion, quantization noise, decimation, radar receive path, signal-to-noise ratio

For citation: Heister S. R., Kirichenko V. V. Influence of Analog-To-Digital Conversion and Decimation Parameters on the Signal-To-Noise Ratio in the Radar Path. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 6, pp. 38–50. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-6-38-50

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Submitted 11.10.2021; accepted 15.11.2021; published online 29.12.2021

Введение. Задача повышения отношения сигнал/помеха по-прежнему остается в центре внимания разработчиков радиолокационной техники. Маскирующими помехами являются мешающие отражения, активные шумовые помехи и внутренние шумы радиоприемного устройства [1–4]. Мешающие отражения, присутствующие в типовых случаях, в отличие от шумов имеют когерентную временную структуру [5–7], что лежит в основе их когерентной компенсации.

Основные методы обработки отраженного от объекта сигнала на фоне маскирующих помех разработаны более полувека назад. Алгоритмы обработки разрабатываются для каждого радиолокатора индивидуально на основе предъявляемых к нему тактико-

технических требований. Задача разработки алгоритмов с учетом существующего опыта решается успешно. Однако их практическая реализация вносит свои коррективы в качество выделения сигнала на фоне помех. Немаловажную роль в этом играет качество преобразования сигнала в цифровой вид [1–4].

Известно [8–15], что преобразование сигнала в цифровой вид порождает шумы квантования. Влияние этих шумов на отношение сигнал/помеха в радиолокационном тракте проявляется в следующем:

– во-первых, мешающие отражения, амплитуды которых в сотни–тысячи раз больше амплитуды полезного сигнала, при преобразовании в цифровой вид будут порождать шумы квантования, которые не

могут быть скомпенсированы, так как они теряют когерентность;

– во-вторых, часть мощности полезного (отраженного) сигнала также преобразуется в шумы квантования. Однако эти потери оказывают существенно меньшее влияние по сравнению с шумами квантования мешающих отражений.

Постановка задачи. Для решения задачи определения влияния параметров аналого-цифрового преобразования и децимации на отношение сигнал/помеха в радиолокационном тракте необходимо разработать методический аппарат, который обеспечивает расчет спектральной плотности шумов квантования и ее учет в отношении сигнал/помеха. Верификацию разработанного методического аппарата целесообразно выполнить на основе моделирования аналого-цифрового преобразования сигнала и спектрального анализа.

Влияние частоты сигнала, частоты дискретизации и весового окна на форму спектра сигнала. Перед детальным рассмотрением шумов дискретизации рассмотрим влияние частоты сигнала (f_c), частоты дискретизации ($F_{\text{дис}}$) в аналого-цифровом преобразователе (АЦП) и весового окна на форму спектра выходного сигнала АЦП, который формируется путем дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Квантованный по уровню выходной сигнал АЦП имеет $N_{\text{АЦП}} = 2^M$ уровней квантования, где M – разрядность АЦП, включая знаковый разряд.

При цифровой обработке спектр сигнала, как правило, формируется путем ДПФ, нормированного к количеству отсчетов сигнала. Заметим, что под количеством отсчетов сигнала в данном случае понимается количество отсчетов принятого сигнала, а не общее число при дополнении последовательности нулями для уменьшения интервала расстановки

фильтров ДПФ.

Важное значение для понимания особенностей проявления боковых лепестков спектра сигнала в спектре, получаемом путем ДПФ, имеет шаг дискретизации спектра по частоте. На рис. 1 и 2 представлены энергетические спектры одного и того же временного фрагмента гармонического сигнала $U_c(t) = E_c \exp(i2\pi f_c t)$, $0 \leq t \leq T_H$ с амплитудой $E_c = 1$ В на сопротивлении нагрузки $R_H = 1$ Ом (применяется далее во всех расчетах), частотой $f_c = 201.0$ Гц и длительностью наблюдения $T_H = 1.0$ с. Частота дискретизации сигнала $F_{\text{дис}} = 1024$ Гц. Спектр, представленный на рис. 1, получен путем комплексного ДПФ с числом точек $N_{\text{ДПФ}} = 1024$ от 1024 отсчетов сигнала, а спектр на рис. 2 – путем комплексного ДПФ с числом точек $N_{\text{ДПФ}} = 8192$ от 1024 отсчетов сигнала, дополненных нулями до 8196 отсчетов.

Энергетический спектр такого сигнала имеет

форму, соответствующую $\left| \frac{\sin x}{x} \right|^2$ и проявляющуюся

на рис. 2. Однако на рис. 1 боковые лепестки спектра, первые из которых должны быть на уровне -13 дБ относительно максимума (его значение $P_c(f)_{\text{max}} = -3$ дБВт), отсутствуют. Это обусловлено тем, что центральные частоты фильтров ДПФ (кроме одного) при формировании спектра, представленного на рис. 1, точно попадают на нулевые значения (или "нули") энергетического спектра рассматриваемого сигнала.

Таким образом, при исследовании шумов квантования целесообразно принимать меры к разделению боковых лепестков спектра закона модуляции сигнала (в приложении к радиолокации – междупериодной модуляции) и спектра шумов квантования.

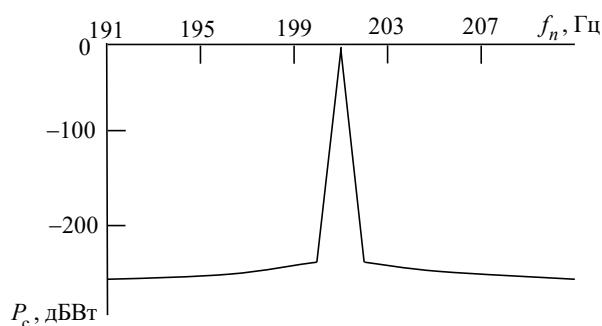


Рис. 1. Спектр гармонического сигнала длительностью 1 с, полученный путем ДПФ с числом точек 1024

Fig. 1. Spectrum of a 1 s harmonic signal obtained using a 1024-point DFT

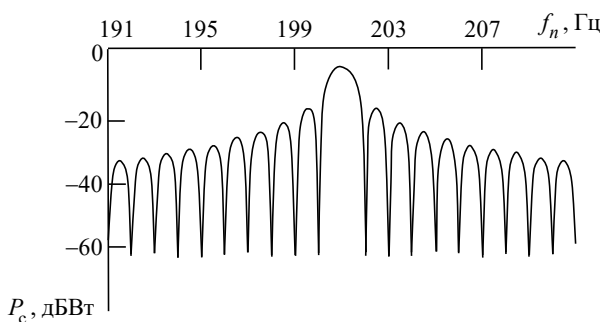


Рис. 2. Спектр гармонического сигнала длительностью 1 с, полученный путем ДПФ с числом точек 8192

Fig. 2. Spectrum of a 1 s harmonic signal obtained using an 8192-point DFT

При моделировании анализ шумов квантования в простейшем случае можно провести с использованием разности входного и выходного сигналов АЦП. При обработке реальных сигналов целесообразно применять следующие меры:

- при условии обеспечения максимальной разрешающей способности по частоте необходимо выполнять расстановку фильтров ДПФ в "нулях" боковых лепестков спектра сигнала. Это достигается использованием числа точек ДПФ, равного числу отсчетов сигнала, представляющего собой медленно флуктуирующий сигнал с прямоугольной огибающей;

- при возможном снижении требований к разрешающей способности по частоте необходимо применять весовое окно, снижающее уровень боковых лепестков узкополосного медленно флуктуирующего сигнала до величины, существенно меньшей уровня исследуемых шумов.

В приводимых примерах (рис. 3–10) использованы условия, соответствующие условиям при получении спектра на рис. 1 ($E_c = 1$ В и соответствует полной разрядной сетке АЦП;

$F_{\text{дис}} = 1024$ Гц; $R_H = 1$ Ом; $N_{\text{ДПФ}} = 1024$).

Спектры сигналов, получаемые с использованием комплексного ДПФ, формируются до АЦП (без ограничений на число разрядов в рамках компьютерной обработки) и после АЦП с числом разрядов $M = 4$. Форма представления результатов – в виде энергетических спектров

$$P_c(f) = 10 \lg \frac{|G_c(f)|^2}{2} \text{ [дБВт]}, \text{ причем } G_c(f) -$$

комплексная амплитуда сигнала на частоте f .

Отличия в условиях формирования энергетических спектров следующие:

- на рис. 3 спектр сигнала с частотой $f_c = 201.0$ Гц без весового окна до АЦП. Максимальное значение $P_c(f_c) \cong -2.97$ дБВт. "Нули" боковых лепестков спектра сигнала находятся на резонансных частотах фильтров ДПФ, что создает впечатление низкого уровня боковых лепестков спектра сигнала (на уровне "шумов вычислений");

- на рис. 4 спектр сигнала с частотой $f_c = 201.0$ Гц без весового окна после АЦП.

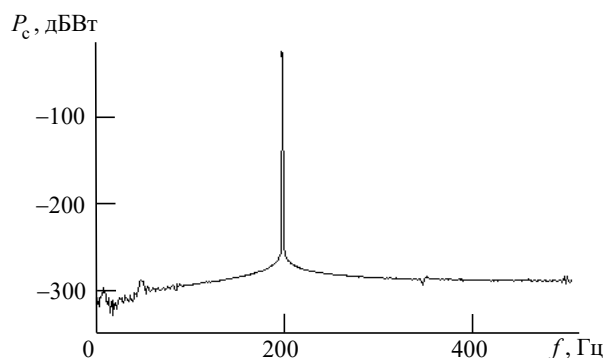


Рис. 3. Спектр сигнала с частотой 201.0 Гц на входе АЦП без весового окна

Fig. 3. Spectrum of a 201.0 Hz signal at the input of an ADC without a weight window

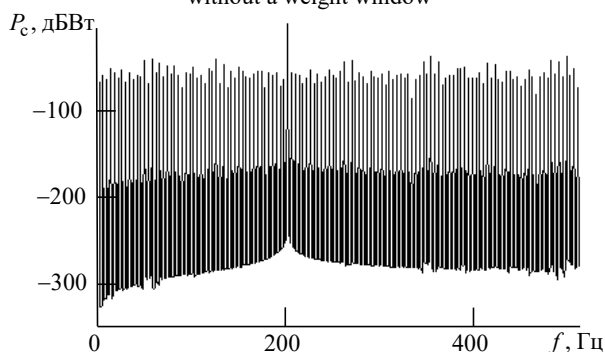


Рис. 4. Спектр сигнала с частотой 201.0 Гц на выходе АЦП без весового окна

Fig. 4. Spectrum of a 201.0 Hz signal at the output of an ADC without a weight window

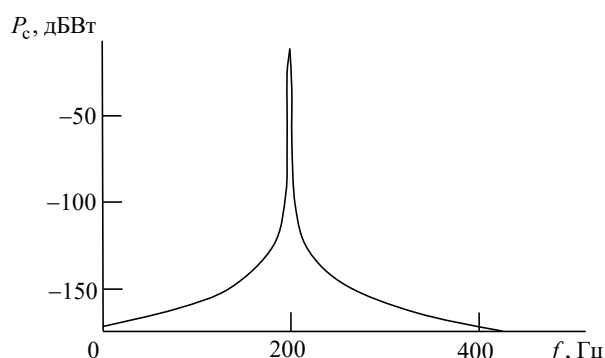


Рис. 5. Спектр сигнала с частотой 201.0 Гц на входе АЦП с весовым окном Блэкмана

Fig. 5. Spectrum of a 201.0 Hz signal at the input of an ADC using the Blackman window

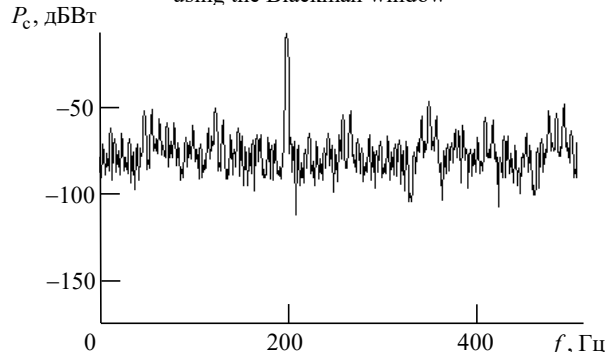


Рис. 6. Спектр сигнала с частотой 201.0 Гц на выходе АЦП с весовым окном Блэкмана

Fig. 6. Spectrum of a 201.0 Hz signal at the output of an ADC using the Blackman window

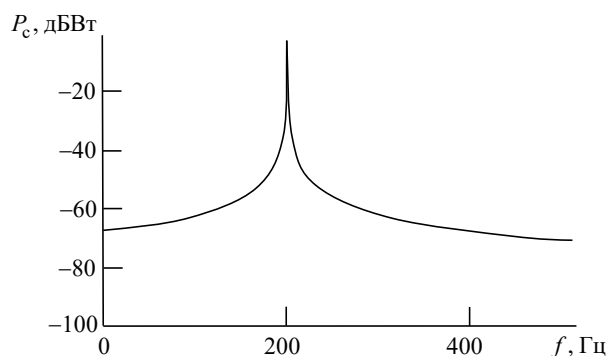


Рис. 7. Спектр сигнала с частотой 201.1 Гц на входе АЦП без весового окна

Fig. 7. Spectrum of a 201.1 Hz signal at the input of an ADC without a weight window

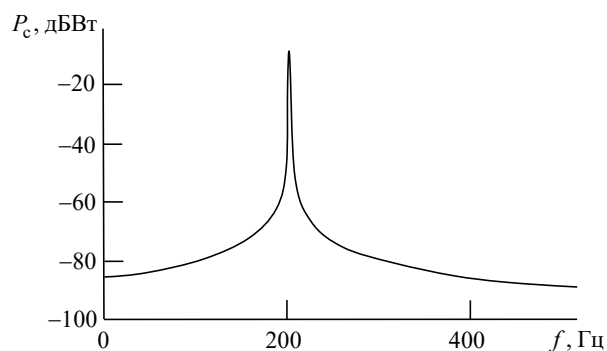


Рис. 9. Спектр сигнала с частотой 201.1 Гц на входе АЦП с весовым окном Блэкмана

Fig. 9. Spectrum of a 201.1 Hz signal at the input of an ADC using the Blackman window

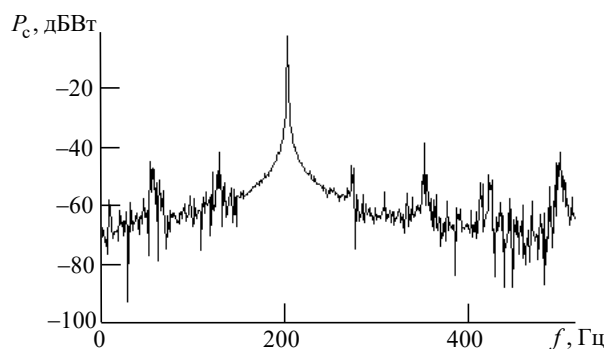


Рис. 8. Спектр сигнала с частотой 201.1 Гц на выходе АЦП без весового окна

Fig. 8. Spectrum of a 201.1 Hz signal at the output of an ADC without a weight window

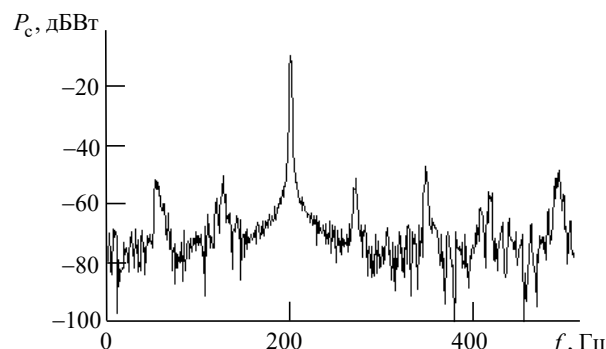


Рис. 10. Спектр сигнала с частотой 201.1 Гц на выходе АЦП с весовым окном Блэкмана

Fig. 10. Spectrum of a 201.1 Hz signal at the output of an ADC using the Blackman window

Максимальное значение $P_c(f_c) \cong -2.97$ дБВт. "Нули" боковых лепестков спектра сигнала находятся на резонансных частотах фильтров ДПФ, поэтому спектральные составляющие шумов квантования хорошо наблюдаются в спектре. Спектр шумов квантования является дискретным;

- на рис. 5 спектр сигнала с частотой $f_c = 201.0$ Гц с весовым окном Блэкмана ($\alpha = 0.16$) до АЦП. Максимальное значение $P_c(f_c) \cong -10.51$ дБВт. "Нули" боковых лепестков спектра сигнала находятся на резонансных частотах фильтров ДПФ, однако уровень боковых лепестков спектра сигнала несколько увеличился (на уровне "шумов вычислений") по сравнению с рис. 3 из-за уменьшения эффективной длительности сигнала;

- на рис. 6 спектр сигнала с частотой $f_c = 201.0$ Гц с весовым окном Блэкмана ($\alpha = 0.16$) после АЦП. Максимальное значение $P_c(f_c) \cong -10.51$ дБВт. "Нули" боковых лепестков спектра сигнала находятся на резонансных ча-

стотах фильтров ДПФ, поэтому спектральные составляющие шумов квантования хорошо наблюдаются в спектре. Спектр шумов квантования по-прежнему (рис. 4) является дискретным, однако спектральные составляющие шумов квантования расширились и начали сливаться из-за уменьшения эффективной длительности сигнала при применении весового окна без изменения уровня относительно основной спектральной составляющей сигнала (рис. 4 и 6);

- на рис. 7 спектр сигнала с частотой $f_c = 201.1$ Гц без весового окна до АЦП. Максимальное значение $P_c(f_c) \cong -3.11$ дБВт. Уровень боковых лепестков спектра сигнала вырос по сравнению с рис. 3 из-за того, что "нули" боковых лепестков спектра сигнала сдвинулись относительно резонансных частот фильтров ДПФ;

- на рис. 8 спектр сигнала с частотой $f_c = 201.1$ Гц без весового окна после АЦП. Максимальное значение $P_c(f_c) \cong -3.11$ дБВт. Видно, что выросшие боковые лепестки спектра сигнала возле его центра смещают уровень шумов

квантования. Изменение частоты сигнала привело к изменению частотного интервала следования максимумов шумов квантования (интервал увеличился по сравнению с интервалом на рис. 4);

– на рис. 9 спектр сигнала с частотой $f_c = 201.1$ Гц с весовым окном Блэкмана ($\alpha = 0.16$) до АЦП. Максимальное значение $P_c(f_c) \cong -10.58$ дБВт. Видно, что применение весового окна при $f_c = 201.1$ Гц незначительно (примерно на 10 дБ по сравнению с рис. 7) снизило боковые лепестки спектра сигнала в районе его максимума;

– на рис. 10 спектр сигнала с частотой $f_c = 201.1$ Гц с весовым окном Блэкмана ($\alpha = 0.16$) после АЦП. Максимальное значение $P_c(f_c) \cong -10.58$ дБВт. Шумы квантования отчетливо и практически без искажений наблюдаются на фоне спектра сигнала во всем частотном диапазоне ДПФ.

Параметры шумов квантования гармонического сигнала. В произвольном случае шумы квантования сигнала в комплексном представлении распределены в интервале частот, равном частоте дискретизации ($F_{\text{дис}}$). Полагается [8], что шумы квантования имеют распределение, близкое к нормальному, и распределяются в общем случае равномерно в полосе Найквиста, которая для комплексного сигнала соответствует интервалу $\left[-\frac{F_{\text{дис}}}{2}; \frac{F_{\text{дис}}}{2}\right]$. Основопологающим при этом является то, что шум квантования не коррелирован с входным сигналом АЦП. Как показали результаты исследований (см. рис. 3–10), спектр шумов квантования, как правило, содержит периодические составляющие. При этом среднее значение мощности спектральных составляющих шумов квантования в полосе $\left[-\frac{F_{\text{дис}}}{2}; \frac{F_{\text{дис}}}{2}\right]$ остается почти неизменным. В особых случаях, когда частота сигнала удовлетворяет условию $f_c K = F_{\text{дис}}$, где K – целое число, количество спектральных составляющих шумов квантования становится минимальным, а их мощность – максимальной.

Мощность гармонического сигнала $U_c(t) = E_c \exp(i2\pi f_c t)$, $0 \leq t \leq T_H$ с амплитудой E_c на сопротивлении $R_H = 1$ Ом определяется

выражением $2\sigma_c^2 = \frac{E_c^2}{2}$. Если амплитуда E_c соответствует полной разрядной сетке АЦП, то отношение мощности гармонического сигнала $2\sigma_c^2$ к мощности шума его квантования $2\sigma_{0-\text{АЦП}}^2$ называется отношением сигнал/шум квантования на выходе АЦП и определяется выражением [15]

$$\gamma_{S-\text{АЦП}} = 10 \lg \left(\frac{2\sigma_c^2}{2\sigma_{0-\text{АЦП}}^2} \right) = 10 \lg \left(\frac{E_c^2}{4\sigma_{0-\text{АЦП}}^2} \right) = 6.02M + 1.76 \text{ [дБ]}. \quad (1)$$

Выражение (1) можно также представить в безразмерном виде:

$$\gamma_{S-\text{АЦП}} = \frac{E_c^2}{4\sigma_{0-\text{АЦП}}^2} = 10^{\frac{6.02M+1.76}{10}}.$$

С учетом того, что шумы квантования на выходе АЦП при отсутствии фильтрации находятся в диапазоне частот, равном $F_{\text{дис}}$, спектральная плотность шумов дискретизации в общем виде описывается выражением

$$N_{0S-\text{АЦП}} = \frac{2\sigma_{0-\text{АЦП}}^2}{F_{\text{дис}}}.$$

Следовательно, для идеального АЦП в случае, когда гармонический сигнал по амплитуде близок к полной разрядной сетке, спектральную плотность шумов квантования можно представить в виде

$$N_{0S-\text{АЦП}} \cong \frac{E_c^2}{2\gamma_{S-\text{АЦП}} F_{\text{дис}}} = \frac{E_c^2}{2F_{\text{дис}}} 10^{-\frac{6.02M+1.76}{10}}$$

или

$$N_{0S-\text{АЦП}} \cong -6.02M - 1.76 + 10 \lg \frac{E_c^2}{2F_{\text{дис}}} \text{ [дБВт/Гц]}. \quad (2)$$

Если сигнал занимает полностью разрядную сетку АЦП с ценой младшего разряда $U_{\text{АЦП}}$, то

$$\frac{E_{\text{с max}}^2}{U_{\text{АЦП}}^2} = \left(\frac{E_{\text{с max}}}{U_{\text{АЦП}}} \right)^2 = 2^{2(M-1)}. \text{ С учетом этого (2)}$$

можно преобразовать к виду

$$N_{0S-\text{АЦП}} = \frac{U_{\text{АЦП}}^2}{2\gamma_{S-\text{АЦП}} F_{\text{дис}}} 2^{2(M-1)} = \frac{U_{\text{АЦП}}^2}{2F_{\text{дис}}} 10^{-0.778}$$

или

$$N_{0S-\text{АЦП}} = -7.78 + 10 \lg \frac{U_{\text{АЦП}}^2}{2F_{\text{дис}}} [\text{дБВт/Гц}]. \quad (3)$$

Исходя из (3) суммарная мощность шумов квантования описывается выражением

$$2\sigma_{0-\text{АЦП}}^2 = N_{0S-\text{АЦП}} F_{\text{дис}} = \frac{U_{\text{АЦП}}^2}{2} 10^{-0.778}$$

или

$$2\sigma_{0-\text{АЦП}}^2 = -7.78 + 10 \lg \frac{U_{\text{АЦП}}^2}{2} [\text{дБВт}].$$

Если полезный сигнал, полученный на выхо-

де АЦП, пропускается через узкополосный фильтр с полосой пропускания $\Delta F_{\text{д}}$, которая удовлетворяет условию $\Delta F_{\text{д}} \leq F_{\text{дис}}$, то отношение сигнал/шум квантования на выходе этого фильтра описывается выражениями

$$\rho_{S-\text{АЦП}} = \gamma_{S-\text{АЦП}} \frac{F_{\text{дис}}}{\Delta F_{\text{д}}}, \quad (4)$$

$$\rho_{S-\text{АЦП}} = 10 \lg \left[\gamma_{S-\text{АЦП}} \frac{F_{\text{дис}}}{\Delta F_{\text{д}}} \right] = 6.02M + 1.76 + 10 \lg \frac{F_{\text{дис}}}{\Delta F_{\text{д}}} [\text{дБ}]. \quad (5)$$

Если в качестве инструмента фильтрации выступает ДПФ без использования весового окна с числом точек $N_{\text{ДПФ}}$, то $\frac{F_{\text{дис}}}{\Delta F_{\text{д}}} = N_{\text{ДПФ}}$ и выра-

жения (4) и (5) преобразуются, соответственно, к виду

$$\rho_{S-\text{АЦП}} = \gamma_{S-\text{АЦП}} N_{\text{ДПФ}},$$

$$\rho_{S-\text{АЦП}} = 6.02M + 1.76 + 10 \lg N_{\text{ДПФ}} [\text{дБ}].$$

На рис. 11–13 представлены энергетические

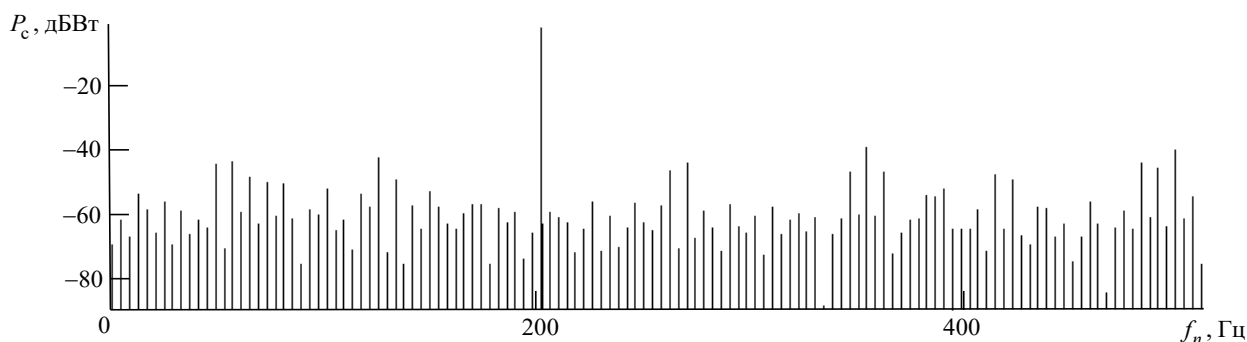


Рис. 11. Спектр гармонического сигнала на выходе АЦП с числом разрядов 4

Fig. 11. Harmonic signal spectrum at the output of a 4-bit ADC

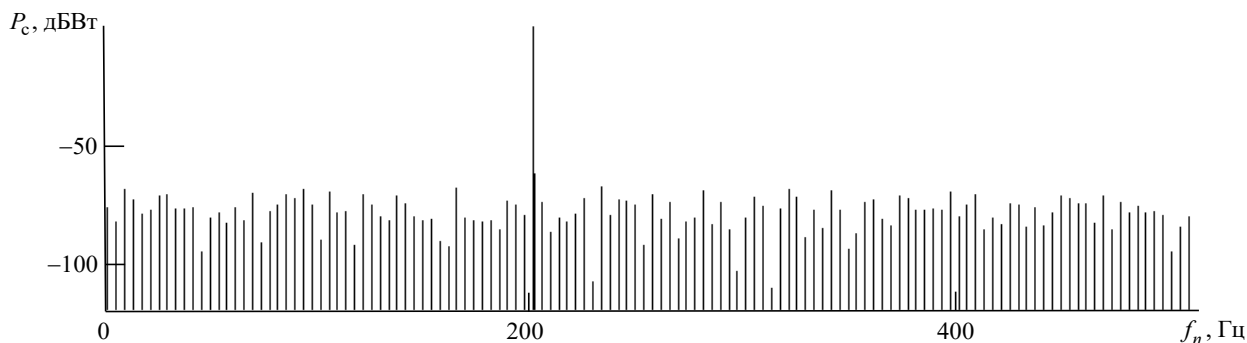


Рис. 12. Спектр гармонического сигнала на выходе АЦП с числом разрядов 8

Fig. 12. Harmonic signal spectrum at the output of an 8-bit ADC

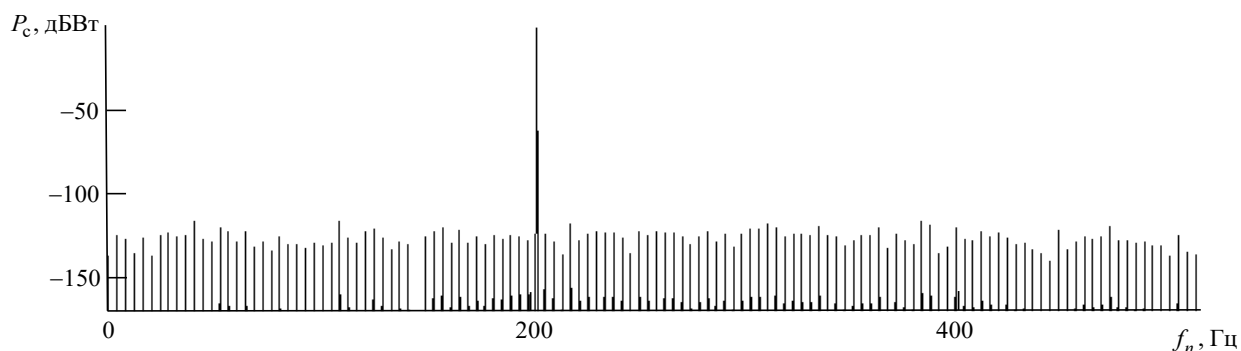


Рис. 13. Спектр гармонического сигнала на выходе АЦП с числом разрядов 16

Fig. 13. Harmonic signal spectrum at the output of a 16-bit ADC

спектры одного и того же гармонического сигнала вида $U_c(t) = E_c \exp(i2\pi f_c t)$, $0 \leq t \leq T_n$, имеющего частоту $f_c = 201.0$ Гц и амплитуду $E_c = 1$ В, удвоенное значение которой соответствует полной разрядной сетке АЦП.

$$\text{Энергетические спектры } P_c(f_n) = 10 \lg \frac{|G_c(f_n)|^2}{2}$$

получены на основе ДПФ с нормировкой к количеству точек $N_{\text{ДПФ}}$ без использования весового окна:

$$G_c(f_n) = \frac{1}{N_{\text{ДПФ}}} \sum_{j=0}^{N_{\text{ДПФ}}-1} U_j \exp\left[-i2\pi \frac{n}{N_{\text{ДПФ}}} j\right], \quad (6)$$

где $G_c(f_n)$ – комплексная амплитуда сигнала на выходе n -го фильтра ДПФ с резонансной частотой $f_n = \frac{F_{\text{дис}}}{N_{\text{ДПФ}}} n$; $U_j = U(jT_{\text{дис}})$ – j -й отсчет

сигнала с выхода АЦП; $T_{\text{дис}} = \frac{1}{F_{\text{дис}}}$ – период дискретизации.

Заметим, что использование весового окна в (6) исключено благодаря выбору частоты сигнала $f_c = 201.0$ Гц, при которой "нули" боковых лепестков спектра сигнала находятся на резонансных частотах фильтров ДПФ и не искажают спектр шумов квантования.

Энергетические спектры получены для следующих условий: частота дискретизации $F_{\text{дис}} = 1024$ Гц; число точек ДПФ $N_{\text{ДПФ}} = 1024$; число разрядов $M = 4$ (см. рис. 11), $M = 8$ (рис. 12) и $M = 16$ (рис. 13). Так как полоса пропускания фильтра ДПФ в данном случае равна

$$\Delta F_{\text{II}} = \frac{F_{\text{дис}}}{N_{\text{ДПФ}}} = 1.0 \text{ Гц, то спектральная плот-}$$

ность мощности соответствует мощности сигналов на выходах фильтров ДПФ. Соответственно,

$$N_c(f_n) \cong \frac{|G_c(f_n)|^2}{2\Delta F_{\text{II}}} \cong \frac{|G_c(f_n)|^2}{2} = P_c(f_n).$$

Оценки мощности основной спектральной составляющей сигнала $P_c(201 \text{ Гц})$ и спектральной плотности мощности шумов квантования $N_{0S-\text{АЦП}}$ (среднее значение мощности спектральных составляющих шумов при $\Delta F_{\text{II}} = 1.0$ Гц):

$$\begin{aligned} &\text{– для } M = 4 \text{ имеют значения } P_c(201 \text{ Гц}) = \\ &= -2.968 \text{ дБВт} \cong \frac{E_c^2}{2} \text{ и } N_{0S-\text{АЦП}} \cong -61.6 \text{ дБВт/Гц.} \end{aligned}$$

$$\text{Оценка отношения сигнал/шум квантования } \rho_{S-\text{АЦП}} = 10 \lg \frac{P_c(201 \text{ Гц})}{N_{0S-\text{АЦП}} \Delta F_{\text{II}}} \cong -2.968 + 61.6 \cong$$

$$\cong 58.6 \text{ дБ практически соответствует расчетному значению } \rho_{S-\text{АЦП}} = 6.02 \cdot 4 + 1.76 + 30.1 = 55.94 \text{ дБ.}$$

Спектральная плотность шумов квантования, рассчитанная с использованием (2), равна $N_{0S-\text{АЦП}} \cong -58.91 \text{ дБВт/Гц}$;

$$\text{– для } M = 8 \text{ имеют значения } P_c(201 \text{ Гц}) = -3.009 \text{ дБВт и } N_{0S-\text{АЦП}} \cong -81.4 \text{ дБВт/Гц.}$$

$$\begin{aligned} &\text{Оценка отношения сигнал/шум квантования } \rho_{S-\text{АЦП}} \cong -3.009 + 81.4 \cong 78.4 \text{ дБ практически} \\ &\text{соответствует расчетному значению } \rho_{S-\text{АЦП}} = 6.02 \cdot 8 + 1.76 + 30.1 = 80.02 \text{ дБ. Расчетное значе-} \end{aligned}$$

ние спектральной плотности шумов квантования

$$N_{0S-AЦП} \cong -83.03 \text{ дБВт/Гц};$$

– для $M=16$ имеют значения $P_c(201 \text{ Гц}) = -3.01 \text{ дБВт}$ и $N_{0S-AЦП} = -129.7 \text{ дБВт/Гц}$. Оценка отношения сигнал/шум квантования $\rho_{S-AЦП} = -3.01 + 129.68 = 126.67 \text{ дБ}$ соответствует расчетному значению $\rho_{S-AЦП} = 6.02 \cdot 16 + 1.76 + 30.1 = 128.18 \text{ дБ}$. Расчетное значение спектральной плотности шумов квантования $N_{0S-AЦП} \cong -131.193 \text{ дБВт/Гц}$.

Шумы квантования в приложении к радиолокации. Наибольшие шумы квантования в радиолокационном тракте порождают наибольшие составляющие сигнала [1–4] – мешающие отражения (МО) и активные шумовые помехи (АШП).

АШП является шумом с равномерной, как правило, спектральной плотностью $N_{АШП}$ в пределах ширины спектра $\Delta f_{АШП}$. Поэтому шумы квантования, которые порождаются в пределах частоты дискретизации $F_{\text{дис}}$ (частота удовлетворяет условию $F_{\text{дис}} > \Delta f_{АШП}$), слабо влияют на спектральную плотность АШП на выходе АЦП. Так как АШП имеет равномерный спектр в пределах своей ширины, то в спектре АШП на выходе АЦП не будет преобладающих по мощности спектральных составляющих. Шумы квантования АШП ограничивают потенциальную эффективность пространственной когерентной компенсации АШП.

МО являются когерентными помехами, амплитуда которых на несколько порядков превышает амплитуду полезного отраженного сигнала. В соответствии с (2) спектральная плотность мощности шумов квантования МО, занимающих примерно всю разрядную сетку, описывается выражением

$$N_{\text{МО-АЦП}} \cong \frac{2\sigma_{\text{МО}}^2}{\gamma_{S-AЦП} F_{\text{дис}}} = \frac{2\sigma_{\text{МО}}^2}{F_{\text{дис}}} 10^{-\frac{6.02M+1.76}{10}}, \quad (7)$$

где $2\sigma_{\text{МО}}^2$ – мощность МО на входе АЦП.

Мощность МО для различных условий можно рассчитать с использованием методического аппарата, представленного в [7].

В зависимости от настройки АЦП мешающие отражения могут занимать произвольное количество разрядов $M_{\text{МО-АЦП}}$ в пределах M -разрядной сетки. Например, при выборе разрядчиком радиолокатора цены младшего разряда, обеспечивающей запасом в $M_{\text{ЗД}}$ разрядов и "гарантирующей" исключение переполнения разрядной сетки, МО будут укладываться в $M_{\text{МО-АЦП}} = M - M_{\text{ЗД}}$ разрядов. С учетом этого выражение (7) в приложении к радиолокации следует уточнить:

$$N_{\text{МО-АЦП}} \cong \frac{2\sigma_{\text{МО}}^2}{F_{\text{дис}}} 10^{-\frac{6.02M_{\text{МО-АЦП}}+1.76}{10}}. \quad (8)$$

С учетом этого отношение сигнал/помеха на выходе устройства внутрипериодной обработки описывается выражением

$$\gamma = \frac{2\sigma_c^2 \Delta f_0 T_0}{(N_0 + N_{\text{АШП}} + N_{\text{МО-АЦП}}) \Delta f_0 + 2\sigma_{\text{МО-АЦП}}^2}$$

или

$$\gamma \cong \frac{2\sigma_c^2 \Delta f_0 T_0}{(N_0 + N_{\text{АШП}} + N_{\text{МО-АЦП}}) \Delta f_0 + 2\sigma_{\text{МО}}^2}, \quad (9)$$

где T_0 и Δf_0 – длительность и ширина спектра одиночного зондирующего сигнала; $2\sigma_{\text{МО-АЦП}}^2$ – мощность МО на выходе АЦП; N_0 – спектральная плотность внутренних шумов радиоприемного устройства.

Из (9) следует, что влияние шумов квантования МО на качество радиолокации начинается тогда, когда их спектральная плотность мощности становится соизмеримой или превышает спектральную плотность внутренних шумов приемного устройства.

Децимация выходного сигнала АЦП на фоне шумов. Рассмотрим АЦП с функцией двухквадратурного фазового детектирования [12–14]. Этот АЦП обеспечивает преобразование принятого сигнала $u(t) = U(t) \exp(i2\pi f_{\text{пр}} t)$ на радиочастоте $f_{\text{пр}}$ (десятки–сотни мегагерц) в две квадратурные составляющие $\text{Re}U(t)$ и $\text{Im}U(t)$, где $U(t) = U_c(t) + U_{\text{МО}}(t) + U_{\text{ш}}(t) + U_{\text{ВП}}(t)$, причем $U_c(t)$, $U_{\text{МО}}(t)$, $U_{\text{ш}}(t)$, $U_{\text{ВП}}(t)$ – комплексные огибающие отраженного сигнала, мешающих отражений, шумов (внутренних шумов и

активной шумовой помехи) и внеполосных помех (ВП).

Комплексная огибающая отраженного сигнала $U_c(t)$ имеет амплитудно-частотный спектр $|G_0(f)|$, который характеризуется шириной спектра Δf_0 (оцененной по некоторому уровню или эффективной шириной [7]), а также уровнем и частотным расположением боковых лепестков.

Выходные сигналы такого АЦП формируются с частотой дискретизации в виде дискретных отсчетов $\text{Re}U(nT_{\text{дис}})$, $\text{Im}U(nT_{\text{дис}})$,

$n = \overline{0, N-1}$. В типовом случае $F_{\text{дис}}$ выбирают исходя из значений промежуточной частоты и ширины спектра сигнала: для одноквадратурного преобразования $F_{\text{дис}} \geq 2(f_{\text{пр}} + 0.5\Delta f_0)$, а для двухквадратурного преобразования $F_{\text{дис}} \geq (f_{\text{пр}} + 0.5\Delta f_0)$. После квадратурного преобразования на видеочастоту целесообразно понизить частоту следования отсчетов (выполнить децимацию), что может быть обеспечено простым прореживанием или усреднением нескольких соседних отсчетов. Два этих варианта имеют кардинальные отличия в качестве формирования прореженного сигнала, связанные с соотношением частоты дискретизации и верхней границы диапазона существования эффективных помех, например верхней границы приема высокоуровневой помехи по боковым лепесткам амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) когерентного тракта приема сигналов до входа АЦП.

Будем полагать, что после АЦП с двухквадратурным преобразованием на видеочастоту отсчеты сигнала следуют с частотой $F_{\text{дис}_1}$, причем полезный сигнал с мощностью $2\sigma_c^2$ и шириной спектра Δf_0 , значительно меньшей $F_{\text{дис}_1}$, расположен на частоте $f = 0$, а шум с постоянной спектральной плотностью N_a расположен симметрично относительно частоты $f = 0$ в полосе $\Delta f_a \leq F_{\text{дис}_1}$. Необходимо выполнить децимацию сигнала, обеспечивающую уменьшение его частоты дискретизации с $F_{\text{дис}_1}$ на $F_{\text{дис}_2}$, причем с учетом двухквадратурного представления сигнала $F_{\text{дис}_2} \geq \Delta f_0$.

В случае децимации путем простого проре-

живания в N_D раз (выбирается каждый N_D -й отсчет исходного сигнала), обеспечивающего понижение частоты до величины

$$F_{\text{дис}_2} = \frac{F_{\text{дис}_1}}{N_D},$$

после прореживания в полосе анализа $F_{\text{дис}_2}$

увеличивается в $\frac{\Delta f_a}{F_{\text{дис}_2}}$ раз. Например, если

$\Delta f_a = F_{\text{дис}_1}$, то после прореживания спектральная плотность шумов увеличится в N_D раз из-за размножения АЧХ [6] дециматора. В итоге отношение сигнал/шум на выходе такого дециматора для заданных условий уменьшается в N_D раз.

В случае децимации путем усреднения N_D отсчетов в цифровом фильтре нижних частот (ФНЧ) временные отсчеты выходного сигнала ФНЧ $U_D(g)$, $g = \overline{0, N_2-1}$ формируются из отсчетов входного сигнала $U(n)$, $n = \overline{0, N_1-1}$ в соответствии с выражением $U_D(g) =$

$$= \frac{1}{N_D} \sum_{n=gN_D}^{gN_D+N_D-1} U(n), \quad g = \overline{0, N_2-1} \quad (\text{коэффициент}$$

передачи ФНЧ равен "1"). Спектральная плотность шумов после децимации в полосе анализа $F_{\text{дис}_2}$ относительно спектральной плотности полезного сигнала не изменяется.

На рис. 14–16 представлены энергетические спектры сигналов до и после децимации, выполненной двумя рассмотренными способами.

Исходным сигналом была последовательность временных отсчетов принятого сигнала после 8-разрядного АЦП, следующих с частотой $F_{\text{дис}_1} = 2^{14}$ Гц. Принятый сигнал включал гармонический сигнал на частоте $f_c = 201.0$ Гц с мощностью $2\sigma_c^2 \cong -3.0$ дБВт и шум с мощностью $2\sigma_a^2 \cong 0.83$ дБВт, спектральная плотность которого равномерно распределена в интервале $F_{\text{дис}_1}$ и имеет значение $N_a = \frac{2\sigma_a^2}{F_{\text{дис}_1}} \cong -41.317$ дБВт/Гц. Децимация выполнялась с коэффициентом децимации $N_D = 16$ на частоту дискретизации $F_{\text{дис}_2} = 2^{10}$ Гц, причем

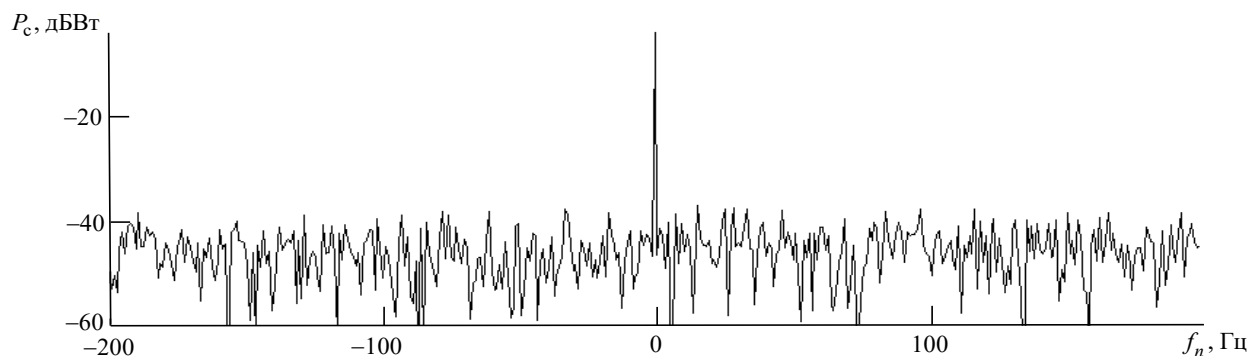


Рис. 14. Спектр гармонического сигнала перед децимацией

Fig. 14. Harmonic signal spectrum prior to decimation

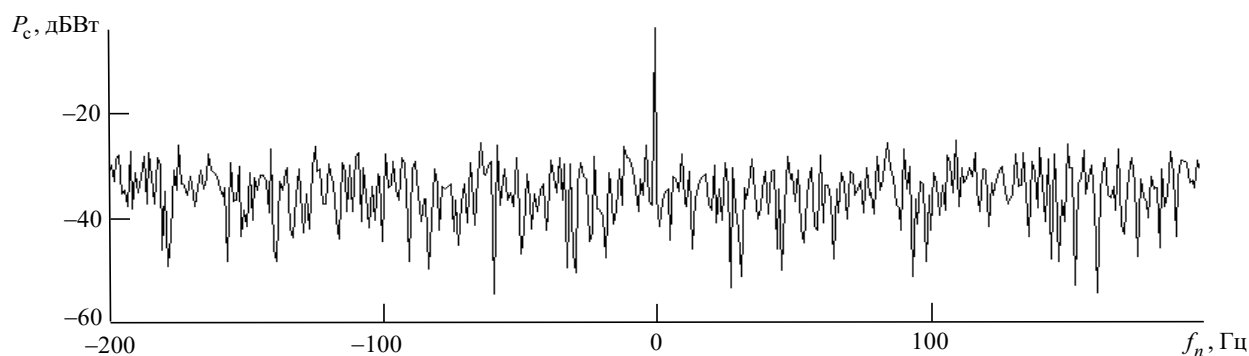


Рис. 15. Спектр гармонического сигнала после децимации путем выбора отсчетов

Fig. 15. Harmonic signal spectrum following decimation by sampling

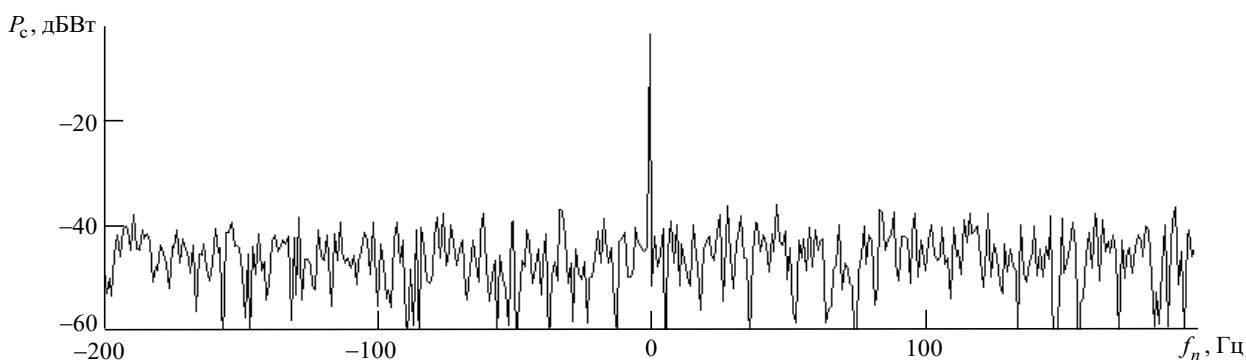


Рис. 16. Спектр гармонического сигнала после децимации путем усреднения отсчетов

Fig. 16. Harmonic signal spectrum following decimation by averaging samples

$10 \lg N_D = 12.04$ дБ. Спектры получены путем ДПФ в соответствии с (6) от последовательности длительностью $T_H = 1$ с (разрешение по частоте $\Delta F_H = 1$ Гц).

На рис. 14 представлен фрагмент энергетического спектра сигнала до децимации ($N_{\text{ДПФ}} = 2^{14}$). Полученные оценки $2\sigma_c^2 \cong -3.01$ дБВт и $N_a \cong -41.317$ дБВт/Гц соответствуют исходным условиям.

На рис. 15 представлен фрагмент энергетического спектра сигнала после децимации, выполнен-

ной простым прореживанием в 16 раз (выбором каждого 16-го отсчета) и преобразующей частоту

дискретизации к величине $F_{\text{дис}_2} = 2^{10}$ Гц.

Спектр сформирован путем ДПФ с числом точек $N_{\text{ДПФ}} = 2^{10}$. Видно, что мощность гармонического сигнала составила $2\sigma_c^2 \cong -2.711$ дБВт и осталась фактически прежней, а спектральная плотность шумов $N_a \cong -28.882$ дБВт/Гц увеличилась на 12.43 дБ, что соответствует коэффициенту $N_D = 16$.

На рис. 16 представлен фрагмент энергетического спектра принятого сигнала после децимации, выполненной путем усреднения каждых 16 отсчетов. Сигналы на выходе дециматора следуют с частотой $F_{\text{дис}_2} = 2^{10}$ Гц. Спектр сформирован путем ДПФ с числом точек $N_{\text{ДПФ}} = 2^{10}$. Видно, что мощность гармонического сигнала $2\sigma_c^2 \cong -3.512$ дБВт и спектральная плотность шумов $N_a \cong -41.289$ дБВт/Гц остались фактически неизменными по отношению к принятому сигналу до децимации.

Заключение. Мощность шумов квантования $2\sigma_{0-\text{АЦП}}^2$ уменьшается при уменьшении цены младшего разряда $U_{\text{АЦП}}$, что требует на практике обеспечения максимального соответствия разрядной сетки АЦП динамическому диапазону входного сигнала. Не менее важным является уменьшение спектральной плотности мощности шумов квантования $N_{0S-\text{АЦП}}$ путем увеличения частоты дискретизации $F_{\text{дис}}$ АЦП. Из (3) следует важная закономерность: влияние цены младшего разряда $U_{\text{АЦП}}$ на спектральную плотность шумов квантования имеет квадратичную зависимость, а частоты дискретизации — линейную. Следовательно, уменьшение цены младшего разряда, например, в 2 раза или увеличение числа разрядов АЦП на "1" даст в отношении спектральной плотности мощности шумов квантования такой же эффект, как увеличение частоты дискретизации в 4 раза.

Установка разработчиком радиолокатора не-

обоснованного "запаса" динамического диапазона АЦП путем увеличения цены младшего разряда приведет к росту шумов квантования МО и, соответственно, к снижению дальности обнаружения радиолокатора. Количественную определенность в этом устанавливают выражения (8) и (9).

Полученные выражения (7) и (8) для расчета спектральной плотности мощности шумов квантования мешающих отражений позволяют проводить инженерные расчеты при проектировании радиолокаторов. Динамичное управление масштабом разрядной сетки АЦП (ценой младшего разряда) наиболее целесообразно применять в радиолокаторе с импульсным зондирующим сигналом, так как именно в его приемном тракте однозначно проявляется зависимость мощности отраженных сигналов от четвертой степени дальности.

Из (9) следует, что влияние шумов квантования МО начинается тогда, когда их спектральная плотность мощности становится соизмеримой со спектральной плотностью внутренних шумов приемного устройства. Использование полученных математических выражений позволяет выполнять инженерные расчеты при проектировании радиолокатора, устанавливая взаимосвязи энергопотенциала (мощность зондирующего сигнала, коэффициент усиления антенны), коэффициента шума приемника и параметров АЦП.

Децимация сигнала, выполняемая после аналого-цифрового преобразования, должна исключать увеличение спектральной плотности шумов и соответствующее снижение отношения сигнал/шум.

Список литературы

1. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 1 / под ред. М. И. Скольника; пер. с англ. под ред. В. С. Вербы. М.: Техносфера, 2014. 672 с.
2. Бартон Д. К., Вард Г. Справочник по радиолокационным измерениям / пер. с англ. под ред. М. М. Вейсбейна. М.: Сов. радио, 1976. 392 с.
3. Barton D. K., Leonov S. A. Radar technology encyclopedia. Boston, Mass.: Artech House, 1998. 511 p.
4. Barton D. K. Radar Equations for Modern Radar. Boston, Mass.: Artech House, 2013. 428 p.
5. Фельдман Ю. И., Мандуровский И. А. Теория флуктуаций локационных сигналов, отраженных распределенными целями / под ред. Ю. И. Фельдмана. М.: Радио и связь, 1988. 272 с.
6. Гейстер С. Р. Адаптивное обнаружение-распознавание с селекцией помех по спектральным портретам. Минск: Военная академия РБ, 2000. 172 с.
7. Охрименко А. Е. Основы радиолокации и радиоэлектронной борьбы. Ч. 1: Основы радиолокации. М.: Воениздат, 1983. 456 с.
8. Bennet W. R. Spectra of Quantized Signals // Bell System Tech. J. 1948. Vol. 27. P. 446–471.
9. Дженкинс Г., Ваттс Д. Спектральный анализ и его приложения / пер. с англ. В. Ф. Писаренко. М.: Мир, 1972. Т. 2. 285 с.
10. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов / пер. с англ. А. Л. Зайцевой, Э. Г. Назаренко, Н. Н. Тетекиной; под ред. Ю. Н. Александрова. М.: Мир, 1978. 848 с.
11. Применение цифровой обработки сигналов / под ред. А. Оппенгейма; пер. с англ. под ред. А. М. Рязанцева. М.: Мир, 1980. 552 с.
12. Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н.

Цифровая обработка сигналов: справ. М.: Радио и связь, 1985. 312 с.

13. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов / пер. с англ. С. А. Кулешова; под ред. А. С. Ненашева. М.: Техносфера, 2006. 856 с.

14. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов / пер. с англ. под ред. А. А. Бритова. 2-е изд. М.: Бином, 2006. 653 с.

15. Кестер У. Аналого-цифровое преобразование / пер. с англ. под ред. Е. Б. Володина. М.: Техносфера, 2007. 1015 с.

Информация об авторах

Гейстер Сергей Романович – доктор технических наук (2004), профессор (2006), ведущий научный сотрудник ОАО "АЛЕВКУРП". Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – построение радиотехнических систем различного назначения; радиолокационное распознавание; адаптивная обработка сигналов; радиоэлектронная защита.

Адрес: ОАО "АЛЕВКУРП", ул. Московская, д. 1а, Королев Стан, 223050, Республика Беларусь
E-mail: hsr_1960@yahoo.com

Кириченко Валерий Викторович – ведущий научный сотрудник ОАО "АЛЕВКУРП". Автор более 10 научных работ. Сфера научных интересов – формирование и обработка радиосигналов; моделирование реальных процессов и устройств.

Адрес: ОАО "АЛЕВКУРП", ул. Московская, д. 1а, Королев Стан, 223050, Республика Беларусь
E-mail: kirvv1964@yandex.ru

References

1. Skolnik M. I. Radar Handbook, 3rd ed. NY, McGraw-Hill, 2008, 1328 p.

2. Barton D. K., Ward H. Handbook of Radar Measurement. N. J., Prentice-Hall, 1969, 426 p.

3. Barton D. K., Leonov S. A. Radar technology encyclopedia. Boston, Mass., Artech House, 1998, 511 p.

4. Barton D. K. Radar Equations for Modern Radar. Boston, Mass., Artech House, 2013, 428 p.

5. Fel'dman Yu. I., Mandurovskii I. A. *Teoriya fluktuatsii lokatsionnykh signalov, otrazhennykh raspredelemnymi tselyami* [Theory of fluctuations of location signals reflected by distributed targets]. Ed. by Yu. I. Fel'dman. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1988, 272 p. (In Russ.)

6. Heister S. R. *Adaptivnoe obnaruzhenie-raspoznavanie s selektsiei pomekh po spektral'nykh portretam* [Adaptive detection-recognition with interference selection based on spectral portraits]. Minsk, *Voennaya akademiya RB*, 2000, 172 p. (In Russ.)

7. Okhrimenko A. E. *Osnovy radiolokatsii i radioelektronnoi bor'by. Ch. 1. Osnovy radiolokatsii* [Fundamentals of radar and electronic warfare. Part 1. Fundamentals of

Radar]. Moscow, *Voenizdat*, 1983, 456 p. (In Russ.)

8. Bennet W. R. Spectra of Quantized Signals. Bell System Tech. J. 1948, vol. 27, pp. 446–471.

9. Jenkins G., Watts D. Spectral Analysis and Its Applications. Holden-Day, San Francisco, 1968, p. 525.

10. Rabiner L., Gold B. Theory and Application of Digital Signal Processing. Prentice Hall Inc., Englewood Cliffs, N. J., 1975, 762 p.

11. Applications of Digital Signal Processing. Ed. by A. Oppenheim. Prentice Hall Inc., Englewood Cliffs, N. J., 1978, 499 p.

12. Gol'denberg L. M., Matyushkin B. D., Polyak M. N. *Tsifrovaya obrabotka signalov: Spravochnik* [Digital Signal Processing: Handbook]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1985, 312 p. (In Russ.)

13. Oppenheim A., Schaffer R. Discrete-Time Signal Processing. 3rd ed. NJ, Prentice Hall, 1999, 870 p.

14. Lyons R. G. Understanding Digital Signal Processing. NJ, Prentice Hall, 2001, 517 p.

15. Kester W. Analog-Digital Conversion. Norwood, Analog Devices, 2004.

Information about the authors

Sergey R. Heister, Dr Sci. (Eng.) (2004), Professor (2006), Leading Researcher at the JSC "ALEVKURP". The author of more than 150 scientific. Area of expertise: construction of radio engineering systems for various purposes; radar recognition; adaptive signal processing; radioelectronic protective measures.

Address: JSG "ALEVKURP", 1a Moscow St., Korolev Stan 223050, Republic of Belarus
E-mail: hsr_1960@yahoo.com

Valery V. Kirichenko, Senior Researcher at the JSC "ALEVKURP". The author of more than 10 scientific publications. Area of expertise: formation and processing of radio signals; simulation of real processes and devices.

Address: JSG "ALEVKURP", 1a Moscow St., Korolev Stan 223050, Republic of Belarus
E-mail: kirvv1964@yandex.ru