МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОЛОКАТОРА С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ АНТЕННЫ С СОСТАВНЫМ ПСЕВДОШУМОВЫМ ЗОНДИРУЮЩИМ СИГНАЛОМ, СФОРМИРОВАННЫМ НА ОСНОВЕ АНСАМБЛЯ F-КОДОВ

© В. В. Клейменов, В. И. Сахно, Д. И. Сахно

Военно-космическая академия имени А. Ф. Можайского,
197198, г. Санкт-Петербург, ул. Ждановская, д. 13

В статье представлены результаты моделирования одноканального радиолокатора с синтезированной апертурой антенны при использовании составного псевдошумового зондирующего сигнала, сформированного на основе ансамбля F-кодов. Рассмотрена возможность применения зондирующего сигнала предложенного типа в контексте решения задач обнаружения малозаметных целей.

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированной апертурой антенны, псевдошумовой сигнал, F-коды, радиолокационная тень, обнаружение, малозаметные цели

Сведения об авторах: Клейменов Виктор Владимирович, д.т.н., po4tamt@protonmail.com; Сахно Виктор Игоревич, po4tamt@protonmail.com; Сахно Дмитрий Игоревич, po4tamt@protonmail.com

MODELING OF SYNTHETIC APERTURE RADAR WITH COMPOSITE PSEUDO-NOISE WAVEFORM FORMED ON THE BASIS OF F-CODES

V. V. Kleymenov, V. I. Sakhno, D. I. Sakhno

Military Space Academy named after A. F. Mozhaiskiy, 197198, St. Petersburg, Zhdanovskaya street, 13

The article presents the results of modeling a single-channel synthetic aperture radar using a composite pseudo-noise waveform formed on the basis of F-codes. Also, the possibility of applying this signal is considered for detection of low-visible targets.

Keywords: synthetic aperture radar, pseudo-noise waveform, F-codes, target shadow, detection, low-visible targets

Data of authors: Kleymenov Viktor Vladimirovich, Sc.D., po4tamt@protonmail.com; Sakhno Viktor Igorevich, po4tamt@protonmail.com; Sakhno Dmitry Igorevich, po4tamt@protonmail.com

Введение

Выход цифровой системы обработки (ЦСО) траекторного сигнала радиолокатора с синтезированной апертурой антенны (РСА) представляет собой амплитудный портрет целей или фона местности — радиолокационное изображение (РЛИ), в котором интенсивность каждой точки изображения пропорциональна эффективной площади рассеяния (ЭПР) соответствующего элемента разрешения цели.

Основной характеристикой РЛИ цели, определяющей её детальность, является пространственное разрешение (разрешающая способность) по дальности и по азимуту.

Не менее важной характеристикой получаемого РЛИ является также радиометрическое разрешение — минимальная величина различения ЭПР двух целей, определяющая возможность разделения двух

целей по величине их ЭПР [3, 5]. Иначе говоря, точность оценки ЭПР объектов в пределах динамического диапазона РСА определяется радиометрическим разрешением.

Для повышения радиометрического разрешения необходимо повышать отношение сигнал/шум в радиолокационном канале и сглаживать спекл-шум на выходном РЛИ. Для этого в ЦСО используют некогерентное (по интенсивности) сложение некогерентных изображений. При накоплении N_p независимых РЛИ радиометрическое разрешение возрастает пропорционально $\sqrt{N_p}$ [3-5].

Для обеспечения возможности одновременного получения N_p независимых РЛИ обычно реализуют наблюдение одного и того же участка земной поверхности с разных ракурсов, на разных несущих частотах или при разных поляризациях зондирующего сигнала (ЗС). Для подавления спекл-шума в ЦСО используют также некогерентное суммирование в канале азимута, в канале дальности такая возможность, как правило, отсутствует [5].

Существует и другой подход, который заключается в использовании составного псевдослучайного (ПШ) ЗС на основе ортогональных F-кодов [7]. Составной ЗС $s_z(t)$ формируется как сумма N_p фазоманипулированных сигналов (ФМн) — $s_1, s_2 \dots s_{N_p}$ одинаковой длительности T и манипулированных по фазе ортогональными псевдослучайными последовательностями (ПСП) — F-кодами. Каждая ПСП в составе ЗС представляет собой нелинейную последовательность длиной N символов. Структура и принцип формирования составного ПШ ЗС $s_z(t)$ в сравнении с ЗС на основе одиночного ПШ сигнала $s(t)$ представлена на рис. 1.

Рассмотрим возможность применения данного типа ЗС для повышения эффективности обнаружения малозаметных целей (ЭПР которых практически совпадает с ЭПР фона, на котором они наблюдаются) по их радиолокационной тени.

Отражённый сигнал в области радиолокационной тени практически отсутствует и по большей ча-

Рис. 1

Структура составного ПШ ЗС (б) в сравнении с одиночным ПШ ЗС (а)

сти определяется шумами приёмника, интервал корреляции которых равен $1/\Delta f$ (Δf — ширина спектра ЗС), т.е. шумовые реализации различны в каждой строке РЛИ по дальности. За счёт использования кодового разделения каналов в составном сигнале (N_p ортогональных каналов) возможно получение N_p независимых РЛИ для области радиолокационной тени (N_p независимых реализаций в каждом дальномерном канале). После некогерентного накопления полученных РЛИ радиолокационная тень на суммарном РЛИ становится более однородной по интенсивности за счёт улучшения радиометрического разрешения, в результате чего появляется возможность обнаружения этой цели, даже когда отношение сигнал/фон близко к единице. Иначе говоря, при использовании составного ПШ ЗС радиометрическое разрешение РЛИ улучшается за счёт сглаживания шумов приёмника на теневых участках изображения. В свою очередь, на участках РЛИ, соответствующих цели, происходит когерентное накопление сигнала. На рис. 2 схематически показано, как это происходит на примере одной строки по дальности суммарного РЛИ.

Рис. 2

Сглаживание шумов приёмника на теневых участках суммарного РЛИ (в дальномерном канале)

Таким образом, математическая модель регистрируемого РСА сигнала — комплексной радиолокационной голограммы (КРЛГ) в каждой строке по дальности представляет собой n -мерный комплексный случайный вектор $X \in \mathbb{C}^n$ (n — число отсчётов строки КРЛГ по дальности), который определяется тремя составляющими:

- $S \in \mathbb{C}^n$ отражённый зондирующий сигнал (при значении комплексной амплитуды $a = 0$ регистрируются только шумы приёмника и помехи, обусловленные временными изменениями наблюдаемого фона C);
- $N \in \mathbb{C}^n$ шумы приёмника (аддитивный белый гауссовский шум (БГШ) с нулевым математическим ожиданием и диагональной ковариационной матрицей $N \sim N_{(\mathbb{C}^n)}(0, \sigma^2 E_n)$, где E_n — единичная матрица размерности n);

• $C \in \mathbb{C}^n$ помехи, обусловленные собственным движением элементарных отражателей внутри элемента разрешения PCA.

$$\begin{aligned} X &= aS + N + C, \\ X, S, N, C &\in \mathbb{C}^n, a \in \mathbb{C}, \\ N &\sim N_{\mathbb{C}^n}(0, \sigma^2 E_n). \end{aligned} \quad (1)$$

Аналитическая модель PCA

Для оценки эффективности применения составного ФМн ЗС при наблюдении малозаметных целей ввиду отсутствия действующих прототипов систем с ЗС предложенной структуры на сегодняшний день проводилось программное моделирование PCA (формирование КРЛГ и последующий синтез РЛИ) с тремя типами ЗС, рассмотренных выше.

При моделировании сигнала, отражённого от объекта, размеры которого превышают длину волны, можно использовать геометрическую теорию дифракции (ГТД), основанную на обобщении законов геометрической оптики (ГО) [11]. И хотя ГТД строится как асимптотическая теория, применяемая в тех случаях, когда характерный размер объекта много больше длины волны λ , опыт расчётов по ГТД показывает, что она даёт достоверные результаты вплоть до величин порядка λ [2].

В теории рассеяния электромагнитного излучения обычно считается, что отдельные элементы объекта рассеивают энергию падающей электромагнитной волны независимо друг от друга и объект рассматривается как совокупность центров рассеяния, каждый из которых является независимой «блестящей» точкой. В простейшем случае центр рассеяния объекта может представлять собой точечный (элементарный) отражатель [12].

Таким образом, ГТД составляет основу модели точечных (элементарных) отражателей, созданную для упрощения анализа процессов рассеяния элек-

тромагнитного поля сложными объектами и широко используемую при моделировании PCA [11].

В сантиметровом диапазоне длин волн амплитуда отражённой волны от каждой «блестящей» точки объекта в полосе частот зондирующего сигнала PCA может считаться постоянной. Основным механизмом взаимодействия электромагнитных полей в присутствии нескольких точечных отражателей является интерференция. Принимаемый от интерферирующих элементарных отражателей сигнал может рассматриваться как суперпозиция сигналов, отражённых каждым из них. Информация о наблюдаемом объекте при этом заключается в амплитуде и фазе этого сигнала.

В программном эмуляторе PCA при моделировании отражённого сигнала также использовалась модель точечных отражателей [8, 9, 13].

Пространственная структура моделируемого PCA, а именно геометрия бокового обзора, изображена на рис. 3. Режим бокового обзора — основной режим функционирования большинства PCA.

Носитель PCA движется вдоль азимутальной оси x со скоростью V_p , последовательно облучая наблюдаемый участок земной поверхности ЗС с частотой повторения f_r . Частота f_r является частотой дискретизации в канале «медленного» времени $\eta \in [0, T_s]$, где T_s — время синтеза.

Фоноцелевая обстановка (ФЦО) представляет собой однородный фон — квадратную площадку из нескольких элементов разрешения, содержащую M элементарных отражателей. Предполагается, что цель имеет такую же ЭПР, что и фон, поэтому её обнаружение возможно только по радиолокационной тени. Пространственная схема моделируемой ФЦО для двух случаев представлена на рис. 4:

- в первом случае моделируется площадка размерами 3×3 элемента разрешения с тенью в одном центральном элементе разрешения;
- во втором случае моделируется площадка размерами 6×6 элементов разрешения с тенью в четырёх центральных элементах разрешения.

Рис. 3

Геометрия бокового обзора при моделировании PCA

Рис. 4

Моделируемая ФЦО для первого (а) и второго (б) случаев

В каждом элементе разрешения расположено 16 элементарных отражателей. Соответственно общее число точечных отражателей при моделировании равно 144 в первом случае и 576 — во втором.

КРЛГ $s_r(t, \eta) \in \mathbb{C}^{(N_x \times N_y)}$ формируется последовательно по мере передвижения носителя РСА строками по дальности. Строка КРЛГ по дальности представляет собой результат квадратурной демодуляции принимаемого сигнала $s_r(t, \eta_{nx}) \in \mathbb{C}^{N_y}$ в момент времени η_{nx} («медленное» время). Частота дискретизации в строке по дальности — в канале «быстрого» времени $t \in [(2R_{min})/c, 2R_{max}/c + T]$ — определяется тактовой частотой АЦП в приёмном тракте моделируемого РСА. Структура формируемой при моделировании КРЛГ представлена на рис. 5.

Принимаемый сигнал $s_r(t, \eta_{nx})$ в соответствии с используемой моделью точечных отражателей определяется как результат суперпозиции сигналов, отражённых от каждого m -го элементарного отражателя. Шумы приёмника $n_r(t, \eta_{nx})$ (аддитивный БГШ) добавляются в каждой строке по дальности в соответствии с рассмотренной выше математической моделью (2). Общее выражение для формирования строки КРЛГ по дальности записывается в виде:

$$s_r(t, \eta_{nx}) = \sum_{m=1}^M \left[F_m \cdot w_a(\eta_{nx}) \cdot \exp \left(-j4\pi \frac{f_c R_m(t, \eta_{nx})}{c} \right) \cdot s_t \left(t - \frac{2R_m(\eta_{nx})}{c} \right) \right] + n_r(t, \eta_{nx}). \quad (2)$$

Здесь F_m — коэффициент отражения (амплитуда) m -го точечного отражателя, R_m — наклонная дальность от фазового центра реальной антенны РСА до m -го точечного отражателя, изменяющаяся по мере движения носителя РСА («медленное» время η_{nx}):

$$R_m(\eta_{nx}) = \sqrt{(V_p^2 (\eta_{nx} - \eta_c + x_m/V_p)^2 + (y_c + y_m)^2 + (z_c + z_m)^2)}, \quad (3)$$

где $\eta_c = T_s/2$, $y_c = A + S/2$, $z_c = h$, A — ближняя граница полосы обзора РСА, S — полоса обзора РСА, h — высота полёта носителя РСА, (x_m, y_m, z_m) — координаты точечного отражателя, w_a — коэффициент, учитывающий влияние ДН реальной антенны РСА (в азимутальной плоскости):

Рис. 5

Структура КРЛГ, формируемой при моделировании

$$w_a(\eta_{n_x}) = \text{sinc}^2 \left(\frac{d_x}{\lambda} \arctg \left(\frac{V_p(\eta_{n_x}) - \eta_c + x_m N_p}{\sqrt{(y_c^2 + z_c^2)}} \right) \right), \quad (4)$$

где d_x — горизонтальный размер апертуры реальной антенны РСА.

Синтез комплексного РЛИ (КРЛИ) $s_F(t, \eta) \in \mathbb{C}^{N_x \times N_y}$ на основе полученной КРЛГ при использовании линейно-частотно модулированного (ЛЧМ) или одиночного ФМн ЗС осуществлялся стандартным алгоритмом «быстрой» свёртки [3, 5].

При использовании составного ФМн ЗС алгоритм получения суммарного РЛИ подразумевает выполнение алгоритма «быстрой» свёртки независимо для каждой из N_p кодовых последовательностей, на основе которых формировался составной ФМн ЗС. Структурная схема алгоритма получения суммарного РЛИ $s_\Sigma(t, \eta) \in \mathbb{R}^{N_x \times N_y}$ при использовании составного ФМн ЗС представлена на рис. 6.

Основное отличие от стандартного алгоритма синтеза — многоканальная обработка сигнала в дальном-мерном канале (N_p каналов в блоке сжатия по дальности) и дальнейшее формирование суммарного РЛИ. Суммарное РЛИ $s_\Sigma(t, \eta) \in \mathbb{R}^{N_x \times N_y}$ формируется путём сложения модулей КРЛИ $s_{Fnp}(t, \eta) \in \mathbb{C}^{N_x \times N_y}$, $n_p = 1, N_p$, полученных на разных кодах:

$$s_\Sigma(t, \eta) = \sum_{n_p=1}^{N_p} |s_{Fnp}(t, \eta)|. \quad (5)$$

Следует отметить, что предложенный алгоритм может быть значительно «ускорен», поскольку обладает большим потенциалом для распараллеливания как на уровне параллелизма данных (обработка строк КРЛГ независимо друг от друга, параллельный синтез суммируемых РЛИ), так и на уровне параллелизма отдельных процедур и алгоритмов, используемых на различных этапах синтеза РЛИ (поэлементное умножение векторов, БПФ) [6].

Рис. 6

Алгоритм получения суммарного РЛИ при использовании составного ФМн ЗС

Результаты моделирования

При моделировании РСА с параметрами, указанными в таблице, были получены КРЛГ и синтезированы РЛИ для различных типов ЗС и двух случаев ФЦО, описанных выше.

На рис. 7 представлены РЛИ для первого случая моделируемой ФЦО (рис. 4а) при использовании ЛЧМ ЗС (рис. 7а), одиночного ФМн ЗС (рис. 7б) и составного ФМн ЗС (рис. 7в) и соответствующие отношения сигнал/шум.

В этом случае при использовании ЛЧМ ЗС радиолокационная тень цели не наблюдается. При использовании одиночного ФМн ЗС тень уже визуально различима, что обусловлено меньшим УБЛ ФН применяемого ЗС. Для составного ФМн ЗС после некогерентного накопления 8 полученных РЛИ радиолокационная тень на суммарном РЛИ приобретает более равномерную интенсивность за счёт улучшения радиометрического разрешения. Визуально это трудно заметить, но рассчитанное отношение сиг-

нал/шум для суммарного РЛИ превышает отношение сигнал/шум при использовании одиночного ФМн ЗС на 2,2 дБ и на 1,3 дБ — при использовании ЛЧМ ЗС (что позволяет говорить об улучшении радиометрического разрешения).

На рис. 8 представлены графики роста отношения сигнал/шум и улучшения радиометрического разрешения в зависимости от числа суммируемых РЛИ (б) для первого случая моделируемой ФЦО (рис. 4а), а также увеличенный фрагмент строки по дальности суммарного РЛИ. Пунктирной линией на рис. 8в выделена область радиолокационной тени (4 отсчёта в строке по дальности, т.к. тень в данном случае занимает один элемент разрешения).

Таким образом, на рис. 8в можно видеть, что при использовании составного ЗС происходит когерентное накопление сигнала на участках суммарного РЛИ, соответствующих фону/цели, и осреднение шумов приёмника на теневом участке РЛИ в полном соответствии с подходом, схематически изображённом на рис. 2.

Таблица

Основные характеристики ЗС и параметры РСА, используемые при моделировании

Тип ЗС	ПШС/ЛЧМ
Тип ПСП	F-код
Период ПСП (база ЗС) N (В)	4096
Тактовая частота ПСП f_t	64 МГц
Количество ортогональных ПСП в наборе N_p	8
Частота дискретизации АЦП/ЦАП f_s	256 МГц
Несущая частота (длина волны) f_c (λ)	4 ГГц (7,5 см)
Частота повторения ЗС f_r	256 Гц
Эффективная длительность ЗС T	64 мкс
Эффективная ширина спектра ЗС Δf	64 МГц
Интервал синтезирования T_s	2 с
Скорость движения носителя V_p	150 м/с
Разрешение по дальности (теоретическое) δr	2,3 м
Разрешение по азимуту δx	2,3 м
Горизонтальный размер апертуры антенны d_x	4,6 м
Высота полёта носителя h	10 км
Ближняя граница полосы обзора A	10 км
Ширина полосы обзора S	10 км

Рис. 7

РЛИ для первого случая ФЦО при использовании ЛЧМ ЗС (а), одиночного ФМн ЗС (б) и составного ФМн ЗС (в)

Рис. 8

График роста отношения сигнал/шум (а), график улучшения радиометрического разрешения в зависимости от числа суммируемых РЛИ (б), увеличенный фрагмент строки по дальности суммарного РЛИ (в) для первого случая моделируемой ФЦО

На рис. 9 представлены РЛИ для второго случая ФЦО (рис. 4б) при использовании ЛЧМ ЗС (рис. 9а), одиночного ФМн ЗС (рис. 9б) и составного ФМн ЗС (рис. 9в) и соответствующие им отношения сигнал/шум.

В этом случае при использовании ЛЧМ ЗС радиолокационная тень становится различимой на РЛИ. При использовании одиночного ФМн ЗС тень наблюдается ещё более отчетливо, что обусловлено меньшим УБЛ ФН применяемого ЗС. При использовании составного ФМн ЗС после некогерентного накопления 8 полученных РЛИ радиолокационная тень на суммарном РЛИ приобретает более равномерную интенсивность за счёт улучшения радиометрического разрешения, что заметно даже визуально на рис. 9. Рассчитанное отношение сигнал/шум для суммарного РЛИ превышает отношение

сигнал/шум при использовании одиночного ФМн ЗС на 2,4 дБ и на 2 дБ при использовании ЛЧМ ЗС.

На рис. 10 представлены графики роста отношения сигнал/шум и улучшения радиометрического разрешения в зависимости от числа суммируемых РЛИ (б) для второго случая моделируемой ФЦО, а также увеличенный фрагмент строки по дальности суммарного РЛИ, где пунктирной линией выделена область радиолокационной тени (8 отсчётов в строке по дальности, т.к. тень занимает два элемента разрешения).

Таким образом, аналогично предыдущему случаю ФЦО на рис. 10 можно наблюдать, что при использовании составного ЗС происходит накопление сигнала на участках суммарного РЛИ, соответствующих фону/цели, и осреднение шумов приёмника на теневом участке РЛИ.

Рис. 9

РЛИ для второго случая ФЦО при использовании ЛЧМ ЗС (а), одиночного ФМн ЗС (б) и составного ФМн ЗС (в)

Рис. 10

График роста отношения сигнал/шум (а), график улучшения радиометрического разрешения в зависимости от числа суммируемых РЛИ (б), увеличенный фрагмент строки по дальности суммарного РЛИ (в) для второго случая моделируемой ФЦО

Выводы

Исходя из вышеизложенного можно сделать следующие выводы.

1. Составной ФМн ЗС предложенной структуры позволяет сформировать N_p независимых РЛИ наблюдаемого участка земной поверхности.
2. Использование составного ФМн ЗС, сформированного на основе F-кодов, позволяет осуществлять некогерентное накопление сигнала в дальномерном канале и дополнительно улучшать радиометрическую чувствительность РСА.
3. Некогерентное накопление N_p независимых РЛИ наблюдаемого участка земной поверхности позволяет повысить эффективность обнаружения малозаметных целей при решении задачи обнаружения этих целей по их радиолокационной тени.
4. Степень улучшения радиометрической чувствительности зависит от количества ПШС в составном ФМн ЗС и от базы каждого ПШС.

5. В результате анализа ФН и проведённого моделирования РСА показано преимущество составного ФМн ЗС по сравнению с ЛЧМ ЗС и одиночным ФМн ЗС с той же базой.
6. Моделирование показало возможность эффективного сглаживания шумов в канале дальности при формировании суммарного РЛИ, что позволяет говорить о целесообразности использования составного ФМн ЗС в перспективных РСА космического и авиационного базирования.

Литература

1. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы / пер. с англ. под ред. В. С. Кельзона. — М.: Советское радио, 1971. — 568 с.
2. Боровиков В. А., Кинбер Б. Е. Геометрическая теория дифракции. — М.: Связь, 1978. — 350 с.

3. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / В. С. Верба, Л. Б. Неронский, И. Г. Осипов и др.; Под ред. д.т.н. проф. В. С. Верба. — М.: Радиотехника, 2006. — 675 с.
4. Коростелев А. А. Теоретические основы радиолокации: учебное пособие для вузов / А. А. Коростелев, Н. Ф. Ключев, Ю. А. Мельник и др.; Под ред. В. Е. Дулевича. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Советское радио, 1978. — 608 с.
5. Кондратенков Г. С., Фролов А. Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли: учебник для вузов/ Под ред. д.т.н. проф. Г. С. Кондратенкова. — М.: Радиотехника, 2005. — 366 с.
6. Сахно В. И., Сахно Д. И. Повышение производительности специализированных вычислительных комплексов синтеза радиолокационных изображений космических радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны // Актуальные проблемы подготовки специалистов в области сбора и обработки информации техническими средствами: сб. тр. II всерос. военно-науч. конф. ВКА им. А.Ф. Можайского, Санкт-Петербург, 27-28 окт. 2016 г. — СПб.: Изд-во ВКА им. А.Ф. Можайского, 2017. — С. 277-283.
7. Способ формирования наборов ортогональных псевдослучайных последовательностей с использованием свойств фрактальных отображений: пат. 2359405 Российская Федерация, МПК H04B1/00 / Сахно И. В., Симонов А. Б., Ткачев Е. А. — № 2006143688/09; заявл. 05.12.2006; опубл. 20.06.2009.
8. Joachim H. G. Ender Introduction to Radar Part I. Scriptum of a lecture at the Ruhr-Universität Bochum, 2013.
9. Richards M. Fundamentals of Radar Signal Processing // McGraw Hill. — New York, 2005.
10. Keller J. B. Geometrical Theory of Diffraction, 1962, Optical Society of America.
11. Chad P. Knight. Convex Model-Based Synthetic Aperture Radar Processing. Utah State University, 2014.
12. Skolnik M. Radar Handbook // McGraw Hill — New York, 2008.
13. Keith D. Ward, Simon Watts, Robert J. A. Tough. Sea Clutter: Scattering, the K Distribution and Radar Performance. The Institution of Engineering and Technology, 2006.
2. Borovikov V. A., Kinber B. E. *Geometricheskaya teoriya difraktsii* [Geometric Theory of Diffraction]. Moscow, Svyaz Publ., 1978, 350 p.
3. Verba V. S., Neronskiy L. B., Osipov I. G. et al. *Radiolokatsionnye sistemy zemleobzora kosmicheskogo naznacheniya* [Space radar systems for Earth sensing applications]. Edited by Sc.D. Prof. V.S. Verba. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2006, 675 p.
4. Korostelev A. A., Klyuev N. F., Melnik Yu. A. et al. *Teoreticheskie osnovy radiolokatsii: uchebnoe posobie dlya vuzov* [Theoretical basis of radiolocation: High school textbook]. Edited by V. E. Dulevich. 2nd Ed. Revised. Moscow, Sovetskoye radio Publ., 1978, 608 p.
5. Kondratenkov G. S., Frolov A. Yu. *Radiovidenie. Radiolokatsionnye sistemy distantsionnogo zondirovaniya Zemli: uchebnik dlya vuzov* [Radar imaging. Radar systems for remote Earth sensing: High school textbook]. Edited by Sc.D. Prof. G. S. Kondratenkov. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2005, 366 p.
6. Sakhno V. I., Sakhno D. I. Performance improvement of special computational complexes for the synthesis of images of space synthetic aperture radars. *Aktualniye problemy podgotovki specialistov v oblasti sbora i podgotovki informatsii tekhnicheskimi sredstvami* [Proceedings of II All-Russian military scientific conference of the Military Space Academy named after A. F. Mozhaiskiy]. St. Petersburg, 27-28 Oct. 2016. St. Petersburg, Publ. of the Military Space Academy named after A. F. Mozhaiskiy, 2017, pp. 277-283.
7. Method for generating sets of orthogonal pseudo-random sequences using the properties of fractal mapping: pat. 2359405 Russian Federation, МПК H04B1/00/Sakhno I. V., Simonov A. B., Tkachev E. A. — № 2006143688/09; 05.12.2006; 20.06.2009.
8. Joachim H. G. Ender Introduction to Radar Part I. Scriptum of a lecture at the Ruhr-Universität Bochum, 2013.
9. Richards M. Fundamentals of Radar Signal Processing // McGraw Hill. — New York, 2005.
10. Keller J. B. Geometrical Theory of Diffraction, 1962, Optical Society of America.
11. Chad P. Knight. Convex Model-Based Synthetic Aperture Radar Processing. Utah State University, 2014.
12. Skolnik M. Radar Handbook // McGraw Hill — New York, 2008.
13. Keith D. Ward, Simon Watts, Robert J. A. Tough. Sea Clutter: Scattering, the K Distribution and Radar Performance. The Institution of Engineering and Technology, 2006.

References

1. Kuk Ch., Bernfeld M. *Radiolokatsionnye signaly* [Radio signals]. Moscow, Sovetskoye radio Publ., 1971, 567 p.