



DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.4.11>

УДК: 621.396.96

**ВЛИЯНИЕ МАЛОРАЗРЯДНОГО КВАНТОВАНИЯ
И ОГРАНИЧЕНИЙ ЗОНДИРУЮЩЕГО РАДИОСИГНАЛА,
РЕТРАНСЛИРУЕМОГО ЧЕРЕЗ DRFM,
НА КАЧЕСТВО ИСКУССТВЕННОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО
ИЗОБРАЖЕНИЯ, ФОРМИРУЕМОГО В РСА**

Ю.Н. Горбунов^{1,2}, А.П. Сонин³

¹ ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, Фрязинский филиал,
141190, г. Фрязино Московской области, пл. Введенского, д. 1

² АО «Центральный научно-исследовательский радиотехнический институт
им. акад. А.И. Берга», 107078, г. Москва, ул. Новая Басманная, д. 20, стр. 9

³ АО «НПО дальней радиолокации имени академика А.Л. Минца»,
127083, Москва, ул. 8 Марта, д.10, стр. 1

Статья поступила в редакцию 18 января 2025 г.

Аннотация. В статье рассмотрены вопросы влияния квантования и ограничений ретранслируемого зондирующего радиосигнала в аналого-цифровых (АЦП) и цифро-аналоговых (ЦАП) преобразователях цифровой радиочастотной памяти (DRFM) на качество искусственного радиолокационного изображения (РЛИ), формируемого в радиолокаторе с синтезированной апертурой антенны (РСА). Исследована DRFM, построенная на основе обращенного Omega-k алгоритма, формирующая искусственную карту поверхности Земли (Man-Made Map) для тестирования РСА. Исследования проводились численными методами параллельного моделирования процессов цифровой обработки сигналов (ЦОС) в MATLAB. Проведено численное моделирование данной DRFM в

одноточечном и многоточечных режимах синтеза цифровых радиоголограмм (ЦРГ) при различной разрядности АЦП и ЦАП, а также при ограничениях амплитуды воспроизводимого радиосигнала. Получены выходные РЛИ (на выходе РСА), соответствующие исходным (загруженным в DRFM) картинам, и определены уровни порождаемых паразитных составляющих в полученных изображениях в зависимости от разрядности АЦП и ЦАП и от уровня амплитудного ограничения воспроизводимого радиосигнала. Проведен анализ распределений мгновенных значений воспроизводимого радиосигнала на выходе DRFM при имитации нескольких точечных отражателей (ТО). Выведены энергетические соотношения для случаев имитации для РСА при помощи DRFM отражений от подстилающей поверхности и от сцены, содержащей множество ТО.

Ключевые слова: цифровая радиочастотная память (DRFM), радиолокатор с синтезированной апертурой антенны (РСА), цифровая радиоголограмма (ЦРГ), радиолокационное изображение (РЛИ), Man-Made Map, цифровая обработка сигналов (ЦОС), аналого-цифровой преобразователь (АЦП), цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), MATLAB, Omega-k алгоритм, Peak to Average Ratio (PAR).

Автор для переписки: Сонин Александр Петрович, dsplab@mail.ru

Введение

В настоящее время для тестирования PCA в лабораторных, ангарных и полигонных условиях (без организации полетов и привлечения носителей PCA) широко используется цифровая радиочастотная память (Digital Radio-Frequency Memory – DRFM), запоминающая зондирующий радиосигнал радиолокатора и синтезирующая из его копий для приемника радиолокатора ответный радиосигнал, якобы «отраженный» от подстилающей поверхности и различных движущихся и неподвижных объектов [1, 2]. В [1] показано, что классическая DRFM, формирующая постоянные в течение пачки радиоимпульсов доплеровские сдвиги, не пригодна для формирования ЦРГ для PCA, и описана DRFM, создающая несколько точечных отметок на выходном РЛИ PCA.

В [2-5] описана DRFM, формирующая на РЛИ PCA искусственные карты снимаемой поверхности Земли. Данная DRFM использует быструю обращенную свертку принимаемых радиоимпульсов вдоль быстрого времени tr (вдоль наклонной дальности) со столбцами предварительно искаженного имитируемого изображения. Массив данных имитируемого изображения, непосредственно используемый для свертки вдоль быстрого времени tr , в различных источниках именуется как Deceptive Signal («обманчивый сигнал»), Jammer's Frequency Response (JFR) – «частотная характеристика постановщика помех», или Raw SAR Data – «необработанные данные PCA». По сути, данный массив представляет собой набор столбцов изменяющихся от импульса к импульсу частотных характеристик двумерного фильтра, реализуемого в DRFM для всех ретранслируемых радиоимпульсов на плоскости быстрая частота fr – медленное время tx . В DRFM, описанной в [4], данный массив получается из исходного имитируемого изображения путем обращения Range-Doppler алгоритма синтеза РЛИ (выполнения его операций в обратном порядке), а в DRFM, описанной в [5], – путем обращения Omega-k алгоритма. Данные алгоритмы, изначально используемые для синтеза РЛИ в PCA, описаны, например в [6]. В [7, 8] предложена и промоделирована DRFM с азимутальным ресемплингом массива JFR, позволяющая формировать качественные изображения на выходе PCA

перспективных типов, использующих вобуляцию периода повторения и изменение внутриимпульсной структуры («волновой формы») зондирующих радиоимпульсов (ЗРИ) от импульса к импульсу, описанных, например, в [9, 10]. Исследованы вопросы влияния перестройки периода повторения ЗРИ на качество РЛИ, имитируемого при помощи DRFM на выходе тестируемого РСА [8].

Однако, ряд важных вопросов, касающихся «картографической» DRFM, остается исследованным недостаточно полно, в частности, влияние разрядности квантования и ограничения обрабатываемого в DRFM зондирующего радиосигнала радиолокатора на качество имитируемого РЛИ.

1. Влияние разрядности квантования зондирующего радиосигнала в DRFM на качество имитируемого РЛИ

Одной из первых задач, решаемых при разработке современной цифровой аппаратуры радиолокации, является определение необходимого числа разрядов квантования аналоговых радиосигналов в АЦП и ЦАП. С целью максимизации мгновенной полосы частот цифровой обработки и минимизации стоимости аппаратуры стремятся минимизировать число разрядов квантования при обеспечении заданного диапазона и качества обработки радиосигналов. Применительно к радиолокаторам проблема малоразрядного квантования широко изучена в работах [10, 11]. Для классической DRFM зависимость характеристик ответного радиосигнала от числа разрядов его квантования описана в работах [12-16] и сводится, как правило, к определению уровня побочных и интермодуляционных составляющих ответного радиосигнала на оси частот, в особенности в доплеровском диапазоне, поскольку уровни этих составляющих напрямую определяют значения побочных откликов в матрице дальность-скорость радиолокатора. Однако для DRFM, формирующей искусственные карты (Man-Made Map DRFM), рассматриваемая проблема (квантование в АЦП и ЦАП) влияет на качество формируемого в РСА изображения, поэтому существенно отличается и изучена недостаточно полно.

Для оценки характера и степени влияния квантования ретранслируемого через DRFM радиосигнала на качество РЛИ были использованы численные математические модели PCA и DRFM, созданные в [7] и [17] на языке параллельного программирования MATLAB [18], которые были дополнены моделями АЦП и ЦАП. Так, на рисунке 1 приведена схема вычислительного эксперимента.

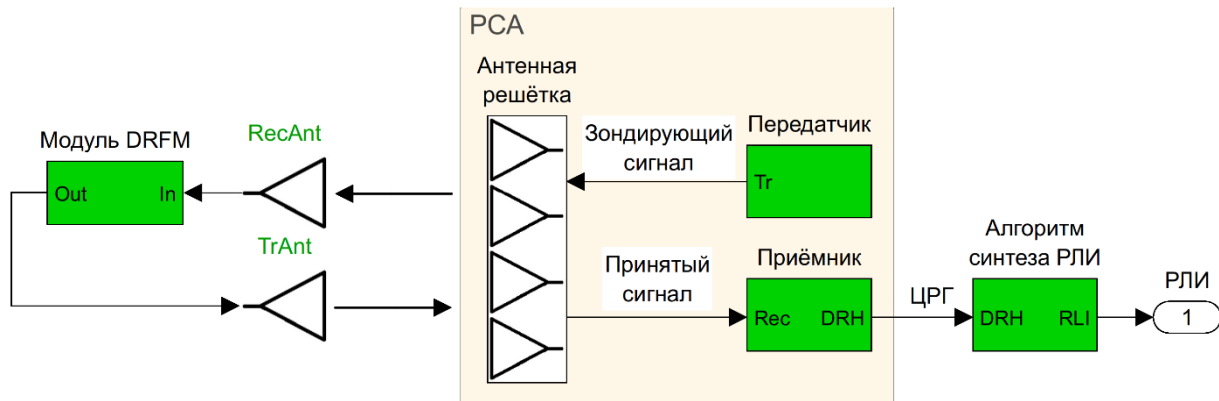


Рис. 1. Схема вычислительного эксперимента.

На рисунке 2 изображена схема тестируемого PCA, формирующего РЛИ на основе Omega-k алгоритма. На рисунке 3 показана схема модели DRFM, формирующей искусственную карту с использованием обращенного Omega-k алгоритма, а на рисунке 4 представлены амплитудные характеристики моделей АЦП и ЦАП с 4 разрядами квантования. Характеристики тестируемого PCA и параметры моделирования перечислены в таблице 1.

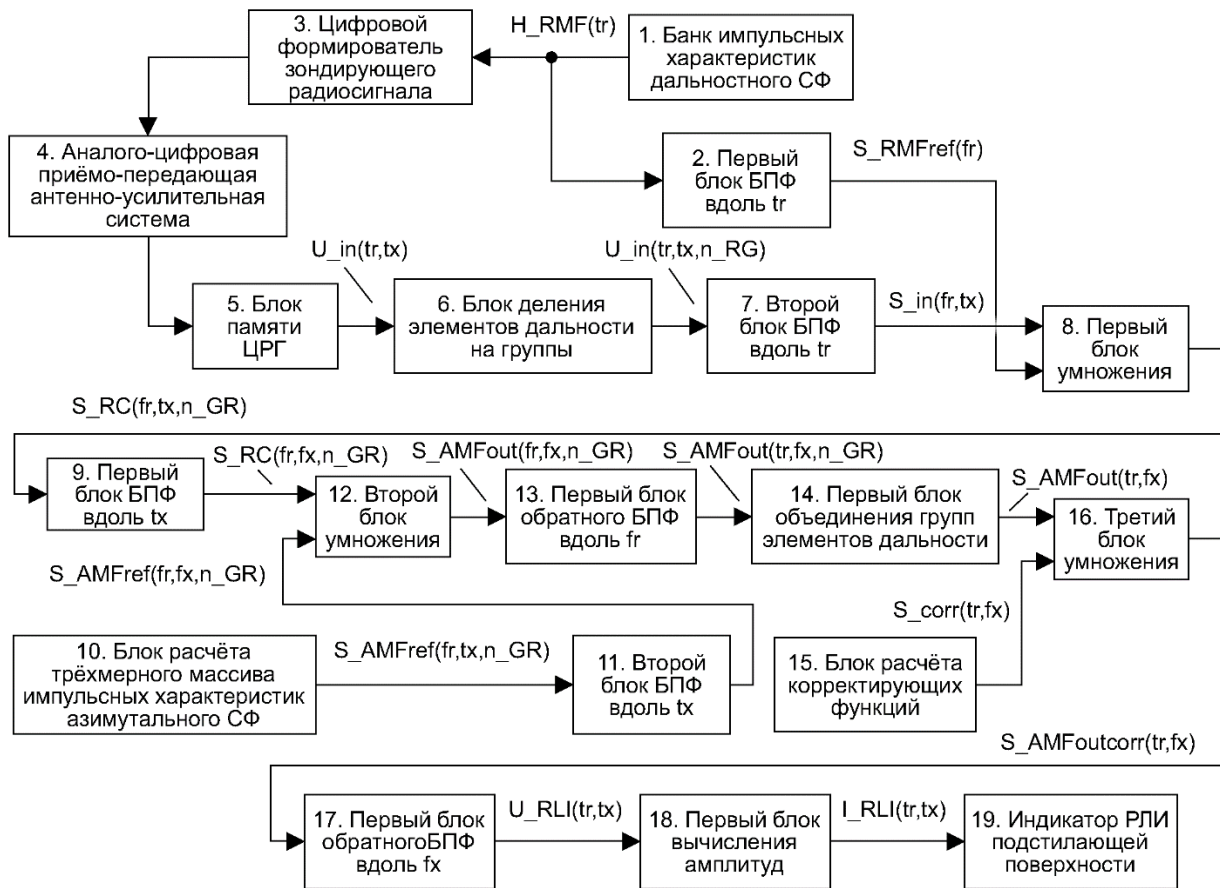


Рис. 2. Схема модели PCA на основе Omega-k алгоритма.

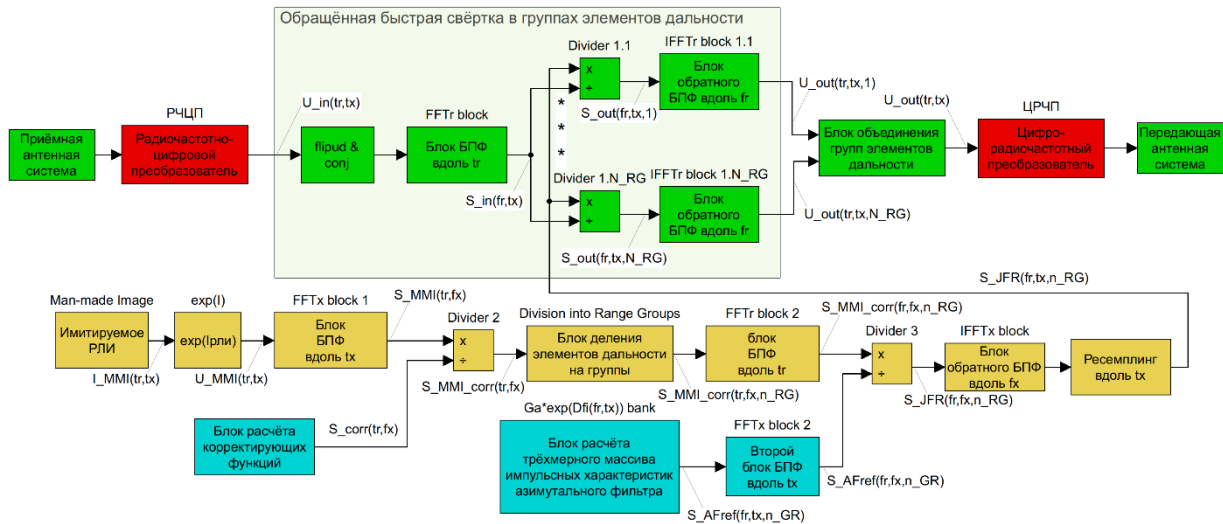


Рис. 3. Схема модели DRFM на основе обращенного Omega-k алгоритма.

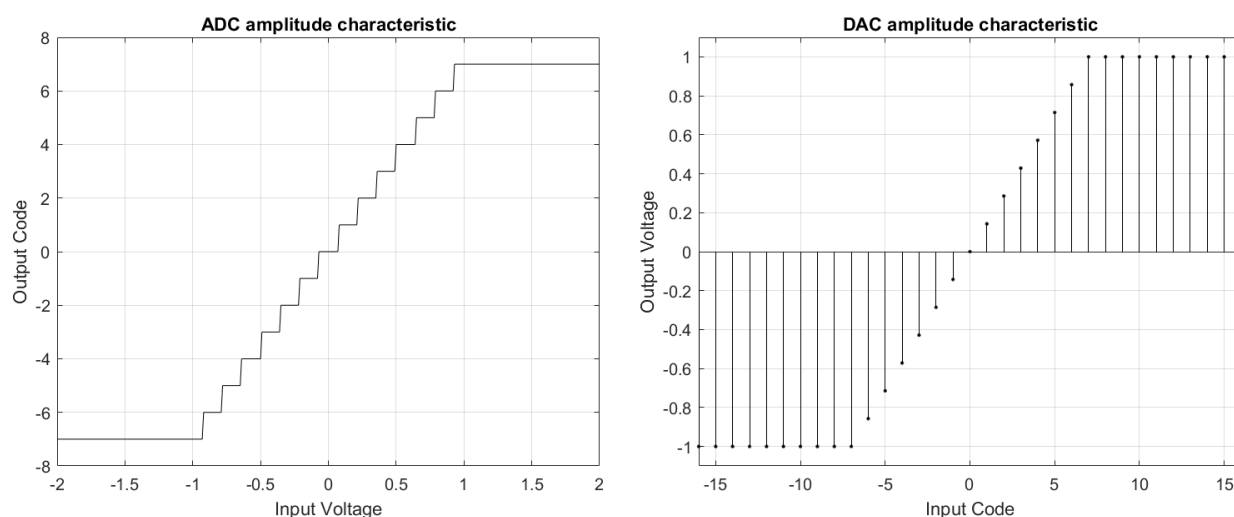


Рис. 4. Амплитудные характеристики моделей АЦП и ЦАП (4 разряда).

Таблица 1. Характеристики РСА и параметры моделирования.

Высота орбиты космического аппарата – носителя РСА	650 км
Размер апертуры АФАР РСА (у.м. х аз.)	1.472 х 6.446 м
Ширина полосы съемки по Земле	16279 м
Протяженность полосы съемки вдоль линии пути	5000 м
Время съемки	1.116 с
Время синтеза апертуры	0.385 с
Разрешение РСА (накл. дальн. х аз.)	3.6 х 6.0 м
Размеры пиксела РЛИ (накл. дальн. х аз.)	3.0 х 2.7 м
Полоса зондирующего радиосигнала РСА	41.7 МГц
Частота дискретизации квадратурных отсчетов	50 МГц
Длина М-последовательности	511
Число чередуемых М-последовательностей	48
Средняя частота повторения зондирующих радиоимпульсов, кГц	5.0166
Средняя скважность зондирующего радиосигнала	9.7524
Размер обрабатываемого массива данных при синтезе РЛИ	4096 х 4096 х 2

В результате численного моделирования были рассчитаны синтетические РЛИ при имитации в DRFM одиночного точечного отражателя, размещенного в центре имитируемого кадра, для различного числа разрядов квантования запоминаемого-воспроизводимого радиосигнала РСА в DRFM. Так, на рисунке 5 показаны полные кадры синтезированных РЛИ при 1, 2, 3, 4, 6 и 8 разрядах квантования радиосигнала РСА в DRFM. На рисунке 6 изображены аналогичные РЛИ в локальной области главного максимума (100х200пикселей).

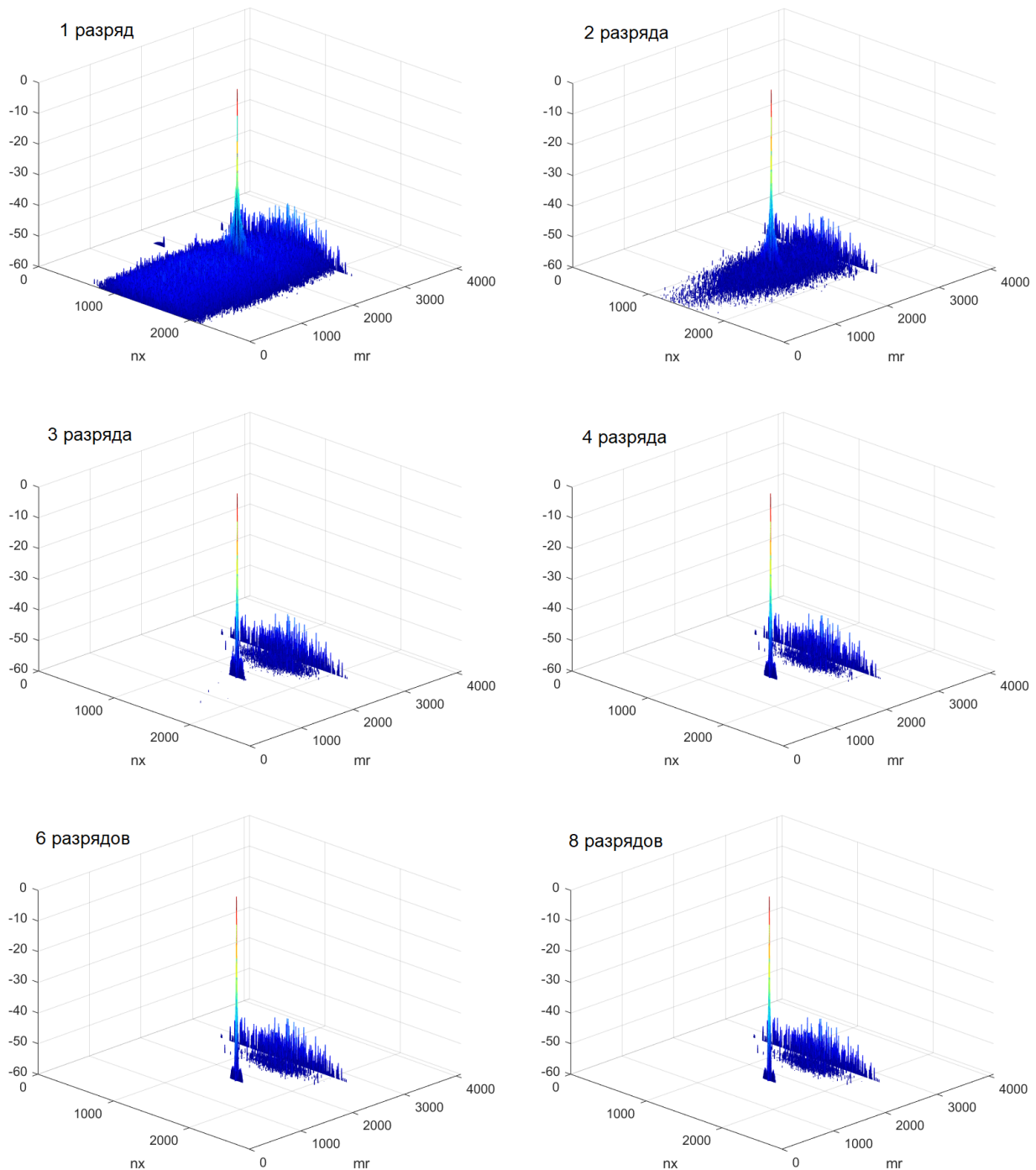


Рис. 5. Синтетические РЛИ при имитации в DRFM одиночного точечного отражателя при 1, 2, 3, 4, 6 и 8 разрядах квантования запоминаемого-воспроизводимого радиосигнала PCA в DRFM.

Из рисунков видно, что:

- Имитация РЛИ достаточно высокого качества возможна при квантовании радиосигнала в DRFM одним разрядом. Уровень дальних боковых лепестков при этом не превышает -40 дБ. Таким образом, разработка одноканальных устройств DRFM для формирования искусственных карт для PCA остается актуальной задачей;

- Увеличение числа разрядов с 1 до 2 и 3 существенно улучшает качество имитируемого РЛИ, снижая уровень паразитных составляющих во всем кадре.
- Увеличение числа разрядов с 3 до 4 практически не улучшает качество имитируемого РЛИ (в анализируемом динамическом диапазоне 60 дБ) и дальнейшее увеличение числа разрядов более 4 не имеет смысла.

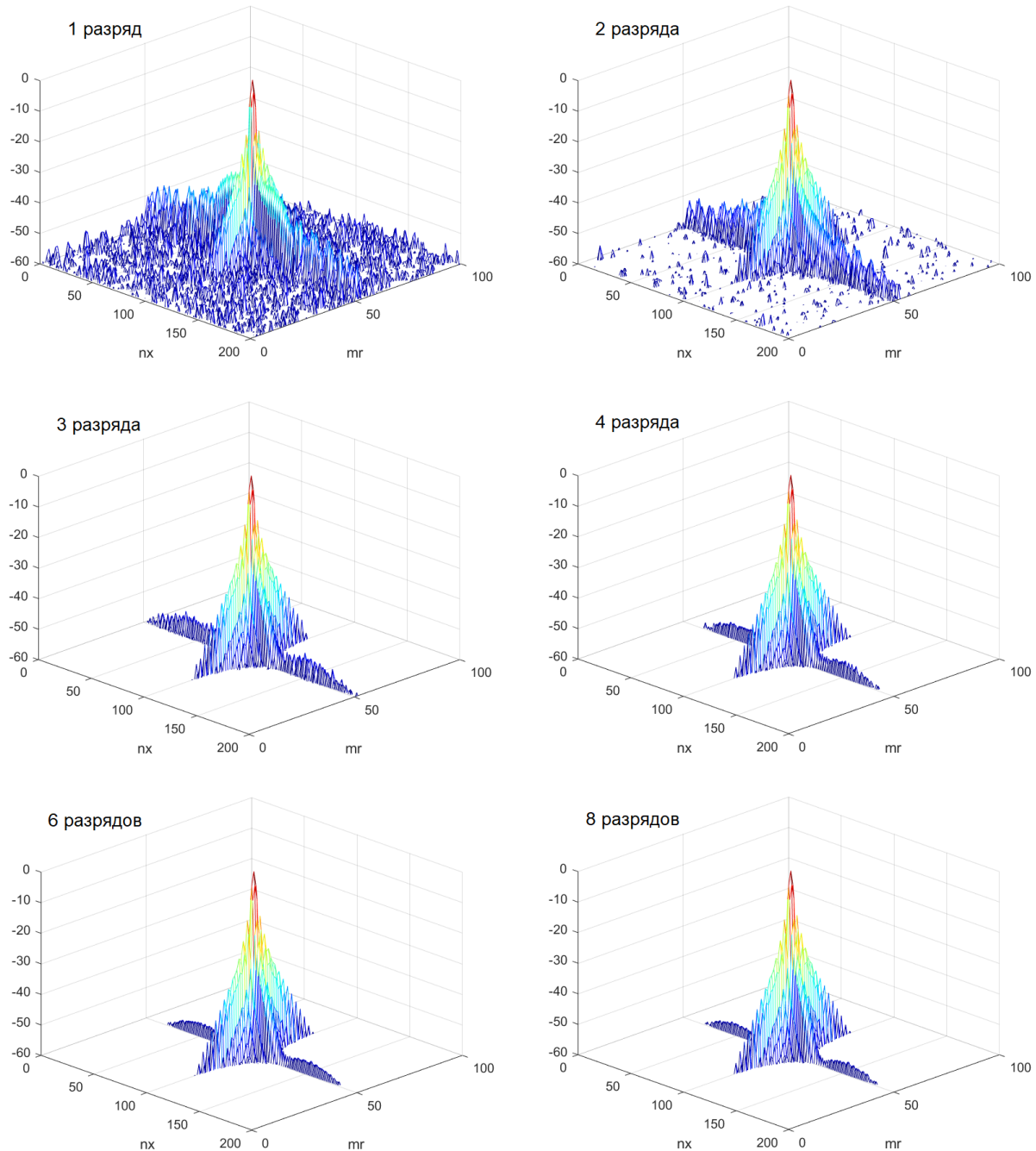


Рис. 6. Синтетические РЛИ (в области максимума) при имитации в DRFM одиночного точечного отражателя при 1, 2, 3, 4, 6 и 8 разрядах квантования запоминаемого-воспроизводимого радиосигнала PCA в DRFM.

2. Влияние ограничений амплитуды воспроизводимого радиосигнала в выходном тракте DRFM на качество имитируемого РЛИ

Этот вопрос напрямую связан с расчетом энергетических соотношений при имитации искусственных РЛИ для РСА, поскольку при имитации при помощи DRFM отражений от отражателей и участков местности с большими эффективными площадями рассеяния (ЭПР) передатчик DRFM входит в насыщение и ограничивает амплитуду переизлучаемого радиосигнала.

Классическая DRFM, как правило, переизлучает один записанный ЗРИ радиолокатора, имеющий примерно плоскую амплитуду, и ее ограничение в передатчике DRFM не приводит к существенному искажению отклика на данный радиоимпульс на выходе согласованного фильтра (СФ) радиолокатора.

DRFM, формирующая ЦРГ для РСА, чаще всего излучает сложный радиосигнал, составленный либо из нескольких накладывающихся по времени радиоимпульсов, если мы говорим о «точечной» DRFM, например, описанной в [1], или из большого множества независимых относительно малых отражений от подстилающей поверхности в элементах дальности, если мы рассматриваем «картографическую» DRFM [2-5, 7, 8]. Такой радиосигнал, как будет показано далее, имеет непостоянную, квазислучайно изменяющуюся в течение приемного строба амплитуду с большими всплесками (то есть, представляет собой радиосигнал с высоким пик-фактором – Peak to Average Ratio, PAR, – отношением пикового значения сигнала к его среднеквадратичному значению), и его ограничение по амплитуде может существенно отразиться на качестве имитируемого РЛИ.

Так, на рисунках 7 и 8 соответственно приведены осциллограмма и гистограмма распределения мгновенных значений «цифрового» радиоимпульса, модулированного М-последовательностью (ФКМ радиоимпульса), сформированного в цифровом генераторе.

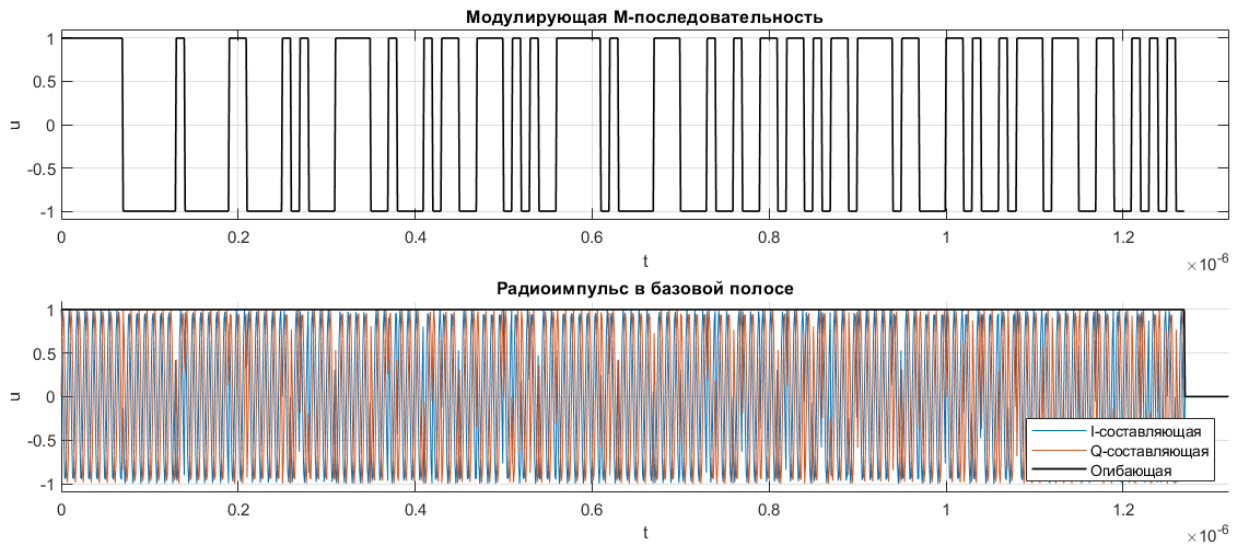


Рис. 7. Осциллограмма «цифрового» ФКМ радиоимпульса, сформированного в цифровом генераторе.

Как видно из рисунков, радиоимпульс имеет плоскую огибающую, выделенную толстой линией, что обуславливает U-образную гистограмму распределения мгновенных значений радиосигнала, определяющуюся законом:

$$p(u) = \frac{1}{\pi \cdot \cos(\arcsin(u))}, \quad (1)$$

где u – мгновенное значение радиосигнала в диапазоне $-1 \dots 1$.

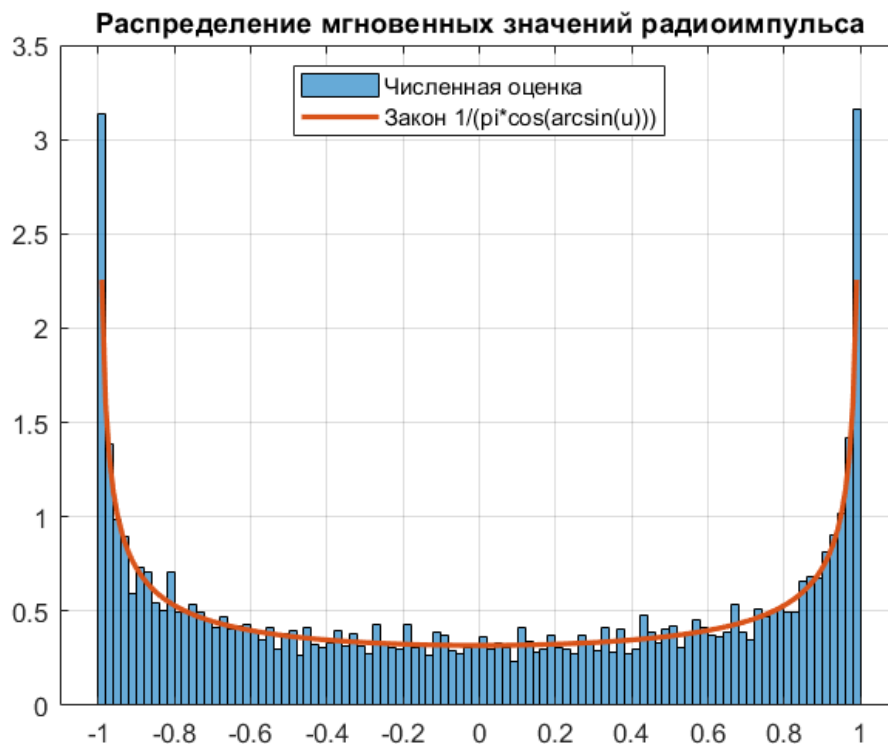


Рис. 8. Гистограмма распределения мгновенных значений «цифрового» ФКМ радиоимпульса, сформированного в цифровом генераторе.

Перед излучением в эфир данный радиоимпульс как правило ограничивается по полосе частот цифровым полосовым фильтром в формирователе, цепочкой аналоговых фильтров, усилителей, преобразователей частоты в передающем тракте радиолокатора, а также в антенной системе, чтобы подавить излучение побочных составляющих спектра, как показано на рис. 9. В итоге, после фильтрации радиоимпульса, его осциллограмма и гистограмма будут иметь вид, изображенный соответственно на рисунках 10 и 11. Как видим, отфильтрованный ФКМ радиоимпульс в течение своей длительности имеет значительные колебания амплитуды радиосигнала, в том числе провалы до нуля при смене фазы на 180° . Распределение мгновенных значений радиоимпульса после фильтрации имеет сложный вид с тремя максимумами (рисунок 11). Центральный максимум обусловлен указанными провалами амплитуды огибающей, а боковые – соответствующими максимумами закона распределения (1) исходного радиосигнала.

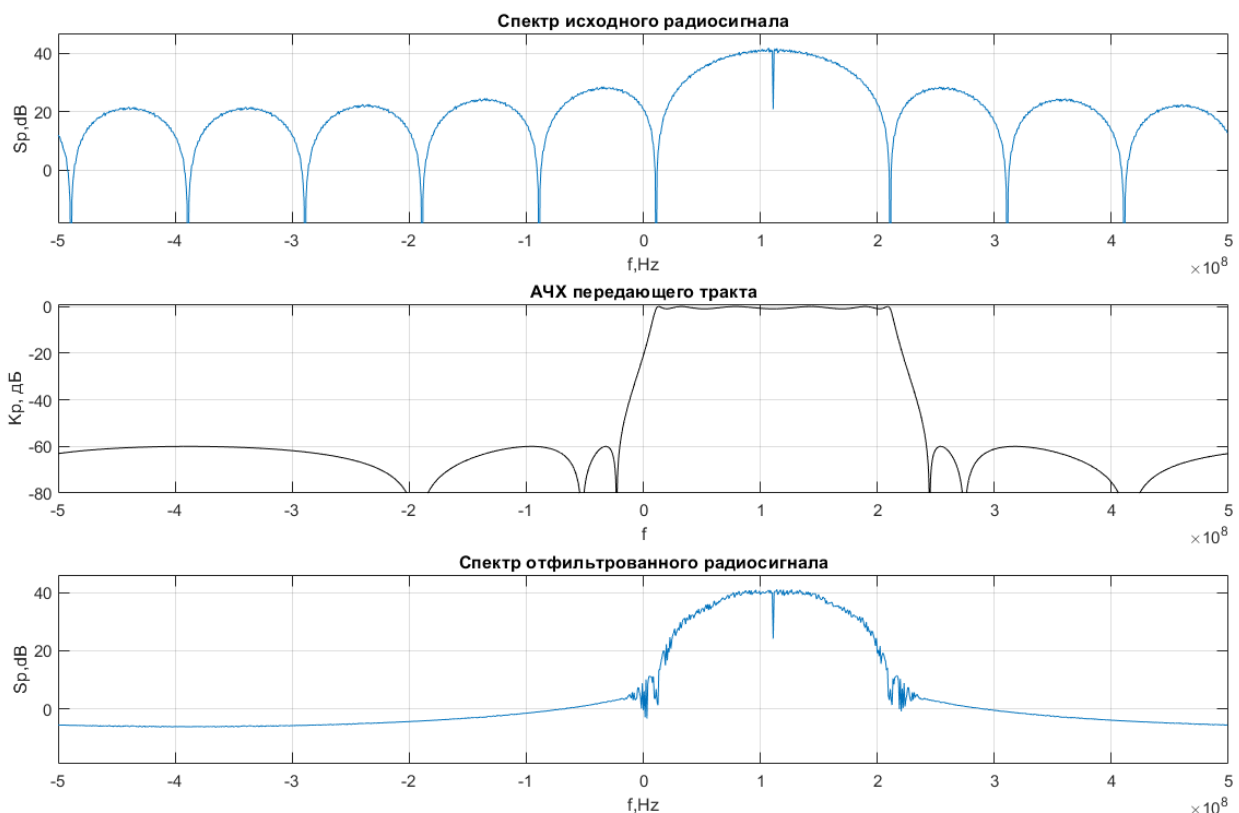


Рис. 9. Фильтрация зондирующего ФКМ радиоимпульса в передающем тракте радиолокатора (полоса фильтра равна ширине ГЛ спектра радиоимпульса по уровню нулевой мощности).



Рис. 10. Осциллограмма отфильтрованного ФКМ радиоимпульса (полоса фильтра равна ширине ГЛ спектра радиоимпульса по уровню нулевой мощности).

В проведенном численном эксперименте полоса фильтра устанавливалась равной ширине главного лепестка (ГЛ) спектра радиоимпульса по уровню нулевой мощности. Если же полосу фильтрации обузить до ширины ГЛ спектра радиоимпульса по уровню -3 дБ, как представлено на рисунке 12, то осциллограмма и гистограмма мгновенных значений отфильтрованного ФКМ радиоимпульса будут иметь вид, приведенный соответственно на рисунках 13 и 14. Как видим, обужение полосы фильтрации из-за увеличения продолжительности провалов амплитуды до нуля и практического отсутствия плоских участков амплитуды радиоимпульса приводит к увеличению пик-фактора сигнала и существенному изменению закона распределения мгновенных значений: исчезают боковые максимумы и распределение приобретает вид, близкий к треугольному (рисунок 14).



Рис. 11. Гистограмма распределения мгновенных значений отфильтрованного ФКМ радиоимпульса (полоса фильтра равна ширине ГЛ спектра по уровню нулевой мощности).

Для линейно-частотно-модулированного (ЛЧМ) радиоимпульса, сформированного в цифровом генераторе, осциллограмма которого отображена на рисунке 15, гистограмма распределения мгновенных значений будет также подчиняться закону (1), – рисунок 16. Если отфильтровать этот радиоимпульс в полосе частот 120 % от девиации ЛЧМ, как показано на рисунке 17, то на выходе передающего тракта получим радиоимпульс, изображенный на рисунке 18. В отличие от ФКМ радиоимпульса, отфильтрованный ЛЧМ радиоимпульс не имеет провалов амплитуды огибающей до нуля, вследствие чего его гистограмма, приведенная на рисунке 19, отличается от исходной U-образной формы (1) незначительно, ослаблением боковых максимумов.

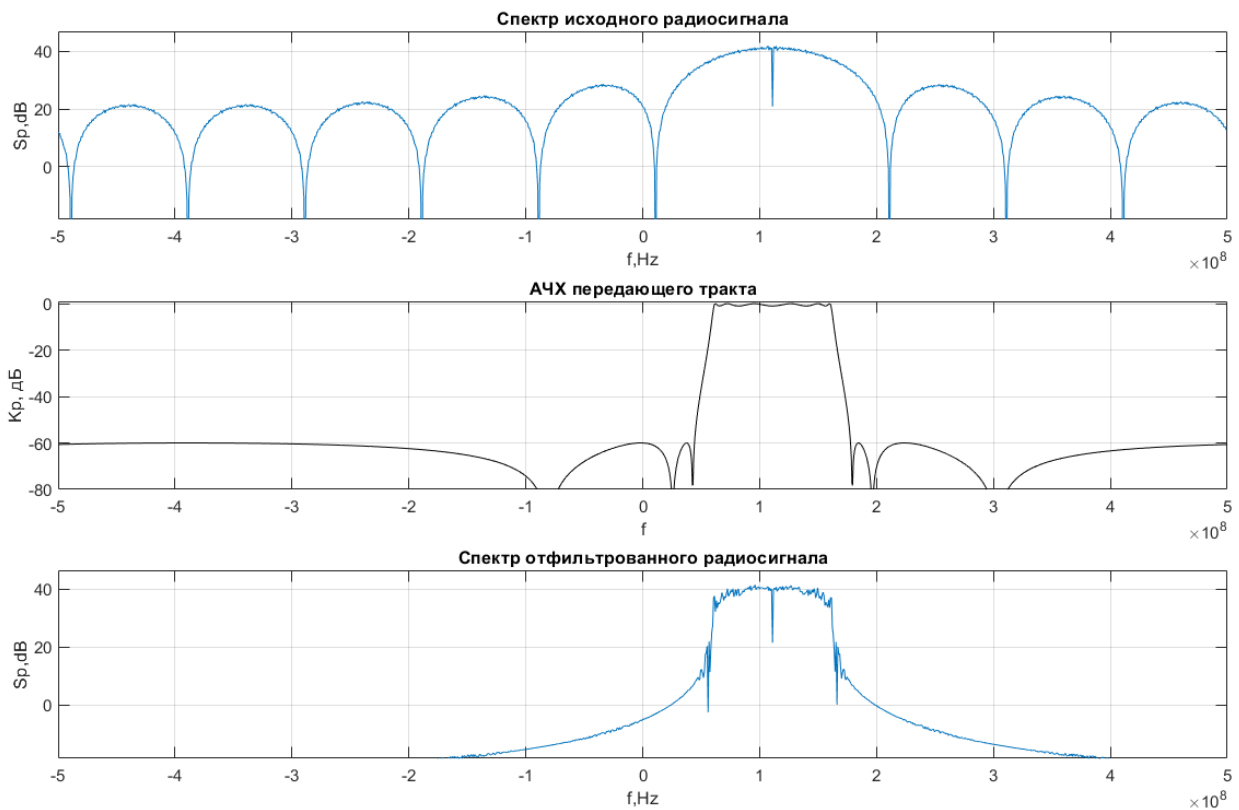


Рис. 12. Фильтрация ФКМ радиопульса в передающем тракте радиолокатора (полоса фильтра равна ширине ГЛ спектра радиопульса по уровню -3 дБ).



Рис. 13. Осциллограмма отфильтрованного ФКМ радиопульса (полоса фильтра равна ширине ГЛ спектра радиопульса по уровню -3 дБ).

Таким образом, на гистограмму распределения мгновенных значений отфильтрованного радиопульса существенное влияние оказывают тип радиопульса и ширина полосы фильтрации. Можно также показать, что

влияют и другие факторы, – тип и порядок фильтра, его параметры. Однако, как будет показано далее, вид распределения мгновенных значений зондирующего радиоимпульса тестируемого PCA при формировании в DRFM близкорасположенных имитационных отметок и искусственных карт не влияет существенно на соответствующее распределение мгновенных значений выходного радиосигнала DRFM.



Рис. 14. Гистограмма мгновенных значений отфильтрованного ФКМ радиоимпульса (полоса фильтра равна ширине ГЛ спектра по уровню -3 дБ).

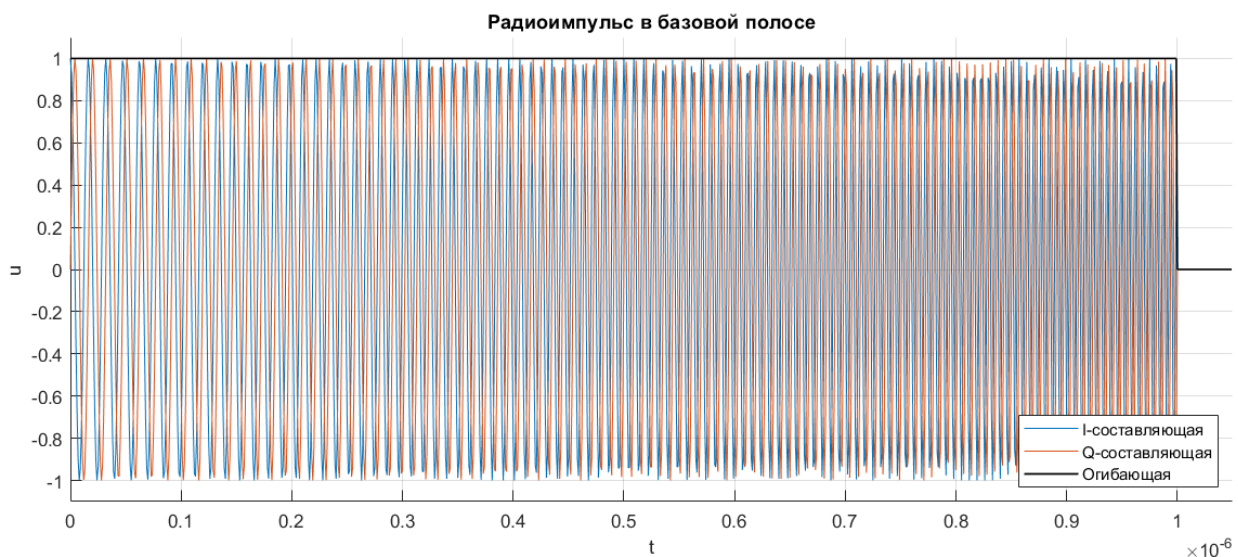


Рис. 15. Осциллограмма «цифрового» ЛЧМ радиоимпульса, сформированного в цифровом генераторе.

Сформированный радиоимпульс, отфильтрованный в передающем тракте радиолокатора, используется в качестве зондирующего и излучается радиолокатором в эфир. Поэтому отраженный или имитируемый при помощи DRFM радиосигнал, принимаемый радиолокатором, будет представлять сумму нескольких таких радиоимпульсов с различными задержками, фазами и весовыми коэффициентами.

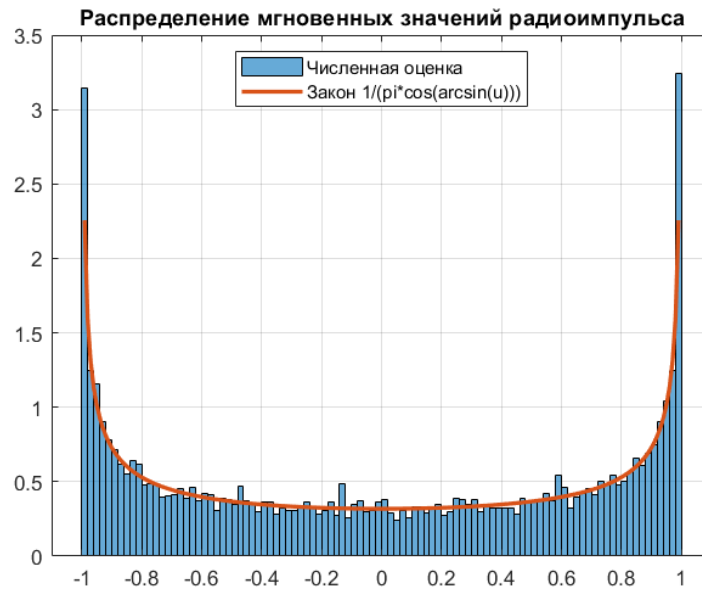


Рис. 16. Гистограмма распределения мгновенных значений «цифрового» ЛЧМ радиоимпульса, сформированного в цифровом генераторе.

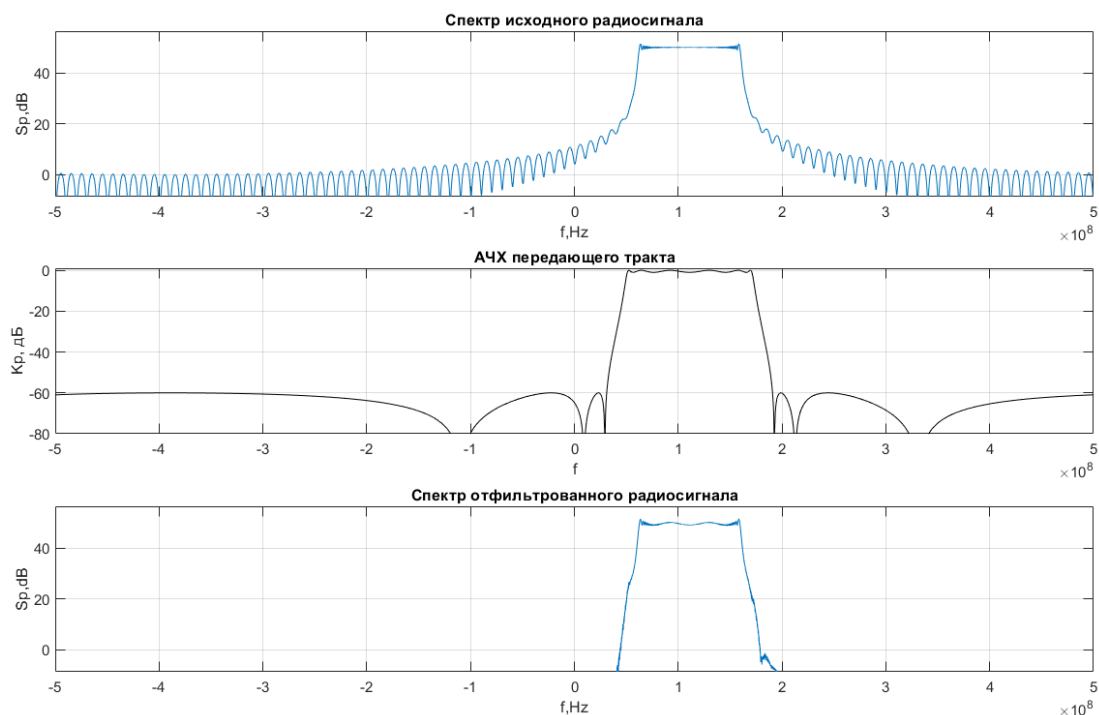


Рис. 17. Фильтрация ЛЧМ радиоимпульса в передающем тракте радиолокатора (полоса фильтра равна 120% от девиации ЛЧМ).

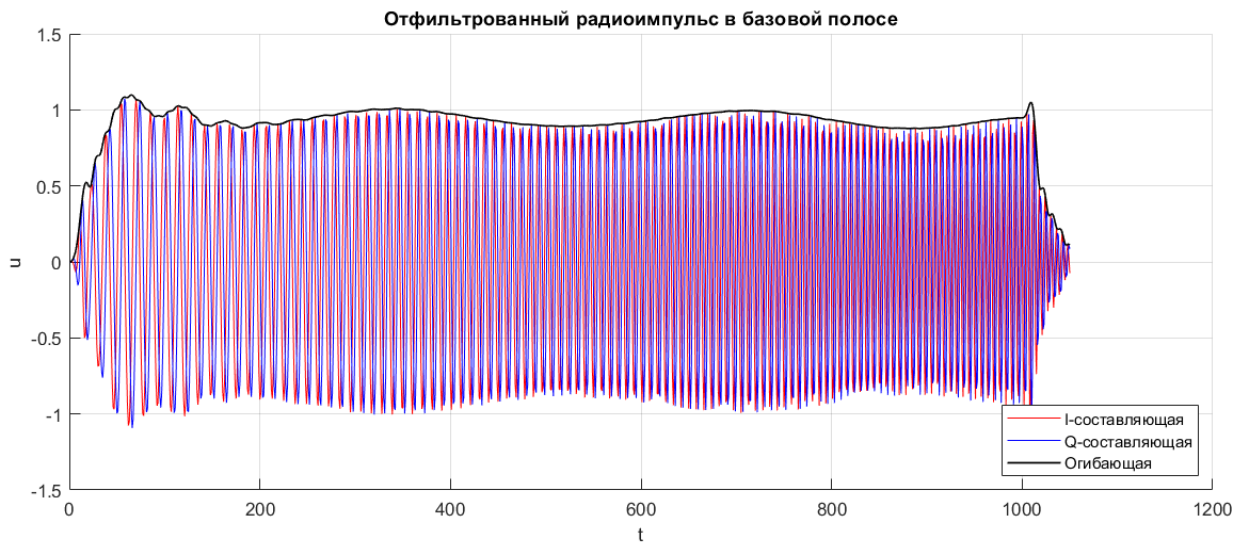


Рис. 18. Осциллограмма отфильтрованного ЛЧМ радиоимпульса.



Рис. 19. Гистограмма мгновенных значений отфильтрованного ЛЧМ радиоимпульса.

На рисунках 20 и 21 представлены осциллограммы огибающей и гистограммы распределения мгновенных значений суммы двух, трех, четырех и пяти накладывающихся по времени отфильтрованных ФКМ и ЛЧМ радиоимпульсов соответственно, с примерно одинаковыми амплитудами, случайными начальными фазами и небольшими задержками друг относительно друга, на порядок меньшими длительности радиоимпульса, задаваемыми также случайным образом.

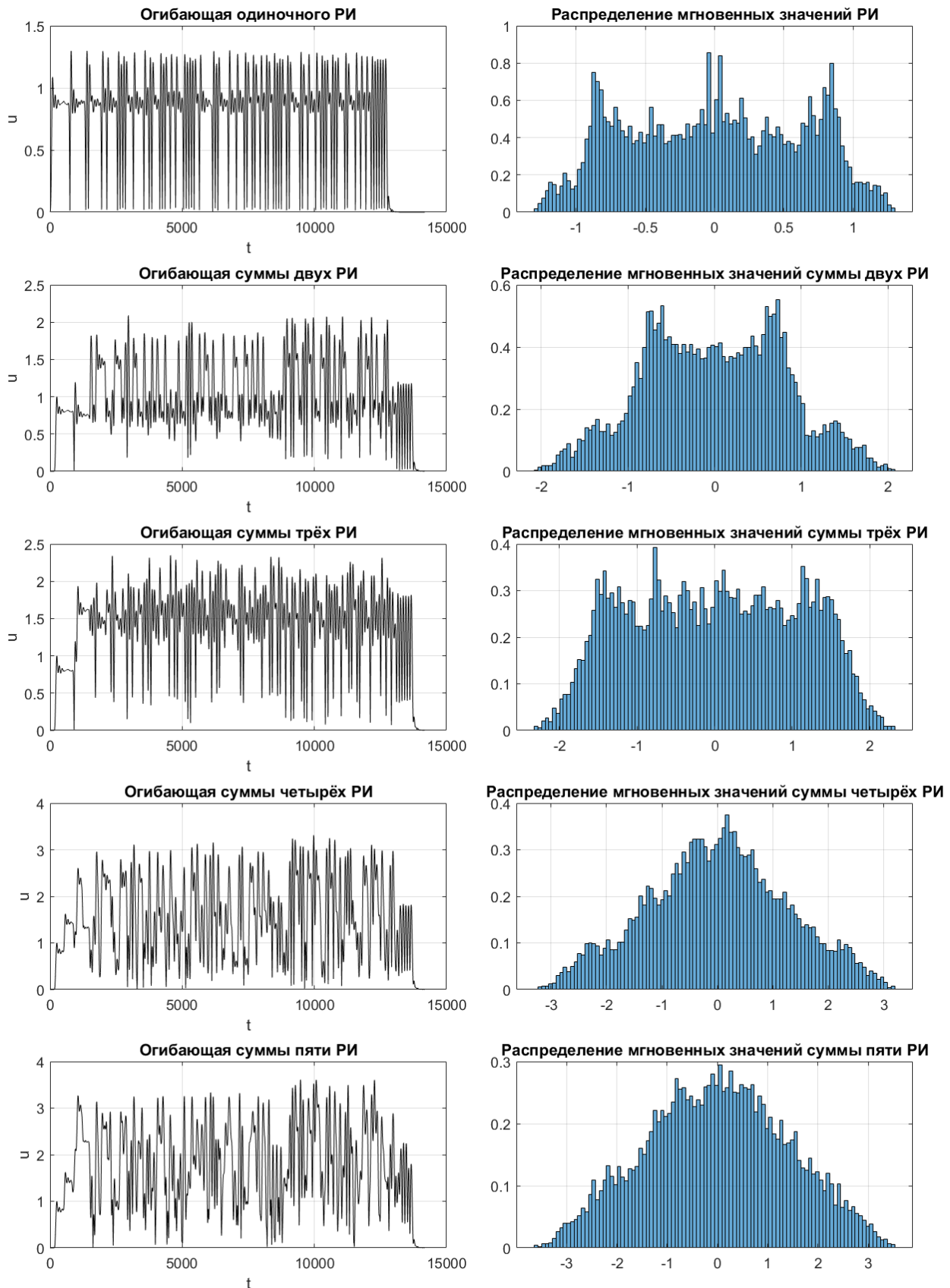


Рис. 20. Осциллограммы огибающей (слева) и гистограммы распределения мгновенных значений (справа) суммы двух, трех, четырех и пяти накладывающихся по времени отфильтрованных ФКМ радиоимпульсов.

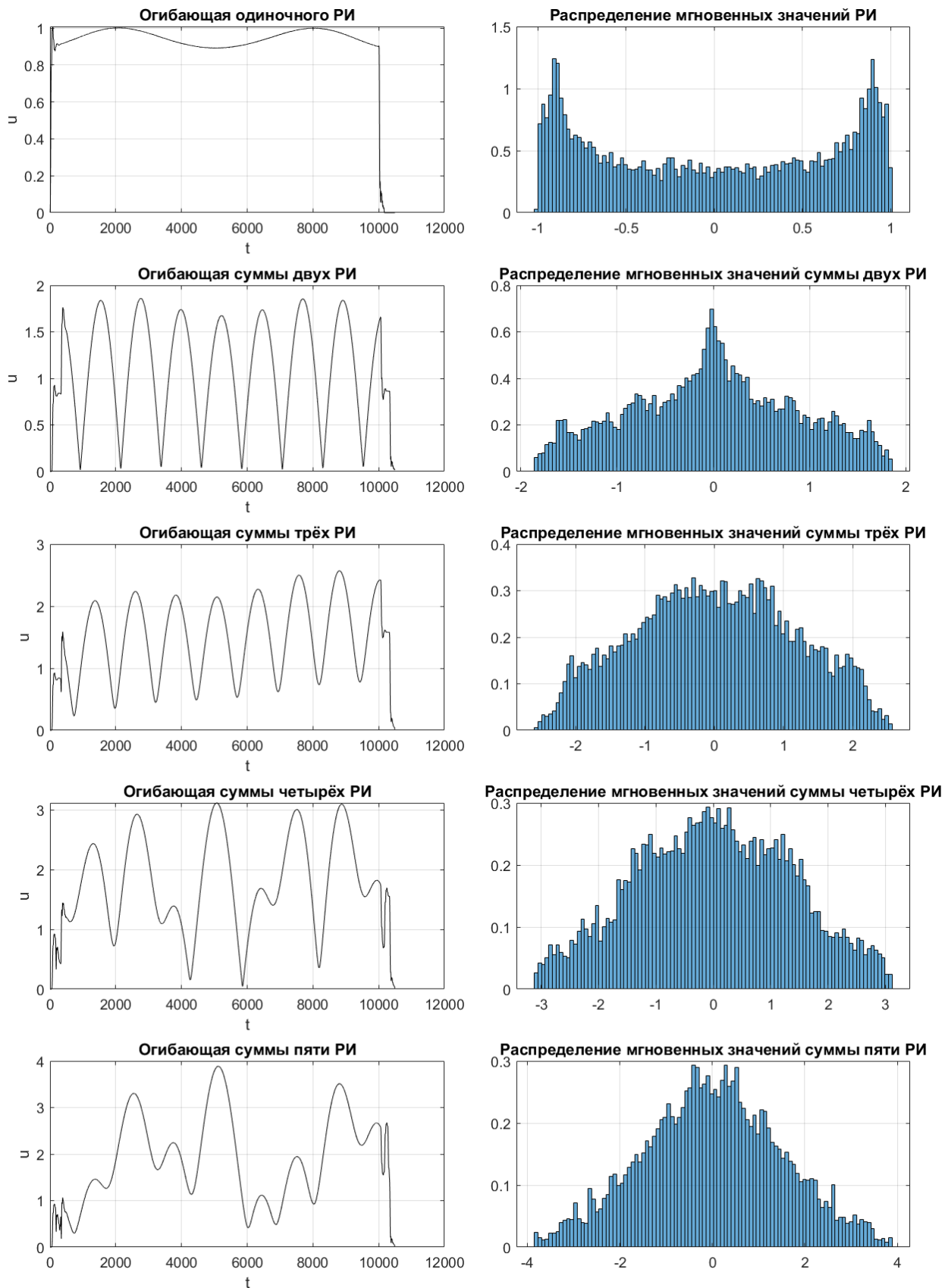


Рис. 21. Осциллограммы огибающей (слева) и гистограммы распределения мгновенных значений (справа) суммы двух, трех, четырех и пяти накладывающихся по времени отфильтрованных ЛЧМ радиоимпульсов.

Из рисунков видно, что при суммировании уже 4-5 радиоимпульсов, мгновенные значения суммарного радиосигнала распределены по закону, близкому к нормальному, что соответствует центральной предельной теореме теории вероятностей (см., например, главу 13 в [19]). Анализ осциллограмм огибающих суммарных радиосигналов (графики слева) показывает, что с увеличением числа суммируемых радиоимпульсов увеличивается отношение максимального уровня амплитуды суммарного радиосигнала к его среднему значению, то есть, увеличивается пик-фактор радиосигнала.

Таким образом, проведенные вычислительные эксперименты показали, что выходной радиосигнал DRFM при формировании множества близкорасположенных имитационных отметок или искусственных карт (когда имеет место наложение значительного числа ответных радиоимпульсов) распределен по нормальному закону. Ограничение такого радиосигнала по амплитуде в выходном тракте DRFM может существенно повлиять на качество имитируемого РЛИ, поэтому требует проведения исследований.

Для учета указанного влияния вернемся к вычислительному эксперименту и моделям PCA и DRFM, использованным в первой части статьи (рисунки 1-4). Сымитируем при помощи DRFM отражение зондирующего радиосигнала PCA от пяти близкорасположенных точечных отражателей (ТО) с одинаковой эффективной площадью рассеяния (ЭПР). На рисунке 22 показано расположение имитируемых ТО в локальной области в центре кадра (слева) и соответствующий полный кадр имитируемого РЛИ, загружаемого в DRFM (справа). При заданном расположении имитируемых ТО расстояние по наклонной дальности между крайними ТО на порядок меньше протяженности зондирующего радиоимпульса, а расстояние между крайними ТО по азимуту на порядок меньше интервала синтеза апертуры. Таким образом в большей части интересующей нас локальной области формируемой ЦРГ на выходе DRFM обеспечивается наложение по времени всех пяти воспроизводимых радиоимпульсов. Характеристики PCA и параметры моделирования в данном вычислительном эксперименте аналогичны перечисленным в таблице 1.

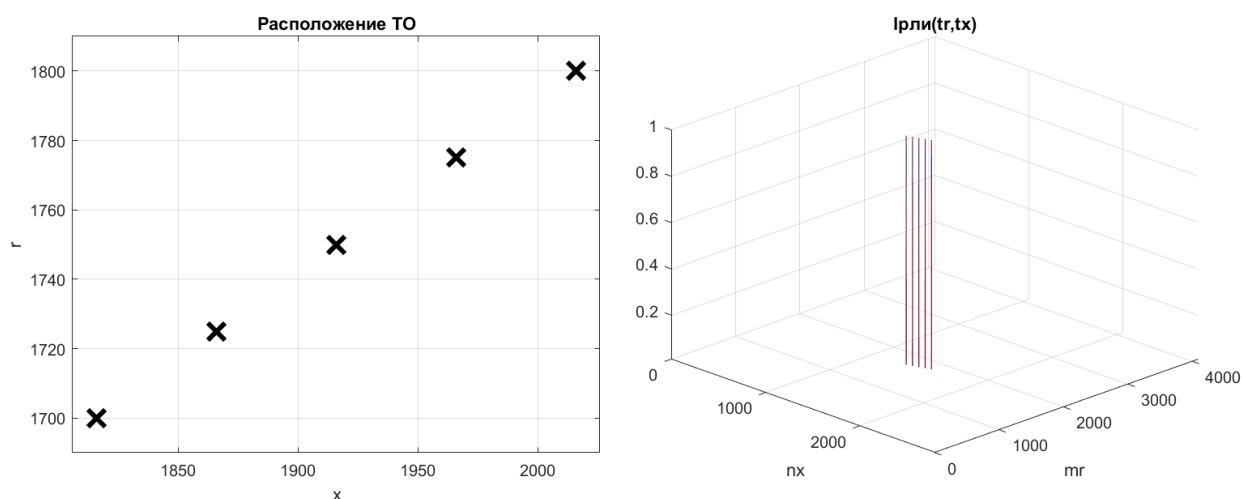


Рис. 22. Расположение имитируемых ТО (слева) и яркость имитируемого РЛИ, загружаемого в DRFM (справа).

Выходной радиосигнал DRFM будем усиливать так, чтобы ограничение по амплитуде в ЦАП диапазоном $-1 \dots +1$ В соответствовало пороговым уровням $\pm 1\sigma$, $\pm 1.5\sigma$, $\pm 2\sigma$, $\pm 2.5\sigma$, $\pm 3\sigma$, где σ – среднеквадратическое отклонение (СКО) мгновенных значений выходного радиосигнала DRFM. Случаи ограничения будем сравнивать с базовым случаем, при котором ограничение воспроизводимого радиосигнала отсутствует.

На рисунках 23 и 24 изображены гистограммы мгновенных значений воспроизводимого радиосигнала DRFM на входе и выходе ЦАП при различных значениях уровня ограничения квадратурных составляющих радиосигнала. Уровни ограничения отсчитывались относительно СКО рассматриваемого радиосигнала. Верхние графики на рисунке 23 соответствуют случаю отсутствия ограничения, в остальных случаях выходной радиосигнал ограничивался в ЦАП уровнями $\pm 3\sigma$, $\pm 2.5\sigma$ (рисунок 23) и $\pm 2\sigma$, $\pm 1.5\sigma$, $\pm 1\sigma$ (рисунок 24), при которых напряжение на выходе ЦАП устанавливалось равным соответственно ± 1 В.

Из рисунков видно, что, начиная с уровня ограничения $\pm 3\sigma$, в гистограмме распределения радиосигнала на выходе ЦАП на крайних значениях (± 1 В) появляются «клыки», свидетельствующие о наличии в радиосигнале ограниченных отсчетов, для которых абсолютное значение входного кода АЦП превышает 2047 (в рассматриваемом эксперименте использовалась модель 12-разрядного ЦАП). По мере снижения уровней ограничения «клыки»

возрастают и при уровнях $\pm 2\sigma$ и ниже существенно превышают плотность распределения значений отсчетов радиосигнала в остальном диапазоне значений между -1 и +1 В (рисунок 24).

На рисунке 25 представлены осциллограммы ограниченных по уровню квадратурных составляющих воспроизводимого радиосигнала на выходе ЦАП DRFM в локальной временной области (в которой сосредоточены воспроизводимые радиоимпульсы) при различных уровнях ограничения (верхний график – без ограничения, далее: $\pm 3\sigma$, $\pm 2.5\sigma$, $\pm 2\sigma$, $\pm 1.5\sigma$, $\pm 1\sigma$).

Из рисунка видно, что при отсутствии ограничения воспроизводимая ЦРГ содержит относительно редкие положительные и отрицательные выбросы, за счет чего радиосигнал имеет высокий пик-фактор. При введении ограничения данные выбросы ограничиваются максимальным и минимальным выходными напряжениями ЦАП ± 1 В, и пик-фактор радиосигнала может быть снижен до значений, близких к 1 (при ограничении по уровню $\pm 1\sigma$).

В результате обработки синтезированной в DRFM ЦРГ с различными уровнями ограничения, на выходе РСА были получены РЛИ тестового 5-точечного кадра, приведенные на рисунках 26 и 27. Слева на данных рисунках показаны РЛИ в полном кадре, справа – в пределах локальной области близкорасположенных ТО, включающей также боковые лепестки откликов.

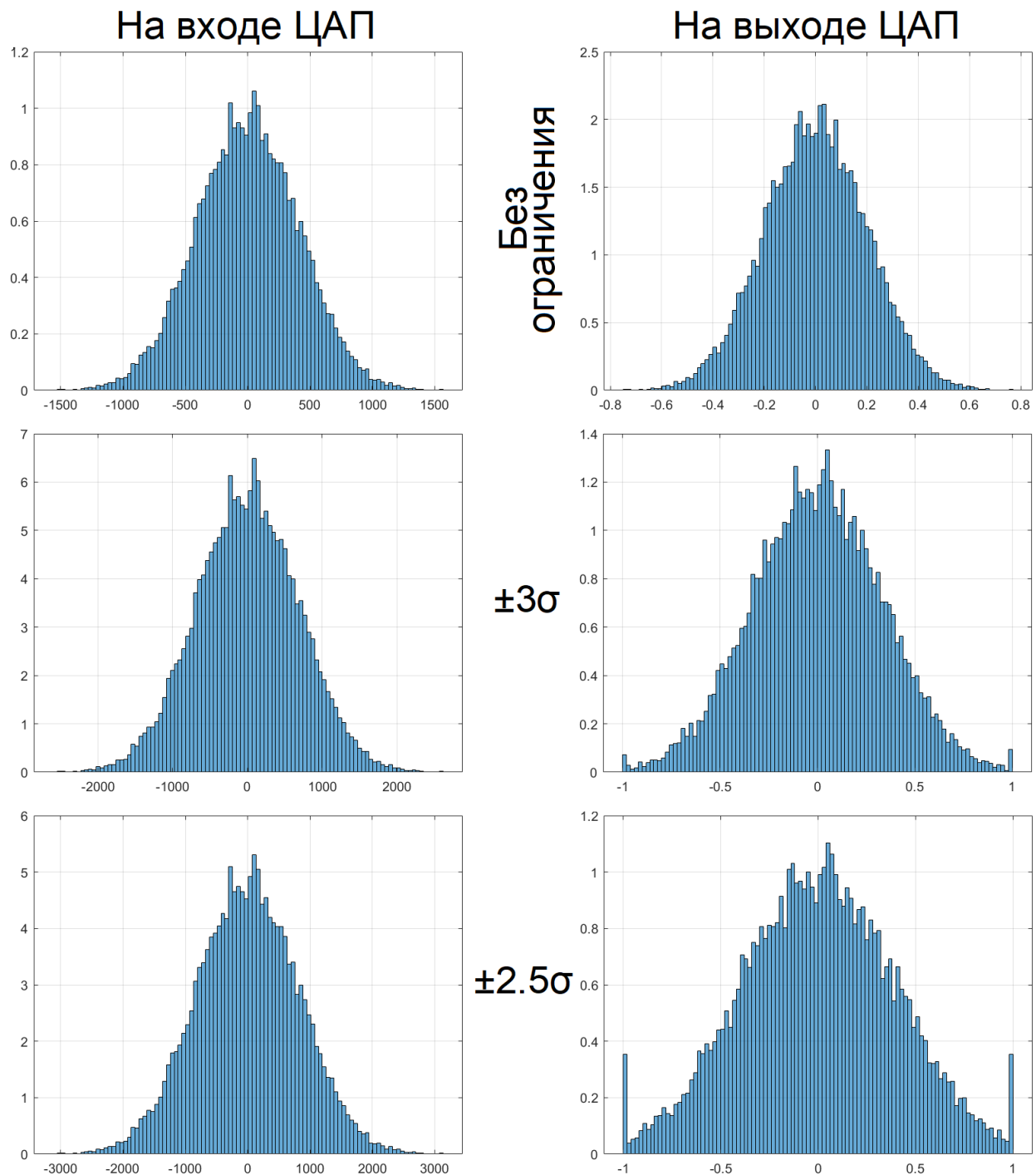


Рис. 23. Гистограммы мгновенных значений воспроизводимого радиосигнала DRFM на входе (слева) и выходе (справа) ЦАП при различных значениях уровня ограничения радиосигнала (без ограничения, $\pm 3\sigma$, $\pm 2.5\sigma$).

Из рисунков видно, что ограничение уровня воспроизводимого радиосигнала на выходе DRFM приводит к увеличению яркости фоновых пикселей на РЛИ (то есть, снижает динамический диапазон РЛИ). Ширина откликов на ТО при этом не изменяется, также, как и их расстановка, вид и уровни прилегающих боковых лепестков. Данный результат согласуется с

результатами моделирования однобитовой DRFM, приведенными в первой части настоящей статьи (рисунки 5 и 6, верхние левые графики), подтвердившими способность данной DRFM, запоминающей всего лишь один разряд радиосигнала, формировать узкие отклики на ТО, но с наличием высоких паразитных шпуров в пределах всего кадра.

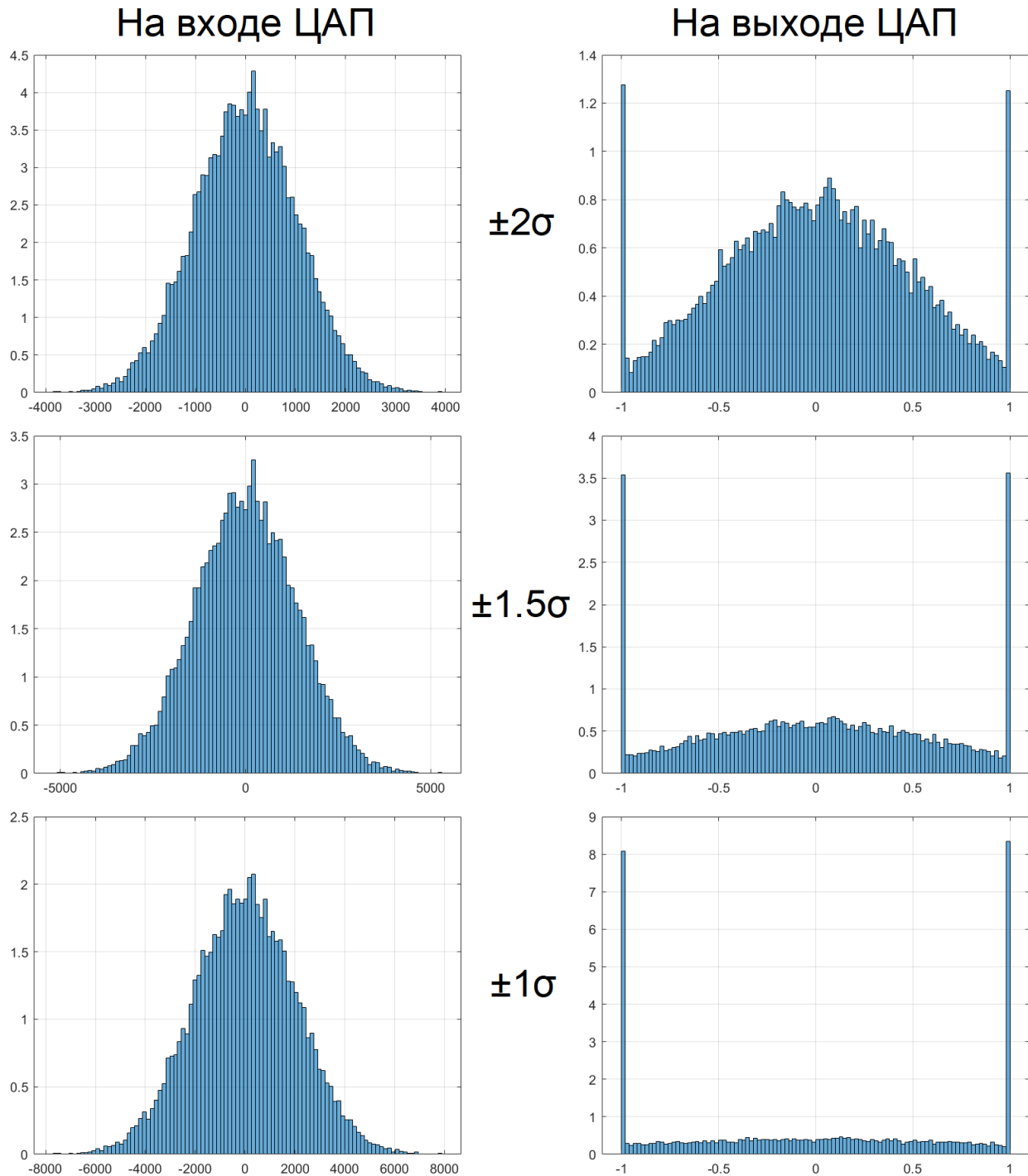


Рис. 24. Гистограммы мгновенных значений воспроизводимого радиосигнала DRFM на входе (слева) и выходе (справа) ЦАП при различных значениях уровня ограничения радиосигнала ($\pm 2\sigma$, $\pm 1.5\sigma$, $\pm 1\sigma$).

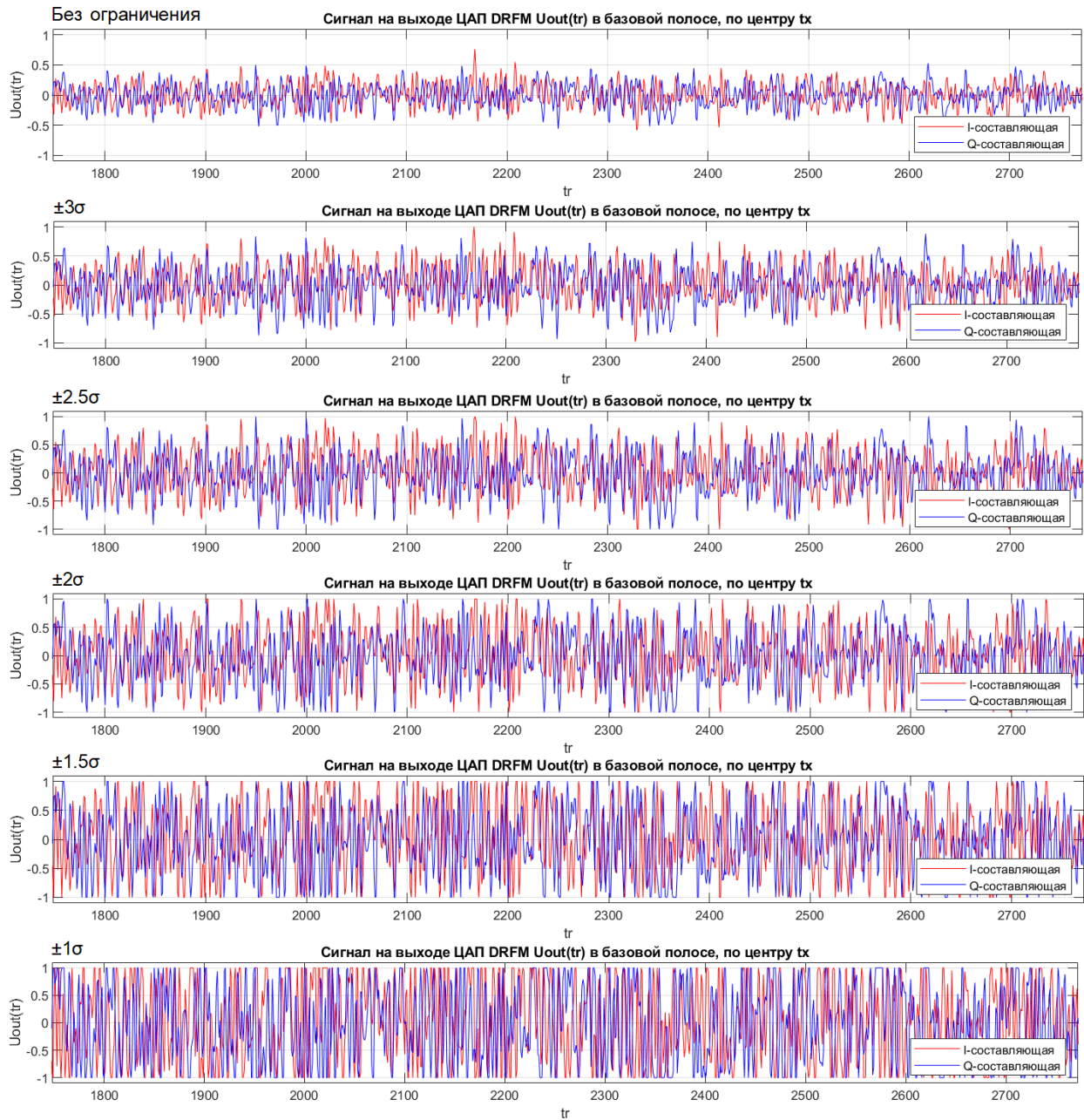


Рис. 25. Воспроизводимый радиосигнал на выходе ЦАП DRFM.

Средние и максимальные относительные значения яркости порождаемых фоновых пикселей РЛИ при различных уровнях ограничения воспроизводимого радиосигнала перечислены в таблице 2. Соответствующий график изображен на рисунке 28. Относительная яркость отсчитывалась от максимумов откликов на ТО. Усреднение и поиск максимумов фоновых пикселей производились на плоскости наклонная дальность – азимут в области, из которой были исключены отклики на ТО с прилегающими боковыми лепестками, превышающими заданный порог.

Для обеспечения неискаженного линейного усиления сформированной в DRFM ЦРГ с заданными характеристиками качества (то есть, с ограничением амплитуды по уровню, не ниже заданного) до заданного уровня средней выходной мощности $P_{ср}$ требуется радиочастотный усилитель с линейной амплитудной характеристикой, выходящей далеко за пределы рабочей точки, обеспечивающей линейность усиления кратковременных всплесков радиосигнала при импульсной выходной мощности $P_{имп}$, в несколько раз превышающей среднюю рабочую выходную мощность $P_{ср}$ усилителя. Величина максимально возможной пиковой мощности $P_{имп}$, которую должен обеспечивать усилитель на своем выходе, зависит от допустимого относительного уровня ограничения ($\pm 1\sigma \dots \pm 5\sigma$).

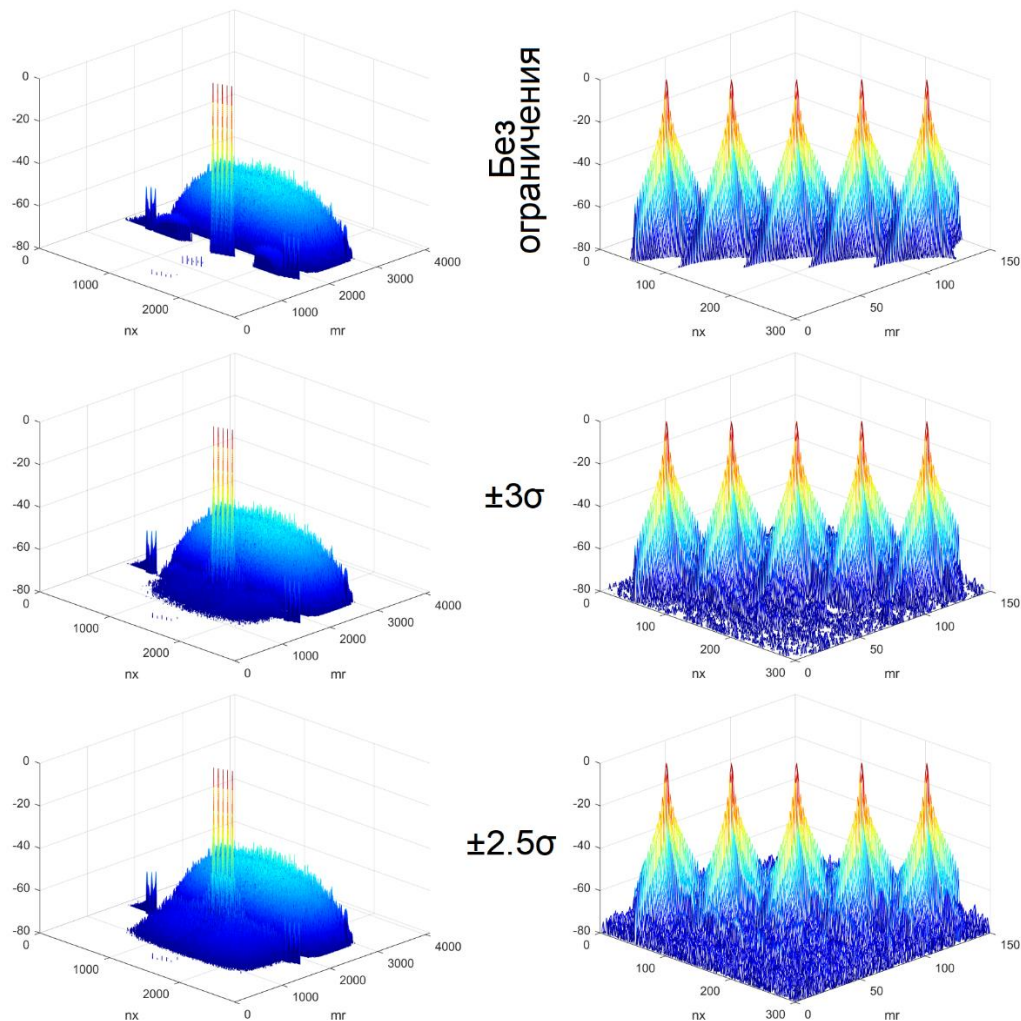


Рис. 26. РЛИ, симитированное при помощи DRFM на выходе PCA, в полном кадре (слева) и в локальной области (справа), при различных уровнях ограничения воспроизводимого радиосигнала в ЦАП DRFM (сверху – без ограничения, далее: $\pm 3\sigma$, $\pm 2.5\sigma$).

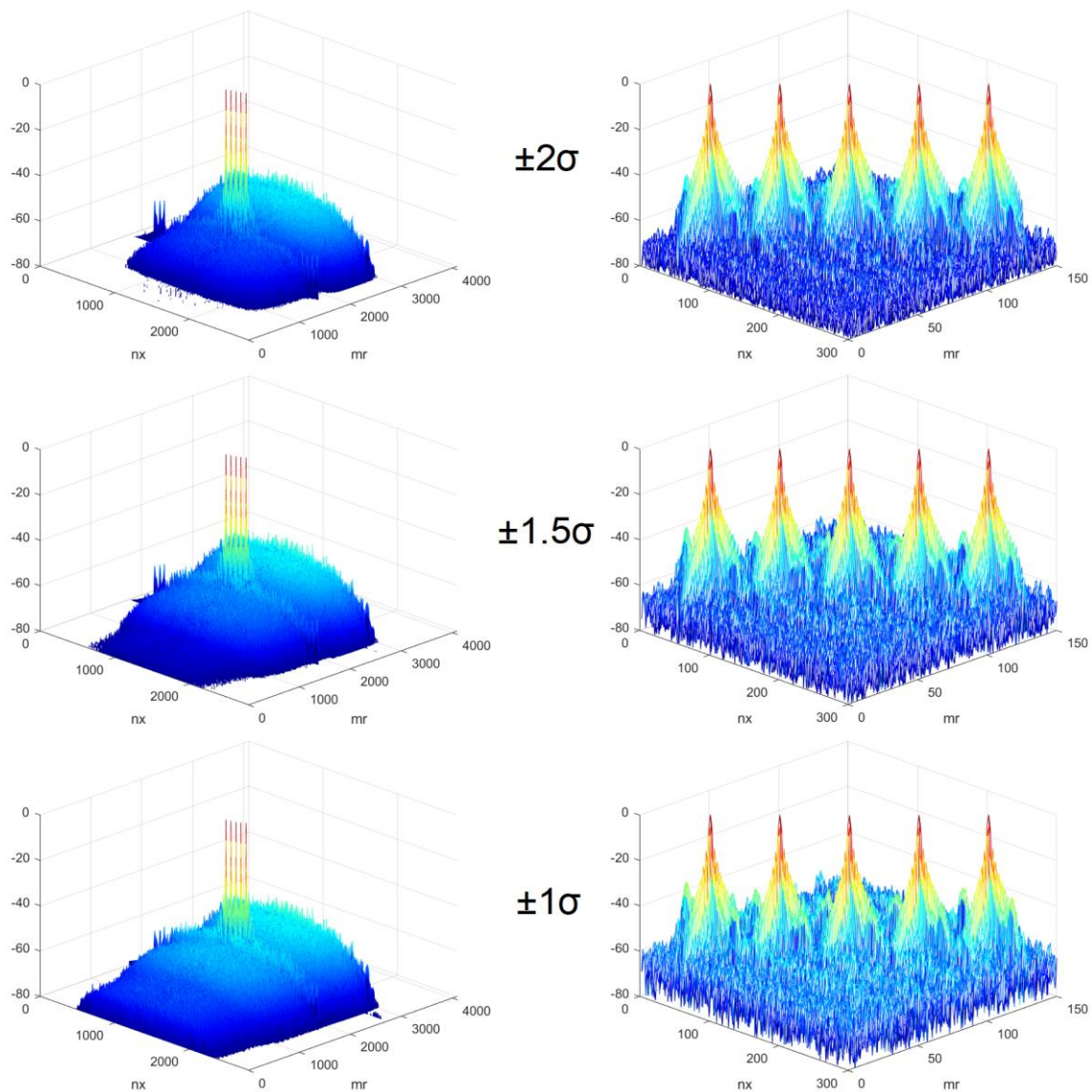


Рис. 27. РЛИ, симитированное при помощи DRFM на выходе PCA, в полном кадре (слева) и в локальной области (справа), при различных уровнях ограничения воспроизводимого радиосигнала в ЦАП DRFM ($\pm 2\sigma$, $\pm 1.5\sigma$, $\pm 1\sigma$).

В таблице 3 приведены значения требуемой максимальной импульсной выходной мощности усилителя при средней излучаемой мощности радиосигнала 1 Вт для различных значений порогов ограничения. Максимальная паспортная импульсная выходная мощность применяемого на выходе DRFM усилителя в рассматриваемом случае (при излучении радиосигнала мощностью 1 Вт) должна быть не менее указанных величин. То есть, для применяемого на выходе DRFM усилителя можно задать некоторый коэффициент запаса максимальной выходной мощности:

$$K_{3M} = \frac{P_{umt}}{P_{cp}}, \quad (2)$$

который будет зависеть от величины порогов ограничения радиосигнала (согласно таблице 3), а те, в свою очередь, – от требуемого качества имитируемых DRFM объектов и подстилающих поверхностей (согласно таблице 2).

Таблица 2. Средние и максимальные значения яркости фоновых пикселей на РЛИ, имитируемом при помощи DRFM, при различных уровнях ограничения воспроизводимого радиосигнала.

Уровень ограничения	Средний уровень яркости, дБ	Максимальный уровень яркости, дБ
без ограничения	-91.129	-80.004
$\pm 4\sigma$	-89.093	-72.595
$\pm 3\sigma$	-78.4	-55.886
$\pm 2.5\sigma$	-72.374	-48.971
$\pm 2\sigma$	-67.049	-43.262
$\pm 1.5\sigma$	-62.565	-37.945
$\pm 1\sigma$	-58.928	-32.976

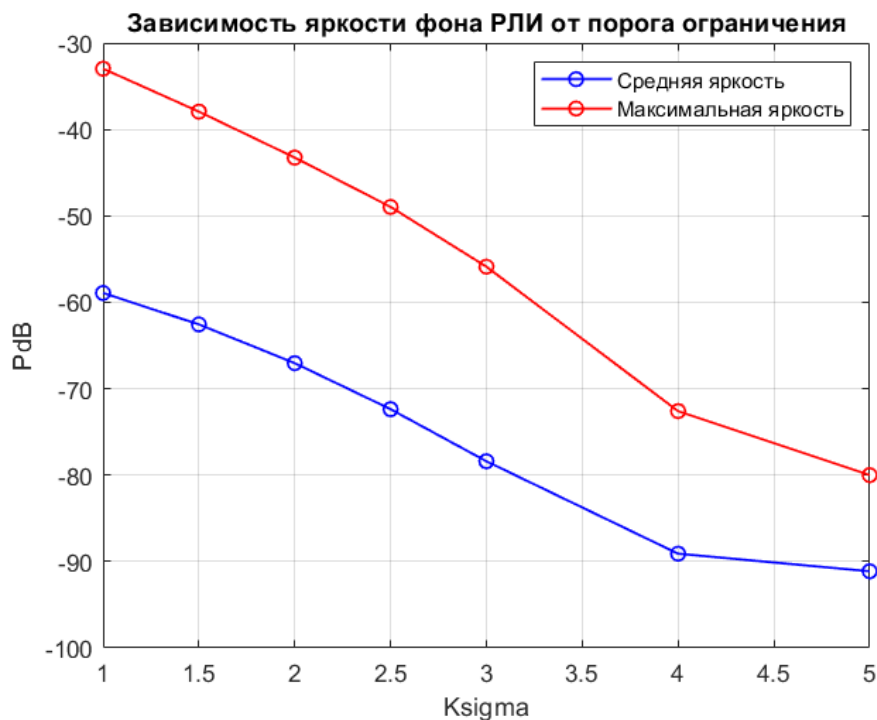


Рис. 28. Зависимость средних и максимальных относительных значений яркости фоновых пикселей РЛИ в локальной области от уровня ограничения воспроизводимого радиосигнала на выходе DRFM.

Обеспечить данный запас можно, используя как обычные однорежимные радиочастотные усилители с существенно большей паспортной максимальной средней выходной мощностью $P_{ср.мах}$, чем заданная мощность излучаемого

радиосигнала P_{cp} , так и специальные многорежимные радиочастотные усилители, имеющие максимальную среднюю выходную мощность, равную заданной мощности излучаемого радиосигнала, но допускающие усиление кратковременных всплесков радиосигнала с импульсной мощностью $P_{имп}$ без их существенного искажения (ограничения), – например, усилители Догерти [20-22].

Таблица 3. Требуемые максимальные выходные мощности выходного усилителя DRFM при средней излучаемой мощности радиосигнала 1 Вт для различных значений порогов ограничения.

Уровень ограничения	Коэффициент запаса по мощности ($P_{имп}/P_{cp}$), дБ	Требуемая максимальная выходная мощность, Вт
без ограничения ($\pm 5\sigma$)	13.979	25
$\pm 4\sigma$	12.041	16
$\pm 3\sigma$	9.5424	9
$\pm 2.5\sigma$	7.9588	6.25
$\pm 2\sigma$	6.0206	4
$\pm 1.5\sigma$	3.5218	2.25
$\pm 1\sigma$	0	1

3. Максимальные значения ЭПР и удельной ЭПР при имитации множества ТО и подстилающей поверхности

При расчете параметров радиотехнических систем (РТС), построенных на основе DRFM (систем РЭП, имитаторов радиолокационной обстановки, ретрансляторов для тестирования РЛС и т.д.), в первую очередь, как правило, оцениваются энергетические соотношения (см., например, [23, 24]): максимальная ЭПР имитируемых объектов, минимальная дальность, на которой обеспечивается имитация объекта с заданной ЭПР, требуемая мощность выходного радиосигнала передатчика DRFM и т.д. Если для классической DRFM, имитирующей точечные объекты путем воспроизведения одиночных неперекрывающихся по времени ответных радиоимпульсов, этот вопрос практически полностью изучен [23, 24], то для DRFM, используемой для формирования ЦРГ для РСА, особенно имитирующей множественные ТО и

подстилающие поверхности при наложении воспроизводимых радиосигналов, подробные исследования по данной теме отсутствуют.

В ходе проведенных вычислительных экспериментов, описанных во второй части настоящей статьи, была подтверждена центральная предельная теорема теории вероятностей применительно к накладываемым по времени ответным радиосигналам, воспроизводимым на выходе DRFM. В том числе показано, что суммирование данных радиосигналов производится по мощности. Такой подход отличается от предложенного ранее в [25] суммирования воспроизводимых фрагментов радиосигналов по напряжению (гарантирующего полное отсутствие ограничения воспроизводимого радиосигнала) и при большом числе суммируемых фрагментов дает существенный выигрыш в энергопотенциале ответного радиосигнала DRFM, позволяя имитировать объекты с существенно большими ЭПР. Подтверждение факта суммирования по мощности позволило при известном количестве суммируемых радиосигналов и заданной средней мощности суммарного излучаемого DRFM радиосигнала определить максимальное значение ЭПР одного ТО при имитации множества близкорасположенных ТО с одинаковой или приближительной равной ЭПР:

$$\sigma_{TO\max} = \frac{PG_{DRFM} \cdot F_{DRFM-PCA} \cdot \nu \cdot F_{PCA-DRFM}}{N_{TO} \cdot PG_{PCA} \cdot k_{IP}} \cdot \frac{4\pi \cdot R_{TO}^4}{R_{DRFM}^2}, \quad (3)$$

и максимальное значение удельной ЭПР (УЭПР) при имитации подстилающей поверхности (ПП):

$$\sigma_{y\partial.\max} = \frac{8\pi}{0.885} \cdot \frac{PG_{DRFM} \cdot F_{DRFM-PCA} \cdot F_{PCA-DRFM} \cdot \nu}{PG_{PCA} \cdot k_{IP}} \cdot \frac{R_{ПП}^3}{R_{DRFM}^2} \cdot \frac{D_{Ax} \cdot \cos(\gamma)}{c \cdot \tau_{3PI} \cdot \lambda}. \quad (4)$$

В данных формулах:

$$PG_{DRFM} = P_{cp} \cdot G_{DRFM} = \frac{P_{um}}{K_{3M}} \cdot G_{DRFM} \quad (5)$$

– энергопотенциал передатчика DRFM по средней мощности P_{cp} радиосигнала с высоким пик-фактором,

– G_{DRFM} – коэффициент усиления передающей антенны DRFM,

- $F_{DRFM-PCA}$ – уровень нормированной ДН передающей антенны DRFM в направлении на PCA,
- ν – коэффициент совпадения поляризаций передающей антенны DRFM и приемной антенны PCA,
- $F_{PCA-DRFM}$ – уровень нормированной ДН приемной антенны PCA в направлении на DRFM,
- N_{TO} – число имитируемых точечных отражателей, радиосигналы которых на выходе DRFM накладываются друг на друга по времени,
- PG_{PCA} – энергопотенциал передатчика PCA,
- R_{TO} – расстояние от PCA до имитируемых ТО,
- $R_{ПП}$ – расстояние от PCA до имитируемой ПП,
- R_{DRFM} – расстояние от PCA до DRFM,
- $k_{ПП}$ – коэффициент передачи среды распространения радиосигнала от PCA до объекта съемки (ТО или ПП) в одну сторону,
- c – скорость распространения электромагнитных волн,
- $\tau_{ЗРИ}$ – длительность ЗРИ,
- λ – длина волны ЗРИ,
- D_{Ax} – азимутальный размер антенны PCA,
- γ – угол скольжения между направлением зондирования и снимаемой ПП.

Из формул видим, что:

- при имитации множества близкорасположенных ТО с одинаковой или приблизительно равной ЭПР максимальная ЭПР каждого ТО пропорциональна отношению энергопотенциалов передатчиков DRFM и PCA, обратно пропорциональна числу ТО N_{TO} и линейно зависит от квадрата наклонной дальности (если принять $R_{TO} \approx R_{DRFM} \approx R$);
- при имитации ПП максимальное значение ее УЭПР $\sigma_{y0, \max}$ также пропорционально отношению энергопотенциалов передатчиков DRFM и PCA, пропорционально азимутальному размеру антенны PCA D_{Ax} , обратно пропорционально длительности ЗРИ $\tau_{ЗРИ}$ и линейно зависит от наклонной дальности (при $R \approx R_{ПП} \approx R_{DRFM}$).

Заключение

В ходе проведенных исследований получены следующие результаты:

Имитация РЛИ достаточно высокого качества возможна при квантовании радиосигнала в DRFM одним разрядом. Уровень дальних боковых лепестков при этом не превышает -40дБ. Поэтому разработка однобитовых устройств DRFM для формирования искусственных карт для РСА остается актуальной задачей. Увеличение числа разрядов с 1 до 2 и 3 существенно улучшает качество имитируемого РЛИ, снижая уровень паразитных составляющих во всем кадре. Увеличение числа разрядов с 3 до 4 практически не улучшает качество имитируемого РЛИ (в анализируемом динамическом диапазоне 60дБ) и дальнейшее увеличение числа разрядов более 4 не имеет смысла. Таким образом, в DRFM для записи-воспроизведения радиосигнала достаточно трех разрядов квантования;

Выходной сигнал DRFM при имитации достаточно большого числа точечных имитационных отметок (5 и более) или двумерных искусственных карт имеет гауссовское (нормальное) распределение мгновенных значений;

Ограничение сформированной в DRFM ЦПГ по амплитуде приводит к возрастанию яркости фоновых пикселей РЛИ, синтезируемого на выходе РСА, – рисунки 26, 27. Значения уровня фона РЛИ приведены в таблице 2;

В выходном тракте DRFM можно использовать либо обычные однорежимные радиочастотные усилители с запасом по амплитудной характеристике, либо специальные многорежимные усилители (типа Догерти), обеспечивающие усиление радиосигнала с высоким пик-фактором. В первом случае требуемый запас по максимальной выходной мощности, зависящий от уровня ограничения воспроизводимого радиосигнала, который в свою очередь определяется заданным качеством имитируемого РЛИ, можно определить по таблицам 3 и 2;

Формулы для определения максимальных ЭПР имитируемых множественных ТО (3) и максимальной УЭПР имитируемой подстилающей поверхности (4) при заданной максимальной мощности выходного излучаемого радиосигнала DRFM.

Литература

1. Горбунов Ю.Н., Сонин А.П., Хромцев А.В., Свирин Д.М. Тестирование радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны при помощи DRFM // Журнал радиоэлектроники. – 2022. – № 1. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.1.7>
2. Сонин А.П. Тестирование радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны при помощи цифровой радиочастотной памяти (DRFM), формирующей искусственные карты // Дальняя радиолокация на службе Отечеству. – 2022. – С. 215-228.
3. Yan Z., Guoqing Z., Yu Z. Research on SAR jamming technique based on man-made map // 2006 CIE International Conference on Radar. – IEEE, 2006. – С. 1-4.
4. Saeedi J. A new hybrid method for synthetic aperture radar deceptive jamming // International Journal of Microwave Engineering (JMICO). – 2019. – Т. 4. – №. 1. – С. 1-14.
5. Sun Q. et al. Efficient deceptive jamming method of static and moving targets against SAR // IEEE Sensors Journal. – 2018. – Т. 18. – №. 9. – С. 3610-3618. <https://doi.org/10.1109/JSEN.2018.2813521>
6. Cumming I. G., Wong F. H. Digital processing of synthetic aperture radar data // Artech house. – 2005.
7. Сонин А.П. Параллельное моделирование в MATLAB цифровой радиочастотной памяти (DRFM), формирующей искусственные карты для тестирования радиолокатора с синтезированной апертурой антенны // Технологии разработки и отладки сложных технических систем. – 2023. – Т. 2. – С. 267-274.
8. Сонин А.П. Влияние перестройки периода повторения зондирующих радиоимпульсов на качество радиолокационного изображения, формируемого цифровой радиочастотной памятью на выходе тестируемого радиолокатора с синтезированной апертурой антенны // Дальняя радиолокация на службе Отечеству. – 2024. – С. 362-376.

9. Сонин А.П. Способ радиолокационной съемки Земли и околоземного пространства радиолокатором с синтезированной апертурой антенны в неоднозначной по дальности полосе с селекцией движущихся целей на фоне отражений от подстилающей поверхности и радиолокатор с синтезированной апертурой антенны для его реализации. Описание изобретения к патенту RU2740782C1
10. Горбунов Ю.Н., Куликов Г.В., Шпак А.В. Радиолокация: стохастический подход. – 2016.
11. Горбунов Ю.Н. Цифровая обработка радиолокационных сигналов в условиях использования грубого (малоразрядного) квантования. – 2007.
12. Schleher G.D.C. A Electronic Warfare in the Information Age // Artech House. – 1999.
13. Непомнящий Г.А. О влиянии параметров цифрового устройства записи и воспроизведения на качество имитационного сигнала сложной структуры // Цифровые радиоэлектронные системы. – 2007-2008. – №. 7. – С. 89-95.
14. Pace P.E. Developing digital RF memories and transceiver technologies for electromagnetic warfare. – Artech House, 2022.
15. Горбунов Ю.Н., Акопян Г.Л. Обработка и генерация хаотических сигналов в технологии DRFM: учет ресурсных ограничений // Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. – 2020. – Т. 12. – №. 2. – С. 219-226. <https://doi.org/10.17725/rensit.2020.12.219>
16. Перунов Ю., Куприянов А. Методы и средства радиоэлектронной борьбы. – Litres, 2022.
17. Сонин А.П. Моделирование цифровой обработки сигналов в радиолокаторах с синтезированной апертурой антенны на множестве CUDA GPU в MATLAB // Технологии разработки и отладки сложных технических систем. – 2020. – С. 429-436.
18. Parallel Computing Toolbox User's Guide. R2024a. – The MathWorks, Inc., 2024. – 1264 p.
19. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. – «Высшая школа», 2006

20. Kim B. Doherty power amplifiers: from fundamentals to advanced design methods. – Academic Press, 2018.
21. Кочемасов В., Косичкина Т. Усилители мощности по схеме Догерти часть 1 // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2019. – №. 3. – С. 144-153.
<https://doi.org/10.22184/1992-4178.2019.184.3.144.152>
22. Стародубцев Г. Усилители Догерти для современных систем связи // Электронные компоненты. – 2020. – №. 4. – С. 42-45.
23. Юдин Л.М., Фомичев К.И. Энергетические соотношения при создании помех. – Москва, Базовая кафедра МИРЭА №333, 1983.
24. Перунов Ю.М., Фомичев К.И., Юдин Л.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления. – Радиотехника, 2003.
25. Бородин А.М., Лобанов Б.С., Сонин А.П. Пути построения интегрированных бортовых радиотехнических комплексов с цифровой обработкой радиосигналов. – 2011.

Для цитирования:

Горбунов Ю.Н., Сонин А.П. Влияние малоразрядного квантования и ограничений зондирующего радиосигнала, ретранслируемого через DRFM, на качество искусственного радиолокационного изображения, формируемого в РСА // Журнал радиоэлектроники. – 2025. – №. 4. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.4.11>