

КОСМИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА. КОСМИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ. ИССЛЕДОВАНИЕ ОКОЛОЗЕМНОГО КОСМИЧЕСКОГО ПРОСТРАНСТВА

УДК 621.396.96+51.001.57

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИСКАЖЕНИЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ, ВНОСИМЫХ НЕЛИНЕЙНОСТЬЮ ТРАКТА ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА

А. Н. Тонких

Обоснована необходимость анализа операции квантования в радиолокационных станциях с синтезированной апертурой антенны и оценки тонкой структуры искажений, вносимых данной операцией. Приведены аналитические выражения, определяющие искажения радиолокационных изображений, вызванные нелинейностью аналого-цифрового преобразователя. Показано, что аналого-цифровой преобразователь не вносит изменений в соотношение амплитуд сигналов, отраженных от объектов и подстилающей поверхности, и, следовательно, при рассмотрении вопросов обнаружения целей на фоне отражений от земли его можно считать линейным элементом, вносящим дополнительный шум квантования. При этом из-за нелинейности цифровой обработки сигналов наблюдается эффект подавления слабых сигналов сильными, который необходимо учитывать при оценке искажений радиолокационных изображений пространственно-распределенных объектов. Нелинейность цифровой обработки, проявляющаяся в подавлении сигналов от слабоотражающих участков поверхности объекта, приводит к дроблению отметок пространственно-распределенных объектов. Приведены результаты математического моделирования радиолокационных изображений распределенных объектов с учетом нелинейности тракта приема и обработки радиолокационного сигнала. Оценено влияние разрядности квантователя на решение задачи распознавания пространственно-распределенных объектов.

Ключевые слова: радиолокационная станция с синтезированной апертурой антенны, математическое моделирование, шумы, квантование сигнала, аналого-цифровой преобразователь.

Введение

Расширение области применения радиолокационных станций (РЛС) высокого разрешения обусловлено рядом преимуществ по отношению к оптическим системам при сопоставимой разрешающей способности. Повышение требований к оперативности получения информации определяет необходимость обработки радиолокационного сигнала на борту носителя РЛС в режиме реального времени, что приводит к высоким требованиям к производительности и объему памяти бортовых вычислительных машин. Как правило, для снижения требований к бортовым цифровым вычислительным машинам применяют уменьшение разрядности аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и уменьшение разрядности машинных слов. В связи с этим актуально рассмотрение искажений, вносимых операцией квантования в силу важности и аналитической сложности их учета при синтезе оптимальных алгоритмов обработки сигналов. Достаточно хорошо описанный в ряде работ отечественных и зарубежных авторов [1, 2] энергетический подход к анализу операций квантования не позволяет учесть тонкую структуру вносимых этой операцией искажений – таких, например, как изменения в соотношении амплитуд сигналов, отраженных от объектов и элементов подстилающей поверхности, их отношение к уровню шума приемника РЛС. Такой анализ необходим как при оценке возможностей РЛС с синтезированной апертурой антенны (РСА) по обнаружению малоразмерных объектов и деталей мест-

ности, так и при оценке искажений радиолокационных изображений (РЛИ) пространственно-распределенных объектов (целей).

Математическая модель искажений, вносимых нелинейностью тракта приема и обработки радиолокационного сигнала

Рассмотрим влияние нелинейности тракта приема и обработки радиолокационного сигнала. При цифровой обработке радиолокационных сигналов в РСА они подвергаются в АЦП линейной операции дискретизации по времени и нелинейной операции квантования по уровню, которые неизбежно приводят к искажению сигналов. Кроме того, в процессе цифровой обработки сигналов за счет квантования весовых функций и коэффициентов, а также округления (усечения) арифметических операций, вносятся дополнительные искажения в результат обработки. Стоит отметить, что проблема, связанная с такими искажениями, на сегодняшний день при постобработке (обработке в наземных условиях) не является острой, так как существующая элементная база (АЦП) и электронно-вычислительные машины позволяют сделать очень низким уровень этих искажений.

Учесть искажения, вносимые операцией квантования, можно внесением аддитивного шума квантования $n_{кв}(t)$ [1] (рис. 1):

$$n_{кв}(t) = \eta_2 \{s(t)\} = s(t) - \eta \{s(t)\}, \quad (1)$$

где $\eta \{s(t)\}$ – нелинейная характеристика квантова-

теля, которую при равношаговом квантовании (рис. 2) можно описать следующим выражением:

$$\eta\{s(t)\} = \eta_1 + \sum_{i=1}^{L-1} \int_{-\infty}^{\infty} \Delta \delta\left[u - (i - L/2)\Delta\right] du, \quad (2)$$

где η_1 – первый уровень квантования; L, Δ – число уровней и шаг квантования соответственно.

Не теряя общности рассуждений, рассмотрим искажения только по координате путевой дальности $x = V_{пт}t$ (анализ искажений по координате наклонной дальности r идентичен).

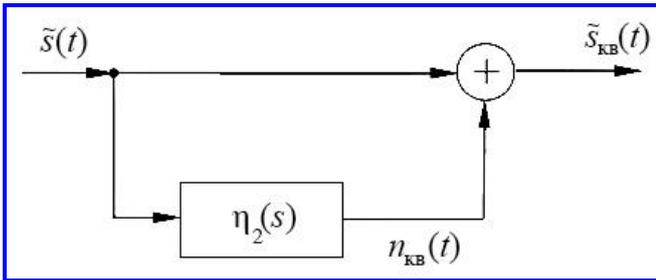


Рис. 1. Модель аналого-цифрового преобразователя

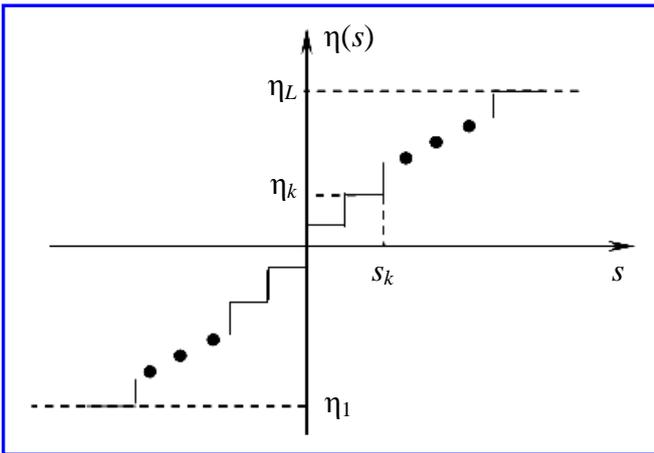


Рис. 2. Характеристика квантователя

Согласно [3], примем при описании квадратурных составляющих траекторного сигнала $\tilde{s}_c(t)$ и $\tilde{s}_s(t)$, что они являются гауссовским случайным процессом с нулевым математическим ожиданием и корреляционной функцией:

$$R_{s_c}(\tau) = R_{s_s}(\tau) = R_s(\tau) = D_s r_s(\tau), \quad (3)$$

где D_s – дисперсия случайного процесса $s(t)$.

В работе [1] на основании выражений (2) и (3) получена корреляционная функция шума квантования $n_{кв}(t)$:

$$R_{кв} = D_s \sum_{n=1}^{\infty} a_n r_s^n(\tau), \quad (4)$$

где $a_n = \left\{ \frac{\Delta^{L-1}}{n!} \sum_{i=1}^{L-1} \Phi^{(n)}\left[i - \frac{L}{2}\right] \bar{\Delta} - \Phi^{(n)}[\infty] \right\}^2 / n!$; $\bar{\Delta} = \Delta / \sqrt{D_s}$; $\Phi^{(n)}(\bullet)$ – n -я производная интеграла вероятности; L – число уровней квантования.

Для принятого числа L уровней квантования и гауссовского распределения квантуемого процесса $\tilde{s}(t)$ в работе [2] получены оптимальные (по критерию минимума среднеквадратического отклонения) значения шага $\Delta_{опт}$ квантования. На рис. 3, а, приведены графики нормированных корреляционных функций $r_{кв}(\tau)$ шумов квантования, рассчитанных по формуле (4) для $L = 2, 4, 8, 16, 32$ бит, а на рис. 3, б – зависимости относительной дисперсии шума квантования от числа L [2]. Нормированная корреляционная функция сигнала $s(t)$ при этом задавалась колокольной функцией: $r_s(\tau) = \exp\{-\beta\tau^2\}$. На рис. 3, в, показаны графики спектральной плотности шумов квантования.

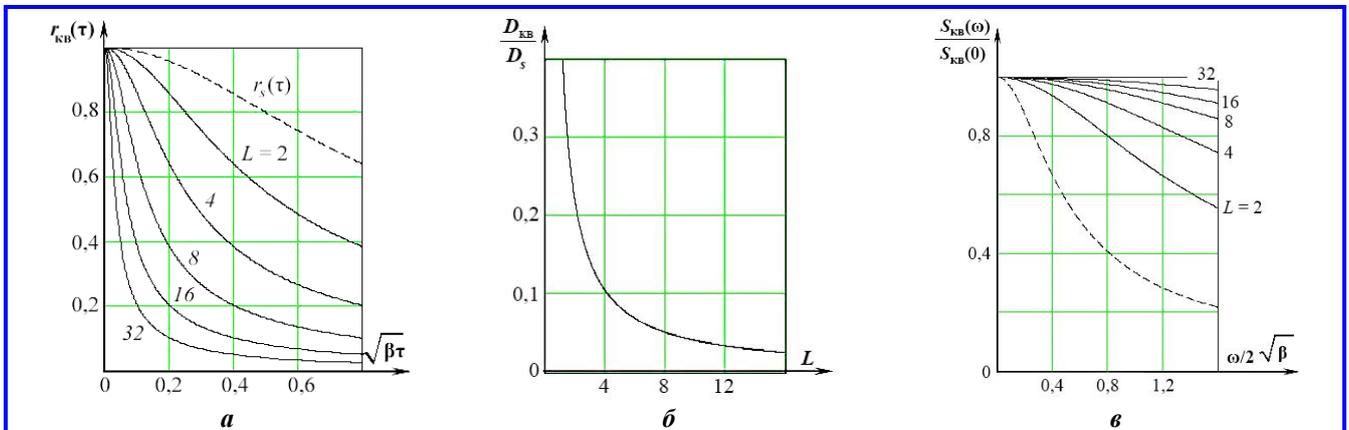


Рис. 3. Графики характеристик шумов квантования: а – нормированные корреляционные функции $r_{кв}(\tau)$; б – зависимости относительной дисперсии шума квантования от числа L ; в – спектральные плотности

Анализ приведенных графиков показывает, что только при $L > 8 \dots 16$ бит процесс $n_{\text{кв}}(t)$ приближенно можно считать «белым». При этом известное соотношение для дисперсии шумов квантования $D_{\text{кв}} \approx \Delta^2/12$, полученное при неограниченной сетке квантования, выполняется при $L > 8$.

В работе [1] получена также взаимная корреляционная функция шума квантования $n_{\text{кв}}(t)$ и квантуемого сигнала $\tilde{s}(t)$:

$$R_{sn}(\tau) = D_s r_s(\tau) \left\{ 1 - \bar{\Delta} \sum_{i=1}^{L-1} \Phi' \left[\left(i - \frac{L}{2} \right) \bar{\Delta} \right] \right\}. \quad (5)$$

Для количественной оценки степени взаимной корреляции процессов $n_{\text{кв}}(t)$ и $\tilde{s}(t)$ выполним расчеты в соответствии с отношением:

$$K_{sn} = \frac{R_{sn}^2(0)}{R_s(0)R_{\text{кв}}(0)} = \frac{D_s}{D_{\text{кв}}} \left\{ 1 - \bar{\Delta} \sum_{i=1}^{L-1} \Phi' \left[\left(i - \frac{L}{2} \right) \bar{\Delta} \right] \right\}.$$

Анализ полученных результатов показывает, что при $L > 4$ взаимной корреляцией шума квантования и квантуемого сигнала ($K_{sn} = 0,09$) можно пренебречь и считать их некоррелированными.

Таким образом, при разрядности АЦП $m = \log_2 L \geq 3$ искажения сигнала, обусловленные квантованием по уровню, с достаточной для практики точностью на интервале $\left(-\frac{\Delta}{2}, \frac{\Delta}{2}\right)$ можно описать аддитивным белым случайным процессом с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $D_{\text{кв}} \approx \frac{\Delta^2}{12}$. В этом

случае АЦП может быть представлено линейным звеном с единичным коэффициентом передачи, вносящим аддитивный шум квантования $n_{\text{кв}}(t)$. При этом выражение для радиолокационного сигнала можно представить в виде: $\hat{\xi}(t) = \hat{s}(t) + \hat{n}_{\text{кв}}(t) + \hat{n}_{\text{ш}}(t)$.

Модель подавления сильными сигналами слабых на радиолокационных изображениях

Для анализа тонкой структуры искажений, внесимых АЦП, можно воспользоваться методом преобразований (методом характеристических функций) [4, 5] при прохождении сигналов от двух точечных отражателей $\hat{s}_1(t)$, $\hat{s}_2(t)$ и шума приемника РСА $\hat{n}(t)$ через систему АЦП – квадратурный согласованный цифровой фильтр (ЦФ) обработки сигналов по координате путевой дальности x . Сигналом $\hat{s}_1(t)$ при этом имитируется отражение от интересующего объекта, а сигналом $\hat{s}_2(t)$ – от элемента подстилающей поверхности. Искажениями, обусловленными собственно ЦФ, из-за ограничения его разрядной сетки пренебрежем.

Процессы, действующие на входе АЦП с выходов фазовых детекторов квадратурных каналов приемника РСА, можно описать выражением:

$$\tilde{s}_c(t) = s_c(t) + n_c(t) = \sum_{i=1}^2 s_{ci}(t) + n_c(t); \quad (6)$$

$$\tilde{s}_s(t) = s_s(t) + n_s(t) = \sum_{i=1}^2 s_{si}(t) + n_s(t),$$

где $s_{ci}(t) = A_i S(t-t_i) \cos \psi_i(t-t_i)$; $s_{si}(t) = A_i S(t-t_i) \sin \psi_i(t-t_i)$; $\psi_i(t-t_i) = \psi_i = \alpha(t-t_i)^2 + \psi_{0i}$; $\alpha = 2\pi V^2_{\text{пр}}/R\lambda$; t_i – задержки сигналов, определяемые координатами x_i отражателей; ψ_{0i} – случайные начальные фазы отраженных сигналов; A_i – амплитуды отраженных сигналов цели ($i=1$) и фона ($i=2$); $S(t-t_i) = S_i$ – нормированная огибающая сигналов, определяемая формой диаграммы направленности антенны по координате x ; $n_c(t) = N(t) \cos \varphi(t) = N \cos \varphi$; $n_s(t) = N(t) \sin \varphi(t) = N \sin \varphi$; N и φ – огибающая и фаза шума приемника, имеющие соответственно рэлеевское и равномерное распределение, причем $M\{n(t)\} = 0$:

$$M\{n(t_1)n(t_2)\} = \frac{N_0}{2} \delta(t_1 - t_2).$$

Нелинейные характеристики квантователей будем полагать одинаковыми. В работе [6] получены выражения для средних значений амплитуд сигналов от точечных отражателей на выходе ЦФ:

$$\bar{A}_i = \bar{A}_i^{(0)} = \sqrt{\frac{2}{\pi}} D_i S_i \sum_{k=0}^{M-1} \eta_k \int_0^{\infty} \cos(s_k u) \left[I_0 \left(\frac{D_i S_i^2 u^2}{4} \right) - I_1 \left(\frac{D_i S_i^2 u^2}{4} \right) \right] \exp \left(-\frac{D_i u^2}{4} \right) du; \quad (7)$$

$$D_{\Sigma i} = D_i S_i^2 + 2D_{3-i} S_{3-i} + 2D_{\text{ш}},$$

где $I_0(\cdot)$ и $I_1(\cdot)$ – модифицированные функции Бесселя.

На рис. 4 приведены графики с результатами расчетов по формулам нормированных средних значений амплитуд сигналов от точечных отражателей $\hat{A}_i/\Delta = \bar{A}_i/N_c \Delta$ (N_c – число когерентно накапливаемых на интервале X_c отсчетов сигнала) на выходе ЦФ в зависимости от отношения дисперсий D_1/D_2 , на входе АЦП для различных значений параметра $q_{\text{вх}}^{(2)} = D_1/D_{\text{ш}}$ ($q_{\text{вх}}^{(2)} = 1$ – сплошные линии 1 и 2, $q_{\text{вх}}^{(2)} = 0,01$ – штриховые линии 1' и 2') и числа уровней квантования $L = 4$ бит (рис. 4, а); 16 бит (рис. 4, б). Приведенные зависимости показывают, что с увеличением интенсивности сигнала от первого отражателя (с увеличением отношения D_1/D_2), начиная с некоторых ее значений, определяемых параметрами (L и Δ) квантователя, наступает его ограничение на РЛИ (зависимости 1 и 1'). При этом происходит «подавление» сигнала от второго отражателя, имитирующего фон (кривые 2 и 2'), и шумов (шума приемника и шума квантования) на РЛИ (рис. 5, а, б) в окрестности сильно отражающего (первого) объекта. Эффект подавления сильными сигналами слабых на РЛИ в данном случае обусловлен ограничением амплитуд сигналов квантователем АЦП. Этот эффект наблюдается и при наличии в тракте приемника РСА других ограничителей амплитуд сигналов [5].

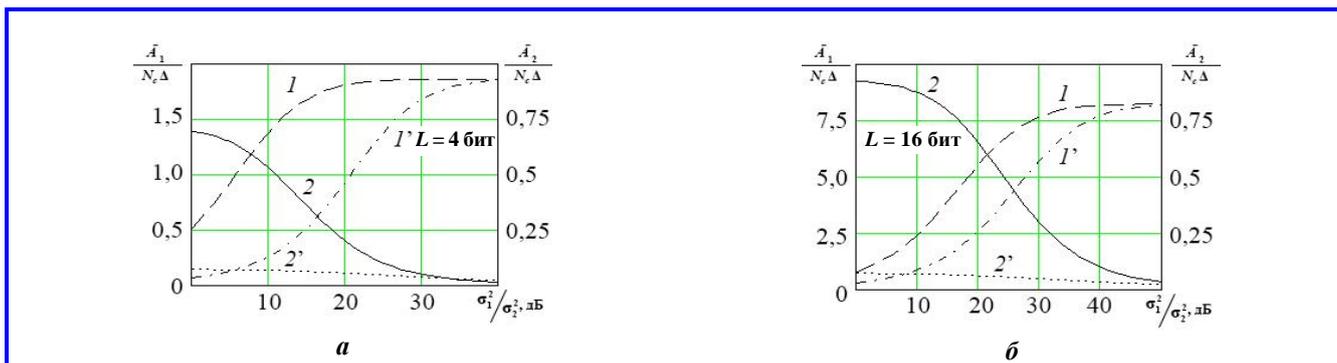


Рис. 4. Графики средних значений амплитуд сигналов от точечных отражателей на выходе цифрового фильтра с числом уровней квантования: *a* – 4 бит; *б* – 16 бит

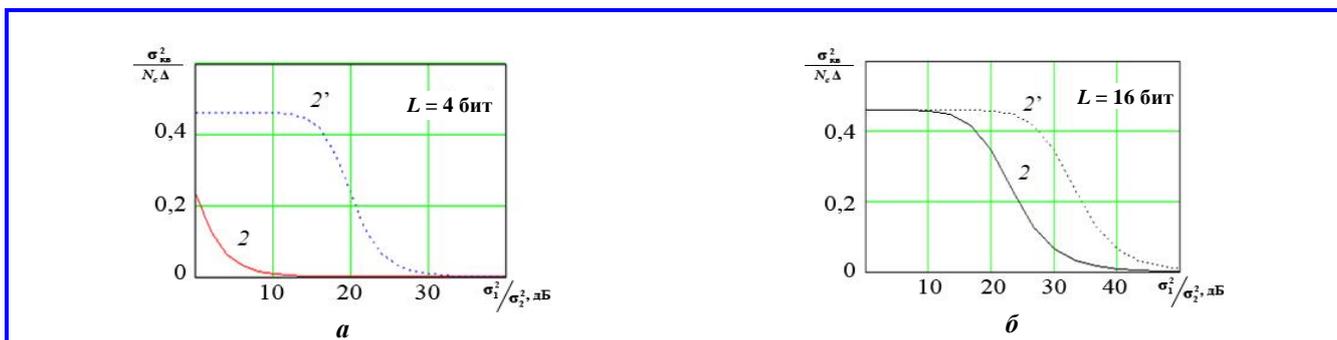


Рис. 5. Эффект подавления сильными сигналами слабых с числом уровней квантования: *a* – 4 бит; *б* – 16 бит

Благодаря эффекту подавления слабых сигналов сильными на выходе АЦП происходит линейная передача динамического диапазона сигналов от объектов и подстилающей поверхности на выход ЦФ. Однако эта линейность сохраняется в пределах определенной окрестности сильно отражающих целей или элементов местности. Размеры области подавления на РЛИ определяются длительностью траекторного сигнала, принимаемого от точечного отражателя, амплитудой сигнала от сильно отражающего элемента поверхности и параметрами квантователя (Δ , L). Длительность траекторного сигнала от точечного отражателя по координате x определяется шириной диаграммы направленности антенны (θ_A) и наклонной дальностью r .

Аналогичные результаты можно получить при рассмотрении преобразования и обработки сигнала по координате r . Размер зоны подавления по координате r будет зависеть от длительности зондирующего импульса передатчика.

Моделирование и оценка результатов

На основе математической модели [7] были получены РЛИ объектов с учетом ограничений разрядной сетки. Для оценки влияния разрядности АЦП на РЛИ объектов было проведено вычисление взаимно корреляционной функции (ВКФ) изобра-

жений с заданным уровнем L и с уровнем квантования 64 бит по формуле:

$$K_{1,2}(N_X, N_R) = \frac{\sum_{i=1}^{N_{OX}} \sum_{j=1}^{N_{OR}} [J_{эт}(i - N_X, j - N_R) - \bar{J}_{эт}] [J(i, j) - \bar{J}]}{\left(\sum_{i=1}^{N_{OX}} \sum_{j=1}^{N_{OR}} [J_{эт}(i, j) - \bar{J}_{эт}]^2 \right)^{1/2} \left(\sum_{i=1}^{N_{OX}} \sum_{j=1}^{N_{OR}} [J(i, j) - \bar{J}]^2 \right)^{1/2}}, \quad (8)$$

где $\bar{J}_{эт}$, \bar{J} – средние значения эталонного и рассматриваемого РЛИ соответственно, определяемые формулой:

$$\bar{J} = \frac{1}{N_{OX} N_{OR}} \sum_{i=1}^{N_{OX}} \sum_{j=1}^{N_{OR}} J(i, j). \quad (9)$$

Использование для оценки ВКФ (8) следует из оптимального алгоритма сравнения двух изображений по критерию минимума среднеквадратического отклонения [8], кроме того данная статистика была получена при построении оптимального классификатора распределенных целей по их РЛИ в работе [9] при решении задачи структурного синтеза РСА.

На рис. 6 приведена 3D-модель объекта типа эсминец, используемая в работе для моделирования РЛИ распределенного объекта на основе математического моделирования [6].

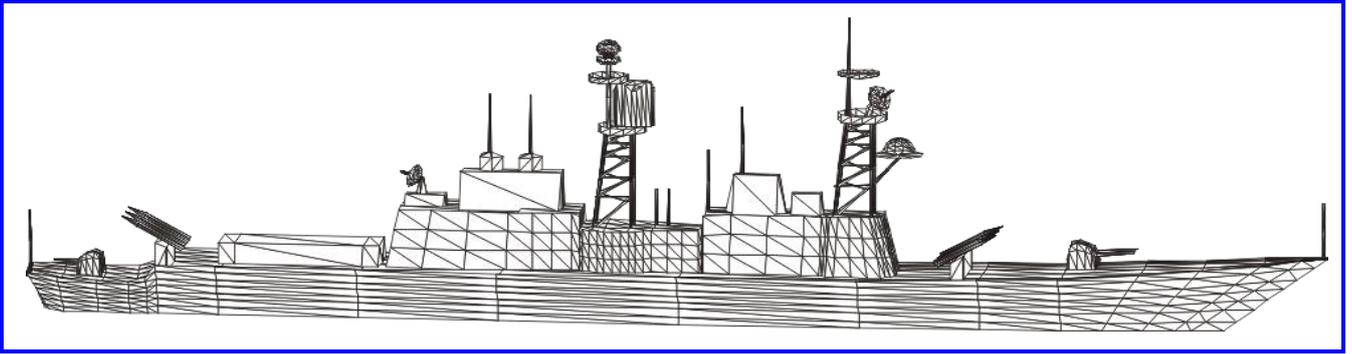


Рис. 6. Трехмерная модель объекта типа эсминец

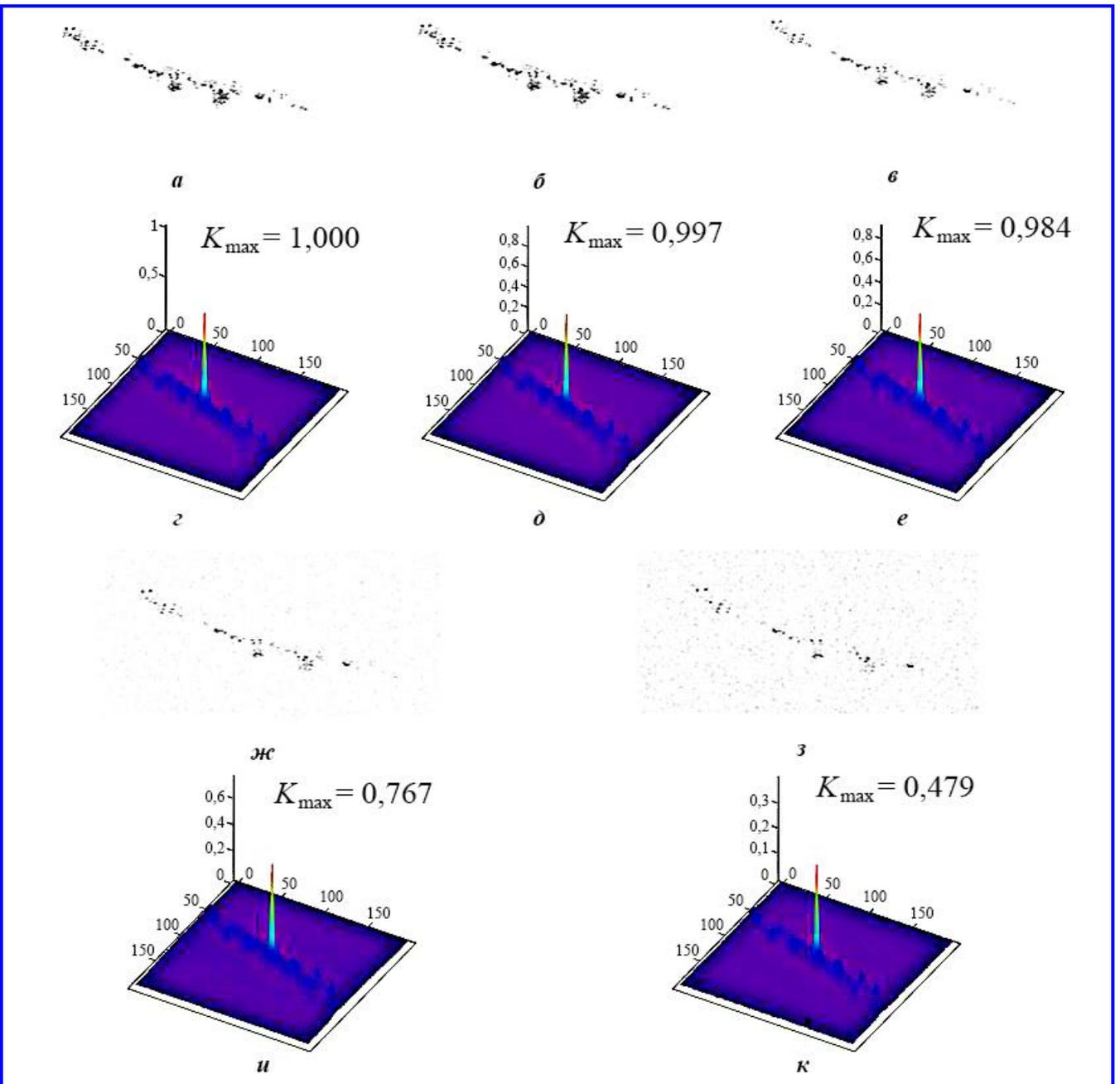


Рис. 7. Радиолокационные изображения объекта типа эсминец и взаимно корреляционные функции в зависимости от числа уровней квантования L : а, г – 64 бит; б, д – 32 бит; в, е – 16 бит; ж, и – 8 бит; з, к – 4 бит

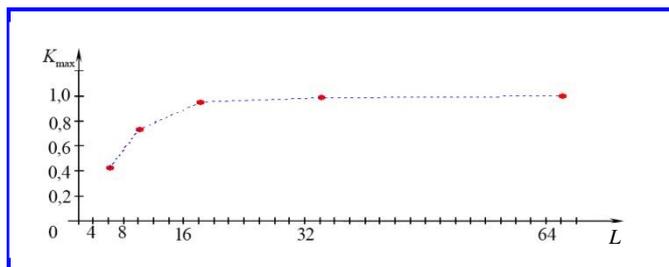


Рис. 8. Зависимость максимума взаимно корреляционной функции от числа уровня квантования

На рис. 7 отображены РЛИ объекта типа эсминец и ВКФ в зависимости от числа уровней квантования: a и z – при числе уровней квантования $L = 64$ бит; b и d – при $L = 32$ бит; v и e – при $L = 16$ бит; $ж$ и $и$ – при $L = 8$ бит; $з$ и $к$ – при $L = 4$ бит. На рис. 8 изображена зависимость максимума ВКФ от числа уровней квантования. Как было показано ранее, только при $L > 8 \dots 16$ бит процесс квантования можно приближенно считать линейным с шумом квантования $n_{\text{кв}}(t)$, который можно считать «белым». Из анализа рис. 8 можно заключить, что максимум ВКФ между РЛИ с $L = 64$ бит и РЛИ с $L \geq 16$ бит практически остается близким по значению к единице и, как следствие, можно говорить, что в интересах автоматического распознавания целей необходимо формировать РЛИ с числом уровней квантования более 16 бит. Математическая модель [7], используемая в целях оценки информационных возможностей РСА, должна воспроизводить эффект подавления сигналов, а разрядность АЦП должна учитываться внесением аддитивного белого шума.

Заключение

Из приведенного анализа следует, что нелинейность АЦП не вносит изменений в соотношение амплитуд сигналов, отраженных от объектов и подстилающей поверхности и, следовательно, при рассмотрении вопросов обнаружения целей на фоне отражений от земли АЦП можно считать линейным элементом, вносящим дополнительный шум квантования. Однако эффект подавления слабых сигналов сильными, обусловленный нелинейностью системы цифровой обработки, следует учитывать при оценке искажений РЛИ пространственно-распределенных объектов. Здесь за счет подавления слабых сигналов не отображаются на РЛИ слабоотражающие участки поверхности объекта, что приводит к дроблению от-

меток пространственно-распределенных объектов и снижает эффективность их обнаружения и распознавания на РЛИ. Стоит также отметить, что необходимо согласовывать число уровней квантования реального РЛИ и РЛИ, используемого в качестве эталонного, при решении задачи идентификации объектов по РЛИ. Для этого надо формировать «банк» эталонных изображений либо из РЛИ, полученных с помощью данной РСА, либо путем моделирования РЛИ с учетом характеристик (включая разрядность АЦП) реальной системы [7].

Литература

1. Поздняков, В. Г. Дискретные сигналы и цифровые фильтры : учебное пособие / В. Г. Поздняков, Л. А. Школьный. – Москва : ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1970. – 165 с.
2. Max, J. Quantizing for minimum distortion / Joel Max. – IRE Trans. Inform. Th. – 1960. – Vol. 1. – № 1. – P. 7–12.
3. Школьный, Л. А. Два способа описания оператора зондирования при синтезе системы обработки сигналов РСА по координате путевая дальность / Л. А. Школьный // НММ по импульсной технике и дискретной обработке информации : сб. статей. – Москва : ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1981. – С. 112–119.
4. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / Г. И. Тузов, В. А. Сивов, В. И. Прытков [и др.]; под ред. Г. И. Тузова. – Москва : Радио и связь, 1985. – 264 с.
5. Moore, R. K. Radar from ground / Richard K. Moore. – Lawrence, Kansas : University of Kansas Publications, 1969. – 87 с.
6. Школьный, Л. А. Аналитический подход к анализу искажений радиолокационного изображения в РСА, вносимых нелинейностью аналого-цифрового преобразователя / Л. А. Школьный, А. М. Яковлев // НММ по цифровой обработке сигналов : сб. статей ; под ред. Е. Ф. Толстова. – Москва : ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1988. – С. 263–274.
7. Кузнецова, В. А. Программный комплекс моделирования радиолокационных данных / В. А. Кузнецова, А. Н. Тонких // Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем («Радиоинфоком-2023»). Сборник научных статей по материалам VII Международной научно-практической конференции. – Москва : МИРЭА – Российский технологический университет, 2023. – С. 43–46.
8. Тихонов, В. И. Статистическая радиотехника / В. И. Тихонов. – Москва : Радио и связь, 1982. – 624 с.
9. Радиолокационные станции обзора Земли / Г. С. Кондратенков, В. А. Потехин, А. П. Реутов [и др.] ; под ред. доктора технических наук Г. С. Кондратенкова. – Москва : Радио и связь, 1983. – 272 с.

Поступила в редакцию 03.10.2024

Александр Николаевич Тонких, кандидат технических наук, доцент, старший научный сотрудник, т. +7 (926) 345-10-93, e-mail: alex_tonkih@mail.ru. (ООО «Научно-производственное объединение НаукаСофт»).

MATHEMATICAL MODEL OF RADAR IMAGE DISTORTIONS INTRODUCED BY NONLINEARITY IN THE RADAR SIGNAL RECEPTION AND PROCESSING PATH

A. N. Tonkikh

The paper substantiates the need to analyze the quantization operation in radar stations with synthetic antenna aperture and to assess the fine structure of the distortions introduced by this operation. We have provided analytical expressions describing the radar image distortions caused by nonlinearity of an analog-to-digital converter. We have demonstrated that the analog-to-digital converter does not change the amplitude ratio of signals reflected from objects and the underlying surface; therefore, when considering the issues of detecting targets against the background of reflections from the ground, it can be considered as a linear element introducing additional quantization noise. In addition, due to nonlinearity of digital signal processing, we can observe the effect of suppressing weak signals by strong ones, which must be taken into account when assessing the distortions in radar images of spatially distributed objects. The nonlinearity of digital processing manifested in suppressing signals from weakly reflective areas of the object's surface, leads to fragmentation of spatially distributed objects' blips. We present the results of mathematical modeling for radar images of distributed objects taking into account the nonlinearity of the radar signal reception and processing path. We have assessed the influence of the quantizer bit depth on solving the problem of recognizing spatially distributed objects.

Keywords: synthetic-aperture radar, mathematical modeling, equipment noise, quantization, analog-to-digital converter.

References

1. Pozdnyakov, V. G. Discrete signals and digital filters: a tutorial / V. G. Pozdnyakov, L. A. Shkolny. – Moscow : VVIA named after prof. N. E. Zhukovsky, 1970. – 165 p.
2. Max, J. Quantizing for minimum distortion / Joel Max. – IRE Trans. Inform. Th. – 1960. – Vol. 1. – No. 1. – P. 7–12.
3. Shkolniy, L. A. Two ways to describe the sensing operator in the synthesis of the RSA signal processing system according to the travel range coordinate / L. A. Shkolniy // NMM on pulse technology and discrete signal processing: A collection of articles. – Moscow : VVIA named after prof. N. E. Zhukovsky, 1981. – P. 112–119.
4. Noise Immunity of Radio Systems with Complex Signals / G. I. Tuzov, V. A. Sivov, V. I. Prytkov [et al.] ; edited by G. I. Tuzov. – Moscow : Radio i svyaz, 1985. – 264 p.
5. Moore, R. K. Radar from ground / Richard K. Moore. – Lawrence, Kansas : University of Kansas Publications, 1969. – 87 p.
6. Shkolny, L. A. Analytical Approach to the Analysis of Radar Image Distortions in SAR Introduced by the Nonlinearity of the Analog-to-Digital Converter / L. A. Shkolny, A. M. Yakovlev // NMM on Digital Signal Processing: Collection of Articles; edited by E. F. Tolstov. – Moscow : VVIA named after prof. N. E. Zhukovsky, 1988. – P. 263–274.
7. Kuznetsova, V. A. Software package for modeling radar data / V. A. Kuznetsova, A. N. Tonkikh // Actual problems and prospects for the development of radio engineering and infocommunication systems («Radioinfocom-2023»). Collection of scientific articles based on the materials of the VII International Scientific and Practical Conference. – Moscow : MIREA – Russian Technological University, 2023. – P. 43–46.
8. Tikhonov, V. I. Statistical radio engineering / V. I. Tikhonov. – Moscow : Radio and communication, 1982. – 624 p.
9. Radar stations for surveying the Earth / G. S. Kondratenkov, V. A. Potekhin, A. P. Reutov [et al.] ; edited by Doctor of Technical Sciences G. S. Kondratenkov. – Moscow : Radio and Communications, 1983. – 272 p.

Aleksandr Nikolaevich Tonkikh, Candidate of Technical Sciences, Associate professor, Senior Research Associate, t. +7 (926) 345-10-93, e-mail: alex_tonkih@mail.ru. (LLC «NaukaSoft Scientific and Production Association»).