ФУНКЦИЯ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ КВАЗИНЕПРЕРЫВНОГО ШУМОПОДОБНОГО ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА РАДИОЛОКАТОРА С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ АНТЕННЫ

© Д. И. Сахно

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

В статье предложена структура квазинепрерывного шумоподобного зондирующего сигнала, предназначенного для точной оценки параметров быстро движущихся целей в одноканальном радиолокаторе с синтезированной апертурой антенны. Выведена и проанализирована функция неопределённости для предложенного сигнала.

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированной апертурой антенны, квазинепрерывный шумоподобный сигнал, обнаружение движущихся целей, функция неопределённости

Сведения об авторе: Сахно Дмитрий Игоревич, po4tamt@protonmail.com

THE AMBIGUITY FUNCTION OF SYNTHETIC APERTURE RADAR QUASICONTINUOUS PSEUDO-NOISE WAVEFORM

D. I. Sakhno

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

This paper presents a structure of quasicontinuous pseudo-noise waveform for accurate estimation of fast moving targets parameters in single-channel synthetic aperture radar. The ambiguity function for proposed waveform is derived and analyzed.

Keywords: synthetic aperture radar, quasicontinuous pseudo-noise waveform, moving target detection, ambiguity function

Data of author: Sakhno Dmitry Igorevich, po4tamt@protonmail.com

Введение

Радиолокаторы с синтезированной апертурой (РСА) космического базирования (КБ) в настоящее время показали свою эффективность и играют большую роль в решении задач глобального мониторинга земной поверхности, морской обстановки и воздушного пространства.

Однако при необходимости решения задач селекции движущихся целей (СДЦ) возможности современных РСА КБ весьма ограничены. Относительно низкая частота повторения импульсов (ЧПИ) подобных систем (1-3 кГц) обеспечивает

необходимый диапазон однозначного измерения дальности, но диапазон однозначно измеряемых скоростей очень мал (не более 100 км/ч).

Более эффективно задачи СДЦ решаются импульсно-доплеровскими радиолокационными системами (ИД РЛС), как правило, авиационного базирования. Высокие частоты повторения импульсов значительно расширяют диапазон измеряемых скоростей при одновременном сужении диапазона однозначно измеряемых дальностей.

Очевидно противоречие, справедливое для всех импульсных РЛС, заключающееся в невозможности одновременного обеспечения широких интервалов однозначного измерения дальности $R_{\max}$ и радиальной скорости $V_{tr\max}$ целей, величина которых зависит от частотного диапазона λ и значения ЧПИ f_r радиолокатора [3, 4].

В РСА применяется «многотактный» обзор по дальности, при котором в целях повышения числа отражённых от объекта импульсов максимальная ЧПИ выбирается не из условия однозначного наблюдения в пределах максимальной дальности действия импульсной РЛС $R_{\max}$, а из условия однозначного отображения просматриваемого диапазона наклонных дальностей ($R_{\max} - R_{\min}$), ограниченной полосой обзора S , за счёт использования остронаправленных антенн в вертикальной плоскости с шириной диаграммы направленности (ДН) θ_y . Геометрия обзора типового РСА КБ в режиме бокового обзора представлена на рис. 1. При этом допустимая (максимальная) ЧПИ выражается формулой [6]:

$$f_{r\max} = \frac{c}{2(R_{\max} - R_{\min})}, \quad (1)$$

превышение которой приведёт к возникновению повторов изображений целей на радиолокационном изображении (РЛИ).

Рис. 1

Геометрия обзора РСА в вертикальной плоскости

В системах СДЦ, напротив, нельзя брать значение ЧПИ менее $f_{r\min}$, чтобы обеспечить необходимый интервал однозначного измерения скоростей целей $\pm V_{tr\max}$ (или максимальный доплеровский сдвиг $f_{d\max}$):

$$f_{r\min} = 2f_{d\max} = \frac{4V_{tr\max}}{\lambda}, \quad f_d = \frac{2V_{tr}}{\lambda}. \quad (2)$$

Например, если радиальная скорость цели $V_{tr} = 400$ км/ч (111,1 м/с), то при $\lambda_1 = 10$ см (S-диапазон) получим $f_{d1} = 2,22$ кГц, а при $\lambda_2 = 3$ см (X-диапазон) — $f_{d2} = 7,4$ кГц. Для решения задачи обнаружения и однозначного измерения радиальной скорости цели по радиальной скорости ЧПИ f_r РЛС должна удовлетворять условию [6]:

$$f_r \geq 2f_{d\max}. \quad (3)$$

В первом случае (S-диапазон) требуемая минимальная ЧПИ $f_{r1} = 4,44$ кГц, во втором (X-диапазон) — $f_{r2} = 14,8$ кГц (что значительно превышает типовые значения ЧПИ в РСА). На практике такие значения ЧПИ используются в ИД РЛС, но никак не в РСА, где ЧПИ составляют единицы кГц [4].

Использование таких ЧПИ в космических РСА (на околокруговых орбитах 500-700 км) невозможно вследствие неизбежного сужения полосы обзора S по дальности (1) и возникновения неоднозначности при формировании изображений целей. По этой причине в современных РСА режим СДЦ для целей со скоростями более 100 км/ч до сих пор не реализован.

Реализация эффективного режима СДЦ в широком диапазоне скоростей с сохранением возможности формирования РЛИ в широкой полосе обзора S в настоящее время является актуальной задачей при разработке перспективных РСА КБ.

Таким образом, перспективный РСА КБ должен быть двухрежимным, одновременно обеспечивая возможность формирования РЛИ в широкой полосе и высокую разрешающую способность в обзорном режиме, а также возможность решения задач СДЦ в фоновом режиме в широком диапазоне однозначно определяемых скоростей наземных и отдельных типов воздушных целей.

Для решения поставленной задачи необходимо разработать новый тип зондирующего сигнала (ЗС) для РСА и алгоритмы его оптимальной обработки.

Выбор зондирующего сигнала

Разрабатываемая структура радиолокационного ЗС должна обеспечивать широкий диапазон однозначного измерения дальности и радиальных скоростей одновременно. Речь идёт именно о структуре такого квазинепрерывного ЗС, т.е. некоторой совокупности сигналов, обеспечивающих решение указанных задач (получение РЛИ в широкой полосе обзора по дальности и широкодиапазонный режим СДЦ). В соответствии с принципом неопределённости радиолокации решение этих задач при заданных ограничениях по мощности бортового передатчика

в рамках классических принципов построения РСА невозможно [4, 8]. Очевидно, что понадобится анализ функции неопределённости (ФН) предлагаемого в работе квазинепрерывного ЗС и впоследствии анализ двух функций рассеяния точки (ФРТ) для различных режимов работы РСА.

Для режима СДЦ в когерентных РСА, как правило, применяются доплеровские методы, которые основаны на различии доплеровских смещений частоты сигналов цели и фона. Для определения доплеровского смещения f_d частота принимаемого сигнала сравнивается с частотой излучаемого. Наиболее просто это делать в РЛС непрерывного излучения, в которых излучаемый сигнал формируется и во время приёма отражённых сигналов [6].

Основным недостатком использования непрерывных ЗС в РСА является необходимость использования двух антенн (ПРД и ПРМ) с высокой степенью развязки от проникновения излучаемого сигнала в приёмный тракт. При недостаточной изоляции фазовые шумы значительно снижают чувствительность приёмника, поэтому РСА с непрерывным ЛЧМ сигналом, как правило, имеют небольшую дальность действия [2, 5] и мощность передатчика (малогабаритные авиационные РСА малой дальности).

Значительно уменьшить влияние проникающих фазовых шумов и увеличить дальность действия РСА можно при использовании псевдод шумового ЗС, представляющего собой квазинепрерывную последовательность фазоманипулированных (ФМн) сигналов, составленных из ортогональных кодов. Просачивающийся сигнал при этом всё равно будет присутствовать на входе приёмника, но может быть дополнительно отфильтрован перед синтезом РЛИ.

Использование ЛЧМ сигналов в предлагаемой структуре ЗС ограничено ввиду невозможности обеспечения эффективной развязки ПРД и ПРМ (если все ЛЧМ сигналы используют одну несущую). В условиях одновременного излучения или приёма нескольких ЗС на общей несущей их эффективное обнаружение при последующей обработке может быть осуществлено только при использовании кодового разделения каналов, что достигается за счёт использования ФМн сигналов, манипулированных ортогональными кодовыми псевдослучайными последовательностями (ПСП) (коды Голда, F-коды [7]).

Таким образом, для решения указанных выше противоречий предлагается использование квазинепрерывного псевдод шумового ЗС. Это позволит устранить ограничения, с которыми сталкиваются классические РСА, в особенности влияние боковых лепестков (БЛ) ДН реальной антенны РСА на качество РЛИ [10, 11]. Вследствие этого влияния на РЛИ появляются неоднозначности (ложные отметки целей), принцип их возникновения в продольном и поперечном направлении представлен на рис. 2.

Рис. 2

Влияние БЛ ДН реальной антенны (неоднозначность по угловым координатам)

Поскольку формируемая в пространстве синтезированная апертура при использовании квазинепрерывного ЗС будет «заполняться непрерывно», её ДН не будет иметь БЛ вдоль азимутальной координаты, т.к. расстояние между элементами синтезированной апертуры при использовании сигнала предлагаемой структуры будет менее чем $\lambda/2$ [5, 6, 8]. Это является достаточным условием, при котором вторичные интерференционные максимумы не возникают [8]. Одновременно это означает, что может быть уменьшен продольный размер реальной антенны РСА, что в свою очередь приведёт к расширению её ДН θ_x в горизонтальной плоскости и увеличению времени когерентного накопления отражённого от цели сигнала.

Отсутствие БЛ ДН синтезированной апертуры при использовании квазинепрерывного ФМн ЗС позволяет снять ограничение, накладываемое на максимальную ЧПИ f_r в РСА (2), вследствие чего появляется возможность обеспечения необходимого интервала однозначности и по доплеровским частотам (3) (т.е. по азимутальной координате).

Для уменьшения влияния БЛ ДН реальной антенны в поперечном направлении можно использовать расширенный набор ортогональных кодов.

На рис. 3 сверху представлена предлагаемая структура квазинепрерывного псевдод шумового ЗС. В нижней части рисунка для сравнения приведена структура ЗС для импульсного РСА (классический вариант). В предлагаемом подходе ЗС представляет собой пакет длительностью T_f , состоящий из N_t ортогональных псевдод шумовых сигналов, следующих последовательно друг за другом с периодом, равным длительности кодовой последовательности $T_r = T_p$.

Рис. 3

Структура квазинепрерывного ЗС в сравнении с классическим ЗС

Длительность одного символа τ_s ПСП в составе квазинепрерывного ЗС будет определять разрешение по наклонной дальности δ_R РСА. Спектр ЗС в этом случае расширяется за счёт использования метода прямой последовательности, т.е. ПСП используется для фазовой манипуляции несущей. При этом ЧПИ (частота повторения ПСП) в квазинепрерывном ЗС определяется как:

$$f_r = \frac{1}{T_p} = \frac{1}{\tau_s N_c} = \frac{f_s}{N_s} = \frac{c}{2\delta_R N_c}. \quad (4)$$

Здесь τ_s — длительность одного символа ПСП, f_s — частота дискретизации, равная ширине спектра ЗС $f_s = \Delta f$ и определяемая разрешением по наклонной дальности, N_c — период ПСП (количество символов ПСП).

Функция неопределённости квазинепрерывного шумоподобного зондирующего сигнала

Основой для систематических исследований и поиска наилучших сигналов в тех или иных случаях применения РЛС является функция неопределённости (ФН). В контексте радиолокационных сигналов ФН — это двумерная (частотно-временная) функция, представляющая собой зависимость абсолютной величины отклика согласованного фильтра

(СФ) на сигнал, сдвинутый по времени на τ и по частоте на f_d относительно сигнала $s(t)$, согласованного с этим фильтром [9]:

$$|\chi(\tau, f_d)| = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) s^*(t+\tau) e^{j2\pi f_d t} dt \right|. \quad (5)$$

ЗС РСА $v(t)$ в общем случае представляет собой последовательность N_p когерентных ФМн сигналов $s(t)$ длительности T_p с периодом повторения T_r и записывается в виде:

$$v(t) = \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{i=0}^{N_p-1} s(t - iT_r). \quad (6)$$

Здесь $s(t)$ — комплексная огибающая ФМн сигнала, которая представляет собой комплекснозначную аналитическую функцию времени ($s: \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{C}$) и определяется формулой:

$$s(t) = \text{rect} \left(\frac{t}{T_p} \right) \frac{1}{\sqrt{T_p}} \sum_{k=0}^{N_c-1} c_k \text{rect} \left(\frac{t - k\tau_s}{\tau_s} \right), \quad (7)$$

где $\text{rect}(\cdot)$ — прямоугольная функция (единичный импульс), описывающая огибающую ФМн сигнала длительностью $T_p = N_c \tau_s$ и огибающую одного символа ПСП длительностью τ_s соответственно; c_k — символы кода, $c_k \in C = \{-1, 1\}$, $c_k = e^{j\varphi_k}$, φ_k — соответствующие значения фазы бинарного ФМн сигнала, $\varphi_k \in \Phi = \{0, \pi\}$.

В случае равенства $T_r = T_p$ выражения (6) и (7) дают квазинепрерывный сигнал, состоящий из N_p следующих непосредственно друг за другом ФМн сигналов, модулированных одним кодом.

Подставив (6) в (5) и поменяв местами суммирование и интегрирование, т.к. интеграл суммы равен сумме интегралов слагаемых, можно получить выражение для ФН сигнала $v(t)$:

$$|\chi_v(\tau, f_d)| = \left| \frac{1}{N_p} \sum_{m=0}^{N_p-1} \sum_{n=0}^{N_p-1} \int_{-\infty}^{+\infty} s(t-mT_r) \times \right. \quad (8)$$

$$\left. \times s^*(t-nT_r+\tau) e^{j2\pi f_d \tau} dt \right|.$$

Далее, сделав в (8) замену переменных $z = t-mT_r$, можно получить:

$$|\chi_v(\tau, f_d)| = \left| \frac{1}{N_p} \sum_{m=0}^{N_p-1} e^{j2\pi f_d m T_r} \times \right. \quad (9)$$

$$\left. \times \sum_{n=0}^{N_p-1} \int_{-\infty}^{+\infty} s(z) s^*(z+(m-n)T_r+\tau) e^{j2\pi f_d z} dz \right|.$$

Интеграл во второй сумме в (9) есть не что иное, как отклик СФ для одиночного ЗС $\chi_s(\tau+T_r(m-n), f_d)$. Тогда (9) можно переписать в виде:

$$|\chi_v(\tau, f_d)| = \left| \frac{1}{N_p} \sum_{m=0}^{N_p-1} e^{j2\pi f_d m T_r} \sum_{n=0}^{N_p-1} \chi_s(\tau+T_r(m-n), f_d) \right|. \quad (10)$$

Очевидно, что ФН $|\chi_v(\tau, f_d)|$ (10) вычисляется как модуль суммы из N_p^2 комплексных слагаемых, которые удобно расположить в матрице $A \in C^{N_p \times N_p}$:

$$A = \begin{pmatrix} a_{00} & \dots & a_{0(N_p-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{(N_p-1)0} & \dots & a_{(N_p-1)(N_p-1)} \end{pmatrix}. \quad (11)$$

Сумма всех элементов матрицы A может быть представлена как совокупность частичных сумм элементов на главной диагонали, элементов над главной диагональю и под ней:

$$\sum_{m=0}^{N_p-1} \sum_{n=0}^{N_p-1} a_{mn} = \sum_{k=0}^{N_p-1} a_{kk} + \sum_{p=1}^{N_p-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} a_{k(k+p)} + \sum_{p=1}^{N_p-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} a_{(k+p)k}. \quad (12)$$

Используя этот факт, после некоторых математических преобразований выражение (10) переписывается в виде:

$$|\chi_v(\tau, f_d)| = \left| \frac{1}{N_p} \sum_{p=0}^{N_p-1} \chi_s(\tau-pT_r, f_d) \sum_{k=0}^{N_p-1-p} e^{j2\pi f_d k T_r} + \right. \quad (13)$$

$$\left. + \frac{1}{N_p} \sum_{p=1}^{N_p-1} \chi_s(\tau+pT_r, f_d) e^{j2\pi f_d p T_r} \sum_{k=0}^{N_p-1-p} e^{j2\pi f_d k T_r} \right|.$$

Здесь в первой сумме начальное значение индекса $p = 0$ берётся для того, чтобы включить в неё элементы главной диагонали матрицы A (11).

Формулу (13) можно упростить, вычислив сумму $\sum_{k=0}^{N_p-1-p} e^{j2\pi f_d k T_r}$, которая является рядом геометрической прогрессии $\sum_{n=0}^{N_p-1} e^{jnx}$, сумма которого равна $\sum_{k=0}^{N_p-1} a^k = \frac{a(1-a^{N_p})}{(1-a)}$. Затем, используя формулу Эйлера для синуса $\sin(x) = \frac{e^{jx} - e^{-jx}}{2j}$, полученную сумму можно преобразовать к виду:

$$\sum_{n=0}^{N_p-1} e^{jnx} = \frac{1-e^{jN_p x}}{1-e^{jx}} = \frac{e^{\frac{jN_p x}{2}} \left(e^{-\frac{jN_p x}{2}} - e^{\frac{jN_p x}{2}} \right)}{e^{\frac{jx}{2}} \left(e^{-\frac{jx}{2}} - e^{\frac{jx}{2}} \right)} = \quad (14)$$

$$= e^{\frac{j(N_p-1)x}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{N_p x}{2}}{\sin \frac{x}{2}}.$$

Соответственно сумма $\sum_{k=0}^{N_p-1-p} e^{j2\pi f_d k T_r}$ в (13) может быть вычислена как:

$$\sum_{k=0}^{N_p-1-p} e^{j2\pi f_d k T_r} = e^{j\pi f_d T_r (N_p-1-p)} \frac{\sin[\pi f_d T_r (N_p-p)]}{\sin(\pi f_d T_r)}. \quad (15)$$

Подставив (15) в (13), выражение (13) переписывается как:

$$|\chi_v(\tau, f_d)| = \left| \frac{1}{N_p} \sum_{p=0}^{N_p-1} \chi_s(\tau-pT_r, f_d) e^{j\pi f_d T_r (N_p-1-p)} \frac{\sin[\pi f_d T_r (N_p-p)]}{\sin(\pi f_d T_r)} + \right. \quad (16)$$

$$\left. + \frac{1}{N_p} \sum_{p=1}^{N_p-1} \chi_s(\tau+pT_r, f_d) e^{j\pi f_d T_r (N_p-1-p)} \frac{\sin[\pi f_d T_r (N_p-p)]}{\sin(\pi f_d T_r)} \right|.$$

Здесь, поменяв знак индекса p в первой сумме и взяв модуль $|p|$ в аргументе синуса, можно объединить обе суммы в одну и получить окончательное выражение для ФН последовательности N_p ФМн сигналов $v(t)$ (6):

$$|\chi_v(\tau, f_d)| = \left| \frac{1}{N_p} \sum_{p=-(N_p-1)}^{N_p-1} \chi_s(\tau+pT_r, f_d) \times \right. \quad (17)$$

$$\left. \times e^{j\pi f_d T_r (N_p-1+|p|)} \frac{\sin[\pi f_d T_r (N_p-|p|)]}{\sin(\pi f_d T_r)} \right|.$$

Для вычисления выражения (17) необходимо вычислить ФН $|\chi_s(\tau, f_d)|$ одиночного ФМн сигнала $s(t)$ (7). Используя свойство свёртки ФН (ФН произведения двух сигналов задаётся свёрткой их ФН [1]), можно записать выражение для комплекснозначной функции $\chi_s(\tau, f_d)$ на выходе СФ, согласованного с ФМн сигналом $s(t)$:

$$\chi_s(\tau, f_d) = \chi_1(\tau, f_d) \chi_2(\tau, f_d) = \sum_{m=1-N_s}^{N_s-1} \chi_1(\tau-m\tau_s, f_d) \chi_2(m\tau_s, f_d), \quad (18)$$

где $\chi_1(\tau, f_d)$ — комплексный сигнал на выходе фильтра, согласованного с прямоугольным импульсом — огибающей одного символа кода.

$$\chi_1(\tau, f_d) = \begin{cases} e^{j\pi f_d \tau} \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau_s} \right) \text{sinc}[\pi f_d (\tau_s - |\tau|)], & |\tau| \leq \tau_s, \\ 0, & |\tau| > \tau_s, \end{cases} \quad (19)$$

$\text{sinc}(\cdot)$ — ненормированный кардинальный синус, а $\chi_2(m\tau_s, f_d)$, в свою очередь, непосредственно характеризует корреляционные свойства применяемой кодовой последовательности и вычисляется как:

$$\chi_2(m\tau_s, f_d) = \begin{cases} \frac{1}{N_c} \sum_{i=0}^{N_c-1-m} c_i c_{(i+m)} e^{j2\pi f_d i \tau_s}, m \in [0, N_c-1] \\ \frac{1}{N_c} \sum_{i=-m}^{N_c-1} c_i c_{(i+m)} e^{j2\pi f_d i \tau_s}, m \in [1-N_c, 0] \end{cases}, \quad (20)$$

$c_i \in C = \{-1, 1\}$ — символы кода, моделирующего одиночный ФМн сигнал $s(t)$.

Используя формулы (18) – (20), ФН ФМн сигнала $s(t)$ (7) запишется в виде:

$$|\chi_s(\tau, f_d)| = \left| \sum_{m=1-N_c}^{N_c-1} \chi_1(\tau - m\tau_s, f_d) \chi_2(m\tau_s, f_d) \right|. \quad (21)$$

При нулевой расстройке по частоте $f_d = 0$ можно получить сечение ФН по оси времени (дальности) — так называемую функцию неопределённости ФМн сигнала по дальности:

$$|\chi_s(\tau, 0)| = \left| \sum_{m=1-N_c}^{N_c-1} \chi_1(\tau - m\tau_s, 0) \chi_2(m\tau_s, 0) \right|, \quad (22)$$

где $\chi_1(\tau, 0) = \frac{(\tau_s - |\tau|)}{\tau_s} \cdot |\tau| < \tau_s$ — АКФ одиночного прямоугольного импульса (символа кода), $\chi_2(m\tau_s, 0)$ — нормированная непериодическая АКФ двоичной ПСП. Очевидно, что АКФ бинарного ФМн сигнала зависит главным образом от АКФ используемой кодовой последовательности.

Постоянная разрешения по времени C_τ сигнала обратно пропорциональна полосе частот занимаемой сигналом Δf_b и при известной ФН вычисляется как [1]:

$$C_\tau = \frac{\int_{(-\infty)}^{(+\infty)} |\chi_s(\tau, 0)|^2 d\tau}{|\chi_s(0, 0)|^2} = \frac{1}{\Delta f_b}. \quad (23)$$

Используя приведённые выше выражения (19), (20), (22), определение и свойства ФН [9], а также основополагающие правила для статистических свойств двоичных, периодических ПСП (постулаты Голомба [1]), постоянная разрешения по времени C_τ ФМн сигнала $s(t)$ (7) может быть оценена как:

$$C_\tau = \int_{(-\infty)}^{(+\infty)} |\chi_s(\tau, 0)|^2 d\tau \approx \frac{2}{3} \tau_s. \quad (24)$$

Соответственно бинарный ФМн сигнал с постоянной длительностью одного символа кода τ_s занимает полосу частот $(\Delta f_b = 3)/(2\tau_s)$, а его постоянная разрешения по дальности [1] составляет величину:

$$C_R = \frac{c \cdot C_\tau}{2} = \frac{c}{2\Delta f_b} = \frac{c \cdot \tau_s}{3}. \quad (25)$$

Сечение ФН ФМн сигнала $s(t)$ (7) по оси частот при $\tau = 0$ (ФН по скорости) представляет собой модуль ненормированного кардинального синуса:

$$|\chi_s(0, f_d)| = \left| \int_{(-\infty)}^{(+\infty)} |s(t)|^2 e^{j2\pi f_d t} dt \right| = |\text{sinc}(\pi f_d N_c \tau_s)|, \quad (26)$$

где $N_c \tau_s = T_p$ — длительность ФМн сигнала.

Постоянная разрешения по частоте C_f в общем случае обратно пропорциональна полной длительности T_s сигнала и определяется как [1]:

$$C_f = \frac{\int_{(-\infty)}^{(+\infty)} |\chi_s(0, f_d)|^2 df}{|\chi_s(0, 0)|^2} = \frac{1}{T_s} \quad (27)$$

и в рассматриваемом случае равна:

$$C_f = \int_{(-\infty)}^{(+\infty)} |\chi_s(0, f_d)|^2 df = \frac{1}{T_p} = \frac{1}{N_c \tau_s}. \quad (28)$$

Соответственно, чем больше длительность ФМн сигнала, тем лучшее разрешение по частоте он обеспечивает, а следовательно, и лучшее разрешение по скорости (C_v — постоянная разрешения по скорости, f_0 — несущая частота ФМн сигнала, λ — длина волны).

$$C_v = \frac{c \cdot C_f}{2f_0} = \frac{\lambda}{2T_p} = \frac{\lambda}{2N_c \tau_s}. \quad (29)$$

Эти константы будут рассчитаны далее при рассмотрении конкретной структуры ЗС.

После вывода функции отклика СФ для ФМн сигнала $\chi_s(\tau, f_d)$, её подстановки в (17), а также вспомнив тот факт, что в предлагаемой структуре ЗС используется набор из N_T кодов, окончательное выражение для ФН последовательности $v(t)$, состоящей из N_p ФМн сигналов $s(t)$ (7), модулированных набором N_T ортогональных ПСП, будет определяться выражением:

$$|\chi_v(\tau, f_d)| = \left| \frac{1}{N_p} \sum_{p=-(N_p-1)}^{N_p-1} \chi_{si}(\tau + pT_p, f_d) e^{j\pi f_d T_p (N_p-1+p)} \times \frac{\sin[\pi f_d T_p (N_p-|p|)]}{\sin(\pi f_d T_p)} \right|, i = \begin{cases} p \bmod N_T \neq 0 \\ N_T p \bmod N_T = 0 \end{cases}, \quad (30)$$

где $i = \overline{1, N_T}$ — номер кода из используемого набора; $\chi_{si}(\tau, f_d)$ — соответствующие функции отклика СФ для модулированных i -ми ПСП ФМн сигналов (21).

На рис. 4 в качестве примера построен один из вариантов ФН $|\chi_s(\tau, f_d)|$ для ФМн сигнала $s(t)$ (7) со следующими параметрами: длина кодовой последовательности (F-код) $N_c = 2048$, длительность одного символа ПСП $\tau_s = 59,6$ нс, длительность ПСП $T_p = N_c \tau_s = 122$ мкс. Сигнал $s(t)$ имеет постоянную разрешения по времени (24) $C_\tau = 39,7$ нс (занимаемая полоса частот (23) $\Delta f_b = 25,15$ МГц) и постоянную разрешения по дальности (25) $C_R = 6$ м. Так как сигнал $s(t)$ конечный, его полная длительность (27) $T_s = T_p$, соответственно постоянная разрешения по частоте (27) $C_f = 8,192$ кГц, а постоянная разрешения по скорости

Рис. 4

Функция неопределённости ФМн сигнала (F-код) и её сечения по временной и частотной осям

для S -диапазона ($f_0 = 3$ ГГц, $\lambda = 10$ см) составляет величину (29) $C_v = 409$ м/с. Эффективная ширина спектра (по уровню -3 дБ) рассматриваемого сигнала $\Delta f = 1/\tau_s = 16,78$ МГц, номинальное разрешение по дальности $\delta_R = 9$ м, эффективная длительность равна T_p , соответственно база сигнала $B = \Delta f \cdot T_p = 2048$.

На рис. 5а построена ФН $|\chi_v(\tau, f_d)|$ (30) последовательности $N_p = 5$ ФМн сигналов, модулированных одним F-кодом ($N_r = 1$), следующих друг за другом с частотой $f_r = 2048$ Гц. При использовании такого ЗС в РСА (S -диапазон, $f_0 = 3$ ГГц, $\lambda = 10$ см) он обеспечивает интервал однозначности по доплеровским частотам $f_{td} = \pm 1024$ Гц. Это делает возможным осуществление селекции целей, движущихся с радиальными скоростями $V_{tr} = \pm 51,2$ м/с.

На рис. 5б изображена ФН той же последовательности ФМн сигналов, но с ЧПИ $f_r = 8192$ Гц. Следует отметить, что период повторения в этом случае равен длительности ФМн сигнала $T_r = T_p$, т.е. скважность последовательности ФМн сигналов равна единице и такой ЗС является по сути квазинепрерывным. Интервал однозначности по доплеровским частотам в этом случае расширяется в 4 раза $f_{td} = \pm 4096$ Гц, как и соответствующий диапазон однозначно измеряемых радиальных скоростей целей $V_{tr} = \pm 204,8$ м/с. Однако при использовании такого ЗС также в 4 раза уменьшается диапазон однозначно измеряемых дальностей, что делает невозможным получение РЛИ земной поверхности, находящейся на значительном удалении от носителя РСА.

Наконец, на рис. 5в представлена ФН ЗС, представляющего собой квазинепрерывную последовательность $N_p = 5$ ФМн сигналов, для модуляции которых использовались четыре ($N_r = 4$) ортогональных ПСП (F-кода). Анализируя ФН, можно видеть, что предлагаемая структура ЗС наряду с широким диапазоном однозначности по скорости $V_{tr} = \pm 204,8$ м/с обеспечивает тот же диапазон однозначно измеряемых дальностей, что и последовательность ФМн сигналов, ФН которой приведена на рис. 5а ($N_p = 5$, $N_r = 1$, $f_r = 2048$ Гц).

Анализ выражений (21) – (30) и рассмотренный

выше на рис. 5 пример показывают, что при использовании квазинепрерывного ФМн ЗС может быть обеспечено разрешение отмеченного в начале статьи противоречия для современных РСА. Это делает возможным наряду с основным режимом получения РЛИ одновременно реализовать режим СДЦ, в том числе и для высокоскоростных целей, без снижения значений основных характеристик системы в канале формирования изображения.

Для обоснования зоны действия такой системы и расчёта её параметров, как и для любого РСА, решается задача многокритериальной оптимизации исходя из требуемых геометрии обзора, частотного диапазона и разрешающей способности РСА. Основные ограничивающие факторы при решении этой задачи: средняя мощность излучения бортового передатчика, ограниченная максимальным значением не более 1 кВт, геометрические размеры антенны (3...7 м), минимальная необходимая ЧПИ (3) и минимальный коэффициент различимости (10 дБ) [4]. Сама задача состоит в том, чтобы обеспечить необходимый размер полосы обзора S и требуемую вероятность правильного обнаружения P_d (для стационарных и подвижных целей с известными ЭПР). Из всех возможных вариантов выбирается реализуемый квазиоптимальный вариант.

Выводы

Таким образом, проведённый анализ выражений для ФН и формы тела неопределённости квазинепрерывного ЗС предлагаемой структуры позволяет сделать следующие выводы:

1. При использовании квазинепрерывного ЗС можно обеспечить возможность построения двухрежимного РСА, реализующего режимы получения РЛИ и СДЦ одновременно.
2. Появляется дополнительная возможность повысить структурную скрытность ЗС, помехоустойчивость РСА, улучшить энергетику радиоканала РСА.
3. Становится возможным одновременное получе-

Рис. 5

Функции неопределённости и их сечения для последовательностей из $N_p = 5$ ФМн сигналов (на основе F-кодов) при различных значениях N_T и f_r

ние нескольких независимых РЛИ за счёт одновременного излучения нескольких ортогональных ЗС.

- Использование квазинепрерывного ЗС позволяет отказаться от использования дорогостоящих, крупногабаритных фазированных антенных решёток (ФАР) в составе РСА КБ и перейти к цифровому формированию апертуры на этапе синтеза РЛИ.

Вместе с тем использование квазинепрерывного широкополосного ЗС потребует решить и ряд возникающих в этой связи проблем, основная из которых — проблема обеспечения необходимого уровня подавления просачивающегося сигнала передатчика. Предварительные расчёты показывают, что возможно обеспечить развязку между передатчиком

и приёмником на величину 45...70 дБ за счёт пространственного разнесения антенн в сочетании с использованием корреляционных свойств самого ФМн сигнала. Кроме того, использование квазинепрерывного ЗС приведёт к существенному усложнению алгоритма обработки траекторного сигнала.

Литература

- Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы / пер. с англ. под ред. В. С. Кельзона. — М.: Советское радио, 1971. — 568 с.
- Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / В. С. Верб, Л. Б. Неронский, И. Г. Осипов и др.; Под ред. д.т.н. проф.

- В. С. Верба. — М.: Радиотехника, 2006. — 675 с.
3. Губин В. А. Пространственно-временная обработка радиолокационных сигналов / В. А. Губин, А. А. Коростелев, Ю. А. Мельник. — Л.: Изд-во ЛВИКА им. А. Ф. Можайского, 1970. — 201 с.
 4. Дулевич В. Е. Обоснование и расчёт тактико-технических характеристик радиолокационных станций обзора земной поверхности. — СПб.: Изд-во ВИАКИ имени А. Ф. Можайского, 1992. — 84 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. 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.
 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. Skolnik M. Radar Handbook // McGraw Hill. — New York, 2008.
 9. Levanon N. Radar Signals / N. Levanon, E. Mozeson // John Wiley & Sons. — New Jersey, 2004.
 10. Mittermayer J. Hochauflösende Verarbeitung von Radardaten mit synthetischer Apertur // Universität-Gesamthochschule. — Siegen, 2000.
 11. Moreira A. Radar mit synthetischer Apertur Grundlagen and Signalverarbeitung // Universität Fridericiana. — Karlsruhe, 2000.
- References**
1. Kuk Ch., Bernfeldt M. Radiolokatsionnye signaly [Radio signals]. Moscow, Sovetskoye radio Publ., 1971, 567 p.
 2. 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.
 3. Gubin V. A., Korostelev A. A., Melnik Yu. A. Prostranstvenno-vremennaya obrabotka radiolokatsionnykh signalov [Radar signal space-time processing]. Leningrad, Published by the Military Space Academy named after A. F. Mozhaiskiy, 1970, 201 p.
 4. Dulevich V. E. Obosnovanie i raschet taktiko-tekhnicheskikh kharakteristik radiolokatsionnykh stantsiy obzora zemnoy poverkhnosti [Calculation and estimation of performance characteristics of Earth surface sensing radars]. St. Petersburg, Published by the Military Space Academy named after A. F. Mozhaiskiy, 1992, 84 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. 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.
 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. Skolnik M. Radar Handbook // McGraw Hill. — New York, 2008.
 9. Levanon N. Radar Signals / N. Levanon, E. Mozeson // John Wiley & Sons. — New Jersey, 2004.
 10. Mittermayer J. Hochauflösende Verarbeitung von Radardaten mit synthetischer Apertur // Universität-Gesamthochschule. — Siegen, 2000.
 11. Moreira A. Radar mit synthetischer Apertur Grundlagen and Signalverarbeitung // Universität Fridericiana. — Karlsruhe, 2000.