



УДК 621.371

DOI: 10.22184/NanoRus.2019.12.89.149.155

# АППАРАТНЫЕ И АЛГОРИТМИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ РСА

## HARDWARE AND ALGORITHMIC SOLUTIONS IN SAR DESIGN

ПЕРЕВЕРЗЕВ АЛЕКСЕЙ ЛЕОНИДОВИЧ

PEREVERZEV ALEXEY L.

БИРЮК АЛЕКСЕЙ АЛЕКСАНДРОВИЧ

BIRYUK ALEXEY A.

blryuk@yandex.ru

blryuk@yandex.ru

ОРЕШКИН ВИТАЛИЙ ИВАНОВИЧ

ORESHKIN VITALY I.

ЛЯЛИН КОНСТАНТИН СЕРГЕЕВИЧ

LYALIN KONSTANTIN S.

МЕЛЁШИН ЮРИЙ МИХАЙЛОВИЧ

MELESHIN YURI M.

Национальный исследовательский университет «МИЭТ»  
124498, г. Москва, г. Зеленоград, площадь Шокина, 1

National Research University of Electronic Technology  
1 Shokin Square, Zelenograd, Moscow, 124498, Russia

В работе приводятся аппаратные и алгоритмические решения, использованные при проектировании и испытании РСА радиолокационного комплекса контроля состояния вегетации и увлажненности почвы. Описываемые методы позволяют улучшить технические характеристики и сократить затраты на испытание изделия.

*Ключевые слова:* РСА; синтез апертуры; многодиапазонность; синтез изображений; внутриимпульсная модуляция.

The paper presents the hardware and algorithmic solutions used in the design and testing of the SAR radar complex for monitoring the vegetation and soil moisture state. These methods allow one to improve technical characteristics and to reduce radar field-tests cost.

*Keywords:* SAR; aperture synthesis; multiband; image synthesis; inter-pulse modulation.

В современной агропромышленности получение актуальной информации о состоянии сельскохозяйственных территорий позволяет сильно увеличивать эффективность производства и предотвращать потери урожая. Так как наземный контроль с хорошей точностью затруднителен из-за неэффективности и невозможности проведения оперативного контроля больших площадей, перед фермерами стоит задача быстрого получения информации, отображающей состояние сельскохозяйственных угодий другими способами. Решениями задач такого рода занимается дистанционное зондирование.

Для проектирования и испытания аппаратной части радиолокационной системы контроля состояния вегетации и увлажненности почвы, облик которой представлен в [1], требуется разработка новых и усовершенствование имеющихся методов синтеза и обработки сигнала в целях улучшения параметров системы. Применение приведенных подходов диктуется, в том числе, гражданской и коммерческой направленностью конечного изделия, что приводит к необходимому поиску решения усовершенствования параметров без увеличения общей стоимости системы для улучшения потребительских характеристик.

В рамках работы проведено исследование и сравнение свойств предполагаемых к использованию псевдослучайных кодовых последовательностей. В качестве примера модулирующего сигнала зондирующего импульса рассмотрена М-последовательность (однако в работе рассматривались и другие псевдослучайные последовательности). Известно, что для одних и тех же условий формирования может быть сгенерирован целый ансамбль последовательностей, отличающийся только начальным значением сдвигового регистра. Несмотря на это, среди одинаковых (по длине

и характеру) последовательностей можно выделить обладающие более оптимальными (для целей поставленных целей) характеристиками. Циклический сдвиг М-последовательности не меняет ее, поэтому циклическая автокорреляция не зависит от начального значения сдвигового регистра. Однако в результате экспериментов оказалось, что от сдвигового регистра зависит вид аperiodической автокорреляции. Поэтому был выполнен поиск оптимального начального значения регистра по критерию минимума максимального уровня бокового лепестка (Peak Side Loab — PSL), а при равенстве PSL — по критерию минимума среднеквадратического значения боковых лепестков  $\sigma_{SL}$ . Соответствующие результаты приведены в табл. 1 (начальное значение регистра переведено из двоичной в десятичную форму).

Из данных табл. 1 следует, что наименьшее значение PSL = 44 имеют М-последовательности с номерами 0, 2, 3 и 7, а из них наименьшее значение  $\sigma_{SL} = 17,953$  имеет последовательность №7. Таким образом, созданная по результатам работы программная модель позволяет оперативно выбирать наиболее оптимальные последовательности для получения меньшего уровня боковых лепестков, а следовательно, и более высокого качества синтезируемого изображения.

Исторически сложилось, что именно М-последовательности применяются в радиолокации из-за простоты их аппаратной реализации. Современный уровень развития элементной базы позволяет использовать более сложные последовательности, в том числе класс последовательностей Лежандра. Для последовательностей Лежандра не существует генератора, легко реализуемого на сдвиговых регистрах и логических элементах, и она требует более специфичных вычислений:  $n$ -й член

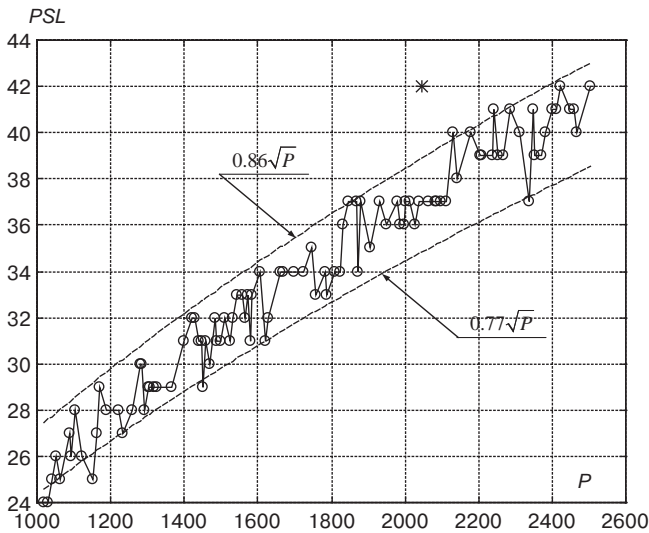


Рис. 1. Значение PSL — максимума боковых лепестков (автокорреляционной функции) найденных бинарных последовательностей (на основе последовательностей Лежандра) в зависимости от длины последовательности  $P$

последовательности определяется как символ Лежандра и может быть вычислен с помощью формулы Эйлера (1)

$$\left(\frac{n}{P}\right) = n^{\frac{(P-1)}{2}} \bmod P, \quad (1)$$

где  $P$  — длина последовательности (обязательно простое число), mod — операция деления по модулю (остаток от деления).

Для анализируемых длин 500–2000 результат возведения в степень является очень большим числом, поэтому для оптимизации нахождения последовательности было применено свойство  $(a \cdot b) \bmod p = ((a \bmod p) \cdot (b \bmod p)) \bmod p$ .

Таблица 2. Характеристики найденных  $M$ -последовательностей

P — длина последовательности	Критерий оптимизации — PSL		Критерий оптимизации — $\sigma_{SL}$	
	PSL	$\sigma_{SL}$ (% ухудшения)	PSL (% ухудшения)	$\sigma_{SL}$
1951	36	12,84 (0,52%)	39 (8,3%)	12,773
1979	37	12,91 (0,84%)	41 (10,8%)	12,803
1987	36	12,933 (0,34%)	38 (5,6%)	12,889
1999	36	13,1 (1,4%)	44 (12,2%)	12,919
2003	37	12,96 (0,15%)	41 (10,8%)	12,941
2011	37	12,992 (0,28%)	39 (5,4%)	12,956
2027	36	13,027 (1,3%)	39 (8,3%)	13,01
2039	37	13,12 (0,5%)	40 (8,1%)	13,055
2063	37	13,167 (0,34%)	41 (10,8%)	13,122
2083	37	13,237 (0,27%)	42 (13,5%)	13,202
2087	37	13,375 (1,2%)	43 (16,2%)	13,222
2099	37	13,272 (0,34%)	39 (5,4%)	13,227
2111	37	13,372 (0,63%)	45 (21,6%)	13,288
2133	40	14,022 (5,1%)	46 (15%)	13,345
2143	38	13,678 (2,2%)	41 (7,9%)	13,383

Таблица 1. Характеристики найденных  $M$ -последовательностей

№ $M$ -последовательности (условный)	Оптимальное начальное значение регистра	PSL	$\sigma_{SL}$
0	1041	44	18,203
1	523	46	18,441
2	591	44	18,527
3	1000	44	18,870
4	725	48	18,345
5	725	48	18,305
6	319	45	17,893
7	253	44	17,953
8	495	48	18,901
9	252	48	18,473
10	366	47	17,900

Для всего диапазона длин были найдены все возможные последовательности Лежандра, а также проведены их циклические сдвиги. Выяснилось, что минимум PSL достигается при сдвиге, примерно равном  $P/4$  и  $3P/4$ . На рис. 2 ниже показана зависимость PSL найденных бинарных последовательностей (на основе последовательностей Лежандра) в зависимости от длины последовательности  $P$ .

На рис. 1 показано значение PSL-максимума боковых лепестков (автокорреляционной функции) найденных бинарных последовательностей (на основе последовательностей Лежандра) в зависимости от длины последовательности  $P$ . \* — точка, соответствующая лучшей ранее найденной бинарной последовательности длины  $P = 2047$  (на основе  $M$ -последовательностей)

На рис. 1 также показана область (ниже  $0,86\sqrt{P}$  и выше  $0,77\sqrt{P}$ ), внутри которой в среднем лежат все значения PSL.

Также в ходе исследования был выполнен поиск оптимальных последовательностей по критерию минимума PSL и по критерию минимума  $\sigma_{SL}$ . Для сравнения результатов оптимизации по различным критериям в табл. 2 приведены численные характеристики последовательностей различных длин.

В табл. 2 после значения  $\sigma_{SL}$  последовательности, полученной по критерию минимума PSL, в скобках стоит ухудшение значения  $\sigma_{SL}$  (в процентах) по сравнению со значением  $\sigma_{SL}$  последовательности, полученной по критерию минимума  $\sigma_{SL}$ . Соответственно, после значения PSL последовательности, полученной по критерию минимума  $\sigma_{SL}$ , в скобках стоит ухудшение значения PSL (в процентах) по сравнению со значением PSL последовательности, полученной по критерию минимума PSL. Из представленных данных видно, что ухудшение значения  $\sigma_{SL}$  примерно на порядок меньше, чем соответствующее ухудшение значения PSL. Поэтому можно сделать вывод, что производить поиск оптимальной последовательности по критерию минимума  $\sigma_{SL}$  нерационально.

Кроме того, исследования показали, что циклический сдвиг излучаемой последовательности при накоплении отклика в одном канале когерентности позволяет уменьшать уровень боковых лепестков сигнала. В случае использования циклического набора последовательностей с относительным сдвигом  $S$  каждая последующая последовательность в наборе получается путем конкатенации по формуле 2:

$$M_{\text{след}} = [M_{\text{пред}}(2:S:2:P-1); M_{\text{пред}}(0:2:S-1)], \quad (2)$$

$X(a:b)$  — операция взятия диапазона массива.

В ходе работ было выявлено, что относительный сдвиг  $S$  должен выбираться не произвольным образом. Поэтому было выведено аналитико-статистическое решение, показывающее статистическую зависимость сходимости уровня боковых лепестков для различных относительных сдвигов  $S$ . Было выявлено, что использование сдвигов до  $\sqrt{P}$  может приводить к существенному отклонению функции сходимости от прямой, а абсолютное значение интегрального уровня боковых лепестков на участках может превышать конечное значение (рис. 2, 3). Для РСА данная характеристика имеет особое значение, т. к. количество суммируемых элементов для одной строки по азимуту не нормировано, что может приводить к недостаточному подавлению УБЛ, как в случае недостатка количества суммируемых элементов (меньше  $P$ ), так и в случае их избытка. Функция сходимости в этом случае показывает, на сколько подавление УБЛ меньше ожидаемого. Точного значения для оптимального относительного сдвига не было найдено, и оно должно быть подобрано индивидуально для каждой длины  $M$ -последовательности, однако первой приближенной оценкой является число, ближайшее к  $\sqrt{P}$ , не являющееся делителем  $P$ .

Было проведено исследование влияния фазовых шумов на качество

радиолокационных изображений, показавшее, что существенный вклад вносит «быстрый» фазовый шум. Рост фазового шума приводит к росту шумового фона радиолокационного изображения. В ходе исследований получены аппроксимирующие формулы зависимости параметров радиолокационного изображения от уровня быстрого фазового шума генератора высокой частоты. Результаты исследования использованы при проектировании радиолокационной системы для обоснованного выбора элементной базы с точки зрения стоимости и эффективности выбранных компонентов.

Фазовый шум СВЧ-генераторов может быть представлен спектральной плотностью мощности  $PN(\Delta\omega)$ , где  $\Delta\omega = \omega_c - \omega$  — отстройка частоты,  $\omega_c$  — несущая частота,  $\omega$  — перестраиваемая частота (центральная частота фильтра измерительного устройства) (рис. 3).

Случайный фазовый сдвиг приводит к ошибкам детектирования и компенсации фазы, что напрямую сказывается на качестве

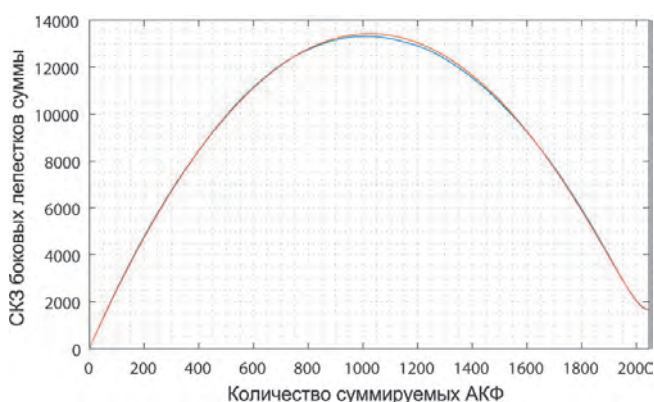


Рис. 2. Зависимость SKO боковых лепестков циклической суммы АКФ от количества суммируемых АКФ для циклического сдвига, равного единице, ее теоретическая оценка. Видно, что пик SKO существенно превышает его конечное значение

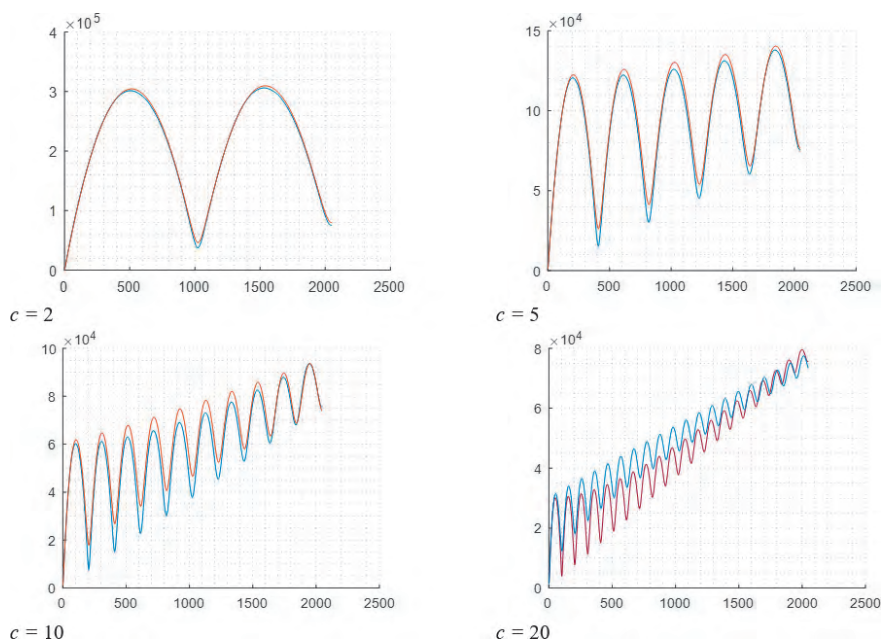


Рис. 3. Зависимость SKO боковых лепестков циклической суммы АКФ от количества суммируемых АКФ для произвольных циклических сдвигов. Наблюдается увеличение количества пиков при уменьшении их амплитуды вплоть до приближения к линейной функции

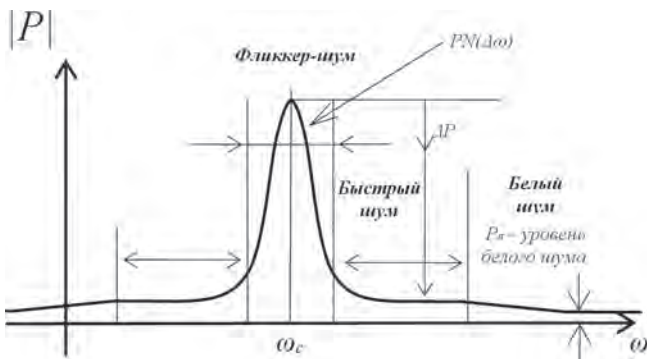


Рис. 4. Зависимость СКО боковых лепестков циклической суммы АКФ от количества суммируемых АКФ для произвольных циклических сдвигов. Наблюдается увеличение количества пиков при уменьшении их амплитуды вплоть до приближения к линейной функции

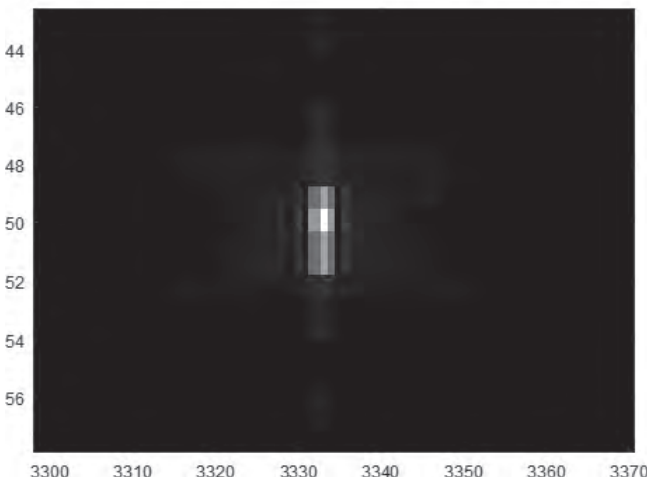
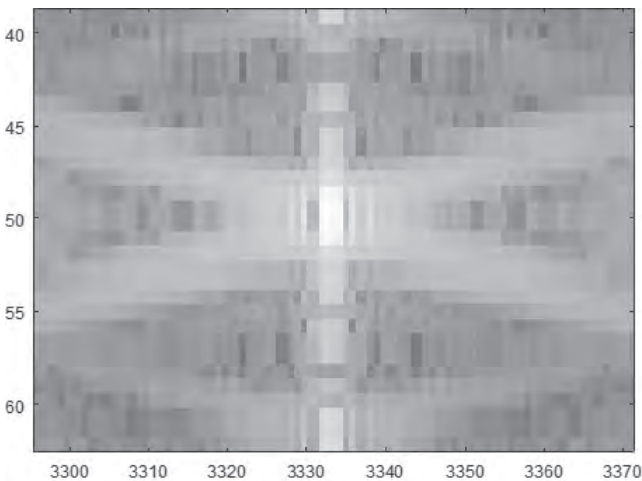


Рис. 5. Радиолокационное изображение точечной цели при высоком фазовом шуме ( $\Delta P = -30$  дБ) (слева) и низком фазовом шуме ( $\Delta P = -90$  дБ) (справа)

когерентного приема РСА. В первом приближении это может быть причиной искажений корреляционной функции принимаемого сигнала и искажений радиолокационного изображения.

В соответствии с результатами экспериментов медленный (фликкер) шум довольно трудно снизить. Тем не менее шум в так называемой плоской области ( $\Delta P$ ) может быть снижен путем

регулировки параметров ФАПЧ, фильтра низких частот в петле ФАПЧ. В данной работе исследовалась зависимость параметров радиолокационного изображения от уровня шума в «плоской» области.

Флуктуации частоты случайны в соответствии с некоторым законом распределения, форма функции плотности вероятности которого повторяет форму функции спектральной плотности мощности фазового шума:

$$p(\Delta\omega) = \frac{PN(\Delta\omega)}{\int_{-\infty}^{\infty} PN(\Delta\omega)d(\Delta\omega)}. \quad (3)$$

В рамках исследования использовалась модель, включающая модель синтезатора частоты с петлей ФАПЧ. Комплексная амплитуда принимаемого сигнала:

$$\hat{S}(n\tau) = \hat{S}_{bb}(n\tau) \cdot e^{j\Delta\omega n\tau}, \quad (4)$$

где  $n$  — номер отсчета сигнала,  $\tau$  — длительность отсчета,  $\hat{S}_{bb}$  — комплексная амплитуда принимаемого сигнала без шумовой добавки.

Радиолокационное изображение точечной цели (рис. 5) с фазовым шумом генератора  $\Delta P = -30$  дБ имеет повышенный уровень шумовых составляющих и боковых лепестков по сравнению с изображением той же одиночной цели, но с уровнем фазового шума гетеродина  $\Delta P = -90$  дБ. Во втором случае уровень боковых лепестков снижен до  $-14$  дБ (предел для сигнала используемого типа).

Данная модель позволила построить зависимость уровня боковых лепестков от уровня фазового шума (рис. 6) и получить выражение для аппроксимации результатов моделирования:

$$PSL = PSL_0 \cdot \exp(-\Delta P \cdot PSL_0), \quad (5)$$

где  $PSL_0$  — предел УБЛ.

Вторым результатом полученной модели является зависимость нормированного разрешения от фазового шума (рис. 7) и выражение, аппроксимирующее результаты моделирования и позволяющее аналитически оценить ожидаемые параметры:

$$\delta r = 1 + \frac{e^{-\Delta P}}{\Delta P}. \quad (6)$$

Следующее предлагаемое решение может быть использовано в радиолокационных системах, использующих сигналы с фазокодовой манипуляцией, в том числе в радарх с синтезированной апертурой (РСА). Достижимым техническим результатом является улучшение разрешающей способности за счет способа формирования и обработки сигналов в многодиапазонных и многополосных радиолокационных системах, включающего формирование исходного широкополосного сигнала и разложение его на  $N$  гармоник, используя преобразование Фурье. После переноса сигналов на высокую частоту проводят излучение на разных несущих частотах, их прием, амплитудную и фазовую коррекцию. Далее восстанавливают исходный широкополосный сигнал и производят его последующую обработку. Процесс схематично показан на рис. 1. Улучшение разрешающей способности происходит в  $K$  раз, где  $K = (N + 1)/2$ .

Данный метод использует разложение Фурье для разделения полосы широкополосного сигнала на компоненты. Разложение Фурье для периодического сигнала  $s_n$  записывается как

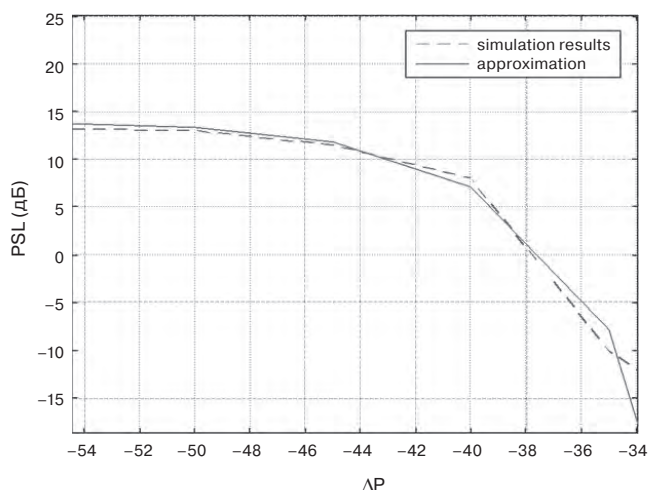


Рис. 6. Радиолокационное изображение точечной цели при высоком фазовом шуме ( $\Delta P = -30$  дБ) (слева) и низком фазовом шуме ( $\Delta P = -90$  дБ) (справа)

$$s_N(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^N A_n \cdot \sin\left(\frac{2\pi n t}{T} + \phi_n\right), \text{ for integer } N \geq 1, \quad (7)$$

где  $n$  — счетчик гармоник,  $A_n$  — амплитуда гармоники,  $\phi_n$  — фаза гармоники

Разложение Фурье для периодического повторяющегося прямоугольного импульса с амплитудой  $A$  и коэффициентом заполнения  $D$ :

$$f(t) = A \left[ D + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sin(k\pi D) \cdot \cos(2k\pi D t) \right]. \quad (8)$$

Значение, обратное  $D$ , является коэффициентом сжатия импульса ( $K$ ). Огибающая узкополосного импульса служит оконной функцией, подавляющей побочные периоды восстановленного широкополосного импульса. Количество гармоник в основной доле сигнала  $N$  (рис. 2)  $N = 2 \cdot K - 1$ .

К недостаткам такого подхода можно отнести:

- избыточное перекрытие полос, так как ширина спектра сигнала каждой поднесущей в два раза больше шага перестройки частоты;
- в связи со спадом амплитуды к краям исходного сигнала будут иметь место некоторые энергетические потери.

Однако данные недостатки могут быть частично компенсированы использованием методов, упоминаемых в работе [2].

Описанный метод был экспериментально проверен на базе установки, структурная схема которой приведена на рис. 9.

Генерируемый модулирующий импульс переносится на несущую частоту  $F_c$  и излучается. Цель располагается на удалении  $D$  в главном лепестке антенны. Отраженный сигнал принимается и проходит квадратурную демодуляцию, квадратурные компоненты записываются цифровым осциллографом для последующей обработки.

Эксперимент проводился для трех дальностей до цели 2, 2,5 и 3 метра. В качестве сигнала использовался импульс полосой 75 МГц, ширина отклика при пересчете в единицы дальности составляла 1 метр. Были получены данные для тринадцати поднесущих частот от 9 до 10 ГГц через 75 МГц. Полученные данные были согласно методу «собранны» в единый широкополосный сигнал. На рис. 10 представлены зависимости величины отклика целей от расстояния, построенные в одном масштабе с зондирующим импульсом.

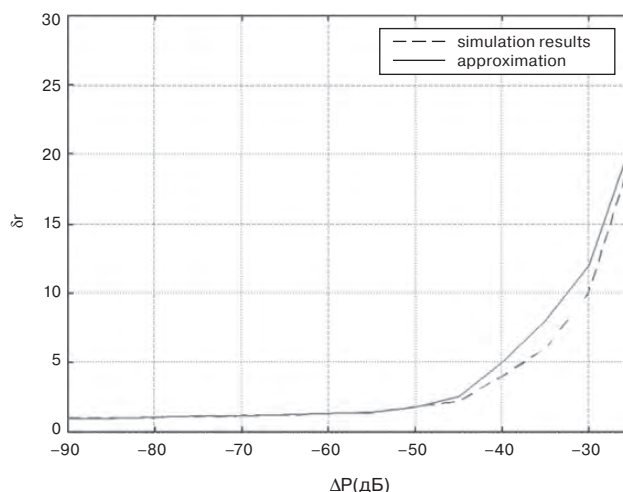


Рис. 7. Радиолокационное изображение точечной цели при высоком фазовом шуме ( $\Delta P = -30$  дБ) (слева) и низком фазовом шуме ( $\Delta P = -90$  дБ) (справа)



Рис. 8. Радиолокационное изображение точечной цели при высоком фазовом шуме ( $\Delta P = -30$  дБ) (слева) и низком фазовом шуме ( $\Delta P = -90$  дБ) (справа)

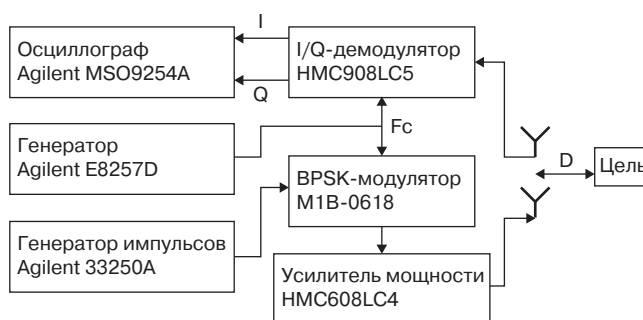


Рис. 9. Структурная схема экспериментальной установки

Из представленных зависимостей видно узкие отклики целей «собранного» сигнала, что позволяет однозначно различить близкие цели, что было бы невозможно при использовании широкого импульса.

Первые испытания комплекса проводились на малых расстояниях на этапе работы, когда усилители мощности не были доступны. Для увеличения отношения сигнал/шум было принято решение использовать длинные псевдошумовые последовательности. Увеличение отношения сигнал/шум после согласованной фильтрации пропорционально длине последовательности, что делает данную технику более эффективной в сравнении с накоплением. Для первых испытаний с низкой мощностью излучаемого сигнала было решено использовать сочетание накопления и согласованной фильтрации длинных псевдошумовых последовательностей.

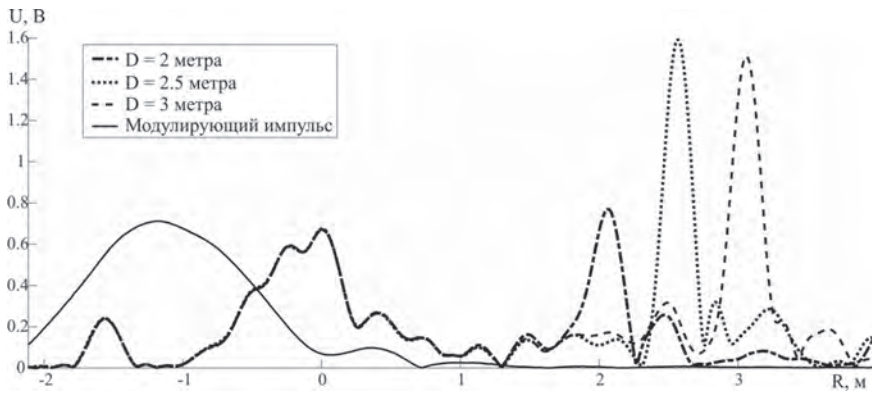


Рис. 10. Отклики от целей для трех экспериментов

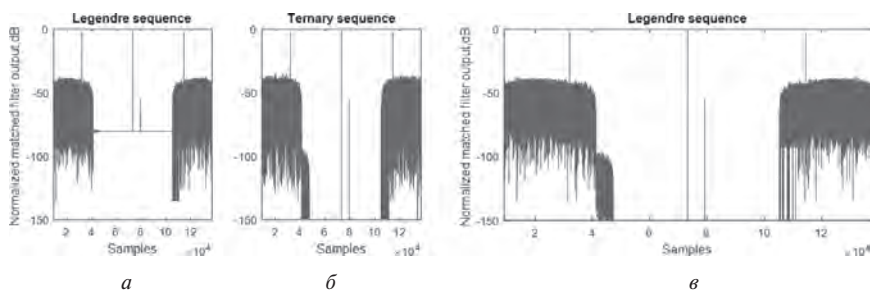


Рис. 11. Результаты моделирования сигналов на выходе согласованных фильтров при использовании модифицированных последовательностей Лежандра (а), троичной последовательности (б), последовательности Лежандра с компенсацией

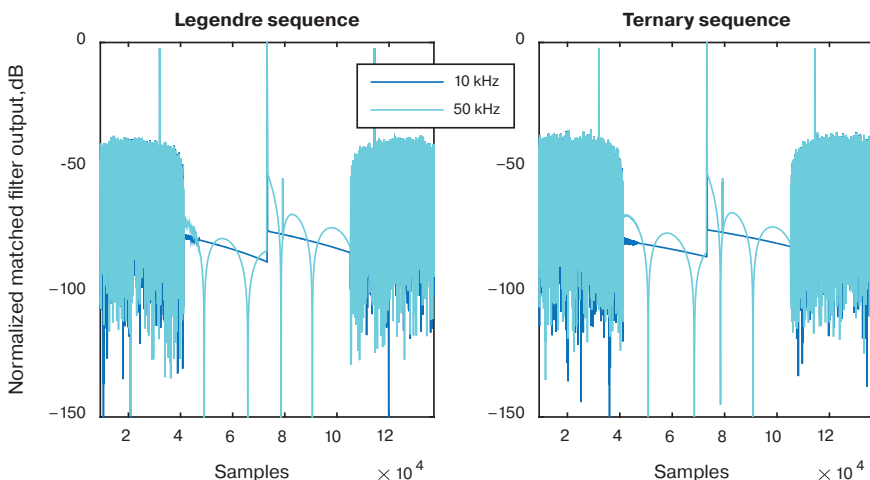


Рис. 12. Сигналы Лежандра и троичной последовательности на выходе согласованного фильтра при ограничении полосы

Наличие электромагнитной связи между передатчиком и приемником ограничивает использование импульсных сигналов. Существенным ограничением является уровень боковых лепестков (УБЛ) автокорреляционной функции (АКФ) последовательности, используемой для формирования импульса. Используемые в радиолокации последовательности формируются с условием минимальности УБЛ периодической АКФ. Для первых испытаний комплекса на малых расстояниях без использования летательных аппаратов было решено использовать «псевдопериодические» последовательности. В данной работе «псевдопериодическими» называются последовательности, для формирования которых в начало добавляются  $N$

последних символов, а в конец —  $N$  первых символов последовательности. Количество добавленных символов  $N$  зависит от максимальной желаемой дальности радара.

Благодаря такому приему после прохождения через согласованный фильтр максимум сигнала, отраженного от любой из целей в интересующем нас секторе пространства, будет находиться в области с минимальными боковыми лепестками сигнала из передатчика. Это позволит детектировать цели, несмотря на слабую развязку между передающим и приемным трактами без аппаратных изменений [3].

На рис. 11 представлены результаты моделирования сигналов на выходе согласованных фильтров при использовании модифицированных последовательностей Лежандра (а) и троичной последовательности (б). Так как последовательность Лежандра является двоичной, сигнал на выходе согласованного фильтра обладает постоянным уровнем, что приводит к необходимости компенсации (рис. 11в). Сигналы на выходе согласованного фильтра при прохождении через него сигнала после ограничения полосы частот вызванного прохождением аналогового канала представлены на рис. 12. Ограничения приводят к появлению постоянной составляющей для троичной последовательности.

На рис. 13 приведены результаты эксперимента с испытательным стендом, использующим модифицированную троичную последовательность. В дополнение к компенсации постоянной составляющей была проведена компенсация вычитанием сигнала. Данный метод позволяет дополнительно уменьшить влияние собственного сигнала, однако его применение требует получения сигналов в отсутствие целей. Цели были установлены на расстоянии 3 м (а) и 5 м (б). Как видно, модификация позволяет детектировать цели, находящиеся на малых расстоя-

ниях, при использовании длинных псевдослучайных последовательностей для модуляции радиолокационных импульсов. Данная техника позволит использовать энергетическую эффективность согласованной фильтрации на ранних этапах разработки при испытаниях и съемках на малых расстояниях.

Исследовались методы синтеза радиолокационных изображений, позволяющие уменьшить требования к вычислительным мощностям, что дает возможность либо снизить стоимость вычислительного оборудования, либо уменьшить время получения изображений. Данные методы основаны на следующих тезисах.

Данные траекторного сигнала зачастую являются избыточными с точки зрения необходимого разрешения

на формируемом изображении. Первый фактор — это необходимость использовать реальные антенны с небольшой апертурой, имеющие при этом широкий раскрыв диаграммы направленности. Подобная конфигурация требует более высокой частоты повторения импульсов (ЧПИ) и теоретически позволяет достичь более высокого разрешения, которое на практике является избыточным. Повышение частоты повторения импульсов соответствует прямо пропорциональному расширению вектора преобразования и замедлению синтеза. Отсечение лишних частей вектора позволяет избежать избыточных вычислений. Оценочно только в случае синтеза при отсутствии миграции возможно получить выигрыш по скорости в 25%, в случае же наличия миграции возможно достичь ускорения в 2–10 раз (рис. 14).

Опорная функция является сигналом с линейно-частотной модуляцией. При изменении параметров опорной функции изменяются лишь три параметра ЛЧМ-сигнала: начальная и конечная частоты и длительность. Согласно свойствам преобразования Фурье-преобразования растяжения и сжатия сигнала во временной области однозначно отображаются в частотную область. Кроме того, ЛЧМ является сигналом с линейной спектрограммой, что означает, что отсечение любого участка в спектре сигнала соответствует отсечению пропорционального участка во временной области. С точки зрения расчета опорной функции это означает, что можно избежать излишних операций преобразования, производя все модификации сразу в области Фурье (рис. 15). Оценочно подобный подход позволяет ускорить время синтеза в 2–8 раз.

В данной работе представлены методы улучшения технических характеристик радара с синтезированной апертурой:

- использование оптимального циклического сдвига излучаемых кодовых последовательностей;
- метод оценки и учета влияния фазовых шумов на радиолокационное изображение;
- улучшение разрешающей способности за счет способа формирования и обработки сигналов в многодиапазонных и многополосных радиолокационных системах;
- использование способа модификации зондирующих сигналов для уменьшения УБЛ АКФ на малых расстояниях;
- исследование метода синтеза радиолокационных изображений, позволяющего уменьшить требования к вычислительным мощностям, что дает возможность либо снизить стоимость вычислительного оборудования, либо уменьшить время получения изображений.

Новизна подобных подходов заключается в улучшении радиотехнических характеристик РСА при минимуме аппаратных затрат. Возможность применения данных подходов на разных стадиях разработки и использования радиолокатора дает возможность совершенствования параметров без увеличения общей стоимости системы в целях улучшения потребительских характеристик.

*Данная работа проводится при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках Соглашения № 14.578.21.0248 о предоставлении субсидии, идентификационный номер соглашения RFMEFI57817X0248.*

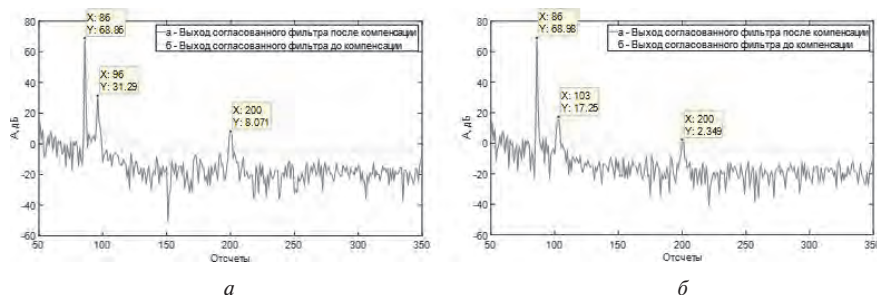


Рис. 13. Отклики от целей на расстоянии 3 м (а) и 5 м (б)

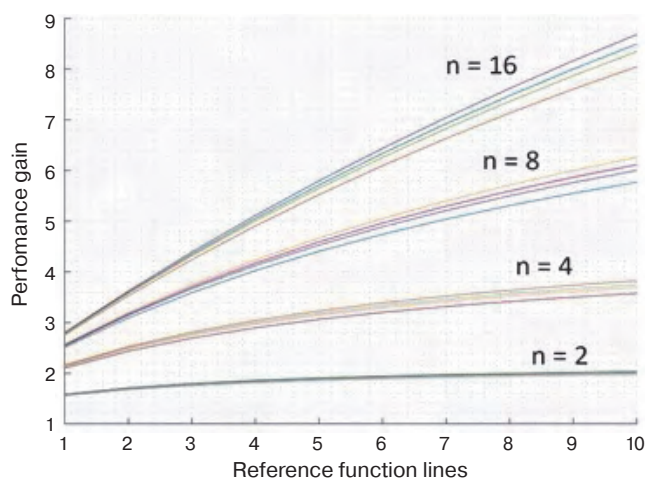


Рис. 14. Предполагаемое ускорение при использовании метода «обрезания» спектра

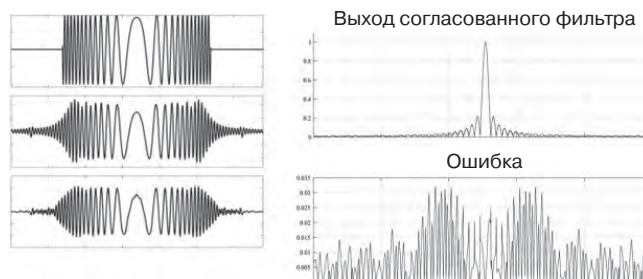


Рис. 15. Пример синтеза ЛЧМ-сигнала в Фурье-области различными способами (слева). Пример функции отклика точечного сигнала и результирующая ошибка (справа)

## ЛИТЕРАТУРА

1. Lyalin K. S., Biryuk A. A., Sheremet A. Y., Tsvetkov V. K. and Prikhodko D. V. *UAV synthetic aperture radar system for control of vegetation and soil moisture* // 2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), Moscow, 2018. P. 1673–1675.
2. Meleshin Y. M., Khasanov M. S., Oreshkin V. I., Tsvetkov V. K. and Chistukhin V. V. *Spectral distortions of a phase-shift keying signal* // 2017 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), St. Petersburg, 2017. P. 1264–1266.
3. Kuzmin I. A., Dovgal T. A., Maksimovskaya A. I., Oreshkin V. I. and Bochkov A. A. *Synthesis of sequences for short range pulse radar* // 2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), Moscow, 2018. P. 1667–1669.