

УДК 621.396.96

## МЕТОД БЫСТРОГО РАСЧЕТА ПРИНЯТОГО СИГНАЛА С ЛЧМ В РСА С ДЕМОДУЛЯЦИЕЙ ИМПУЛЬСОВ В СМЕСИТЕЛЕ ПРИЕМНИКА

С. Н. Киреев<sup>1</sup>, О. А. Прибыткова<sup>2</sup>

<sup>1</sup>ФГАОУ ВО «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина», 620002, Екатеринбург, ул. Мира, 19.

<sup>2</sup>АО «Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь»,  
623409, Свердловская область, г. Каменск-Уральский, ул. Пионерская, 8

Статья поступила в редакцию 26 ноября 2017 г.

**Аннотация.** Рассматривается задача цифрового моделирования принятого сигнала для РСА, которая использует пачку импульсов с ЛЧМ. Демодуляция импульсов выполняется в смесителе приемника обобщенным гетеродином. Для ускорения расчета сигнала используется известный метод, основанный на перемножении двух матриц отсчетов. Первая матрица учитывает закон внутриимпульсной модуляции, вторая - учитывает межпериодные процессы. Факторизация расчетной формулы ускоряет работу модели в сотни раз. Однако известный метод не учитывает особенности обработки сигнала в рассматриваемой РСА. Кроме того, движение РСА затрудняет факторизацию расчетной формулы. В статье предлагается метод быстрого расчета принятого сигнала для модели описанной РСА, оцениваются допустимые условия его применения. Для их расширения перед разложением формулы на множители выполняется компенсация взаимного движения РСА и цели.

**Ключевые слова:** РСА, сигнал с ЛЧМ, цифровое моделирование, факторизация, компенсация движения.

**Abstract.** In this article we consider a problem of digital simulation of a received signal for SAR, which uses pulse package with chirp. Chirp demodulation is carried out in a receiver mixer by local oscillator, which has chirp with the same steepness. Surface surveillance is performing in a sector scan mode. Surface model contains

thousands of resolution elements. It is necessary to calculate hundreds of thousands of time samples for each point. The direct calculation for so many samples results in unacceptable time expenditure.

The method of fast calculation is known. This method is based on multiplication of two matrices of samples. The first matrix includes the chirp law and contains samples for one repetition period. The second matrix includes slow processes and contains one sample for each repetition period. Factorization of computational formula speeds up model operation hundreds times as much. However, known method does not allow the peculiarities of pulse package processing in the SAR under consideration. By sector scan, the target has greater radial velocity caused by SAR moving. In the task of modeling of received signal the fast moving makes factorization of computational formula difficult.

The method of fast calculation of the received signal for the model of the described SAR is offered in this work. Admissible conditions of practical application of the offered method of analysis are estimated. Compensation of relative motion of SAR is carried out before factorization of the design formula in order to expand the conditions of practical application. The method provided more than 200 times acceleration of the calculation.

**Key words:** SAR, chirp, digital simulation, factorization, compensation of motion.

## **Введение**

Принятый сигнал в РЛС с синтезированной апертурой антенны (РСА) моделируется как сумма сигналов, отраженных от множества медленно флуктуирующих точек. Сложная сцена может содержать тысячи точек, для каждой из которых необходимо рассчитать сотни тысяч комплексных временных отсчетов. Непосредственный расчет такого множества отсчетов приводит к неприемлемым затратам времени.

В [1] был предложен метод быстрого расчета, основанный на перемножении двух матриц отсчетов: первая учитывает быстрые процессы внутри одного периода повторения, вторая - медленные межпериодные

процессы. Это ускоряет расчет в сотни раз, однако не учитывает особенности обработки пачки импульсов с ЛЧМ в приемнике с обобщенным гетеродином (ОГ) [2]. При переднем секторном обзоре цель имеет большую радиальную скорость, вызванную движением РСА. При моделировании принятого сигнала это движение затрудняет факторизацию расчетных формул по методу [1].

В [3] рассмотрены альтернативные методы оптимизации, однако полученный выигрыш не превышает 10-20 раз. В [4] предложен метод оптимизации, основанный на компенсации средней скорости сближения с целью, расположенной на оси ДН приемной антенны РСА. При необходимости эту среднюю скорость сближения можно восстановить после расчета матрицы отсчетов принятого сигнала. Недостатком метода является отсутствие учета огибающей принятых импульсов. Это ограничивает его область применения случаем, когда длительность принятых импульсов превышает длительность приемного строба, либо приводит к существенным погрешностям моделирования.

**Цель работы** - разработка метода быстрого расчета принятого сигнала для модели РСА с обработкой пачки ЛЧМ-импульсов ОГ.

Для расширения области применения метода выполняется компенсация собственного движения РСА и учет огибающей принятых импульсов.

## 1. Сигнал на выходе приемных каналов

Зондирующий сигнал представляет собой когерентную пачку из  $N$  радиоимпульсов с ЛЧМ

$$\tilde{S}_z(t, \beta_k, \varepsilon_k) = \tilde{U}A(t - T_n)G_p(\beta_k, \varepsilon_k)e^{j(\mu(t-T_n)^2/2 + \omega_0 t + \varphi_n)},$$

где  $\tilde{U}$  – комплексная амплитуда;  $A(t)$  – огибающая радиоимпульсов;  $T_n$  – задержка  $n$ -го импульса от начала пачки;  $\mu$  - крутизна ЛЧМ;  $\varphi_n$  - закон межпериодной манипуляции фазы;  $\omega_0$  - несущая частота;  $G_p(\beta_k, \varepsilon_k, \beta_a, \varepsilon_a)$  - модуль передающей диаграммы направленности антенны (ДНА);  $\beta_k, \varepsilon_k$  – азимут и угол места  $k$ -й точки цели. Углы места и азимута оси ДНА  $\varepsilon_a, \beta_a$  не

указаны в списке аргументов функций  $S_z$  и  $G_p$  для упрощения записи.

Внутриимпульсная ЛЧМ снимается при обработке сигнала в смесителе приемника ОГ, имеющим ЛЧМ с той же крутизной. На рис. 1 показаны графики зависимости от времени для частоты зондирующего сигнала 1, гетеродина приемника 2 и принятых сигналов 3 для одного периода повторения. Жирными линиями выделены зондирующий импульс и принятые импульсы. Здесь  $T$  - период повторения импульсов;  $\tau_i$  - их длительность;  $\tau_{\min}$  и  $\tau_{\max}$  - минимальная и максимальная задержка сигнала в строке дальности. При работе приемника с ОГ возможны различные варианты формирования приемного строба.

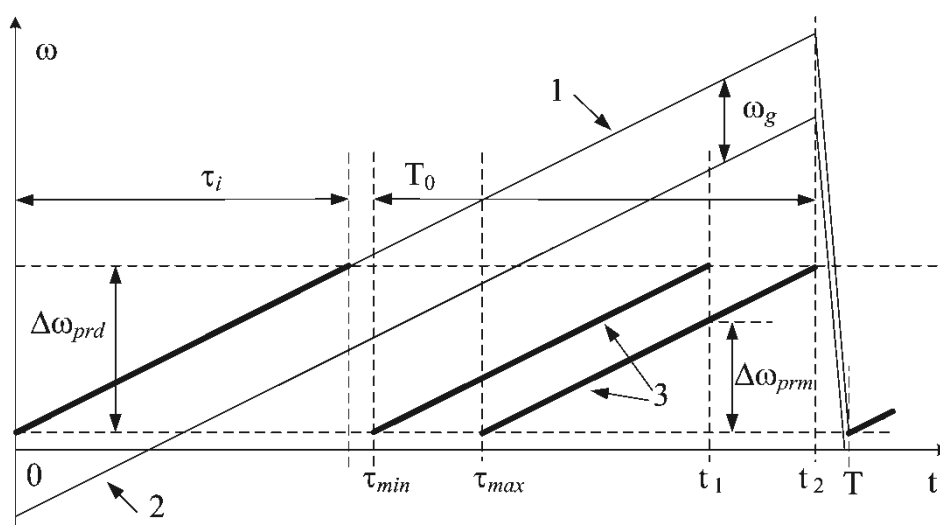


Рис. 1. Временные диаграммы сигналов для одного периода повторения

Первый вариант рассмотрен в статье [4]. Приемник открывается в момент времени прихода фронта импульса с максимальной задержкой  $\tau_{\max}$ , а закрывается в момент  $t_1$  окончания импульса с минимальной задержкой  $\tau_{\min}$ . При этом длительность принятых импульсов равна длительности приемного строба, что исключает потери в отношении сигнал-шум. Такой вариант удобен для моделирования, поскольку не нужно учитывать огибающую принятых импульсов. Для минимизации периода повторения можно ограничить время работы ОГ моментом  $t_1$  (установить  $t_2 = t_1$ ), а также задать  $\tau_{\max} \approx \tau_i$ .

Для нормальной работы длительность зондирующих импульсов должна превышать длительность приемного строба. Обычно скважность пачки зондирующих импульсов равна 2, скважность пачки принятых импульсов

(с учетом длительности приемного строба) равна 3. Это приводит к росту средней излучаемой мощности передатчика в 1,5 раза, которая реально не используется из-за усечения принятых импульсов. Кроме того, девиация частоты принятых импульсов  $\Delta\omega_{prm}$  в 1,5 раза меньше девиации частоты зондирующих импульсов  $\Delta\omega_{prd}$ . Это приводит к неоправданному росту девиации частоты зондирующих импульсов и диапазона перестройки частоты ОГ, что важно, поскольку в системах с ОГ обычно используются сигналы с большой девиацией частоты. Третий недостаток рассмотренной циклограммы связан с изменением несущей частоты (среднего значения частоты) принятых импульсов при изменении задержки от минимальной до максимальной, что видно из рис. 1. При большой девиации частоты это изменение составит несколько десятков мегагерц, что может повлиять на работу приемника. Поэтому лучше использовать второй вариант формирования приемного строба.

Во втором варианте приемный строб начинается по фронту принятого импульса с минимальной задержкой  $\tau_{min}$  и заканчивается в момент  $t_2$  окончания импульса с максимальной задержкой  $\tau_{max}$ . Длительность приемного строба обозначена  $T_0 = t_2 - \tau_{min}$ . Скважность зондирующих и принятых импульсов одинакова, их девиация частоты - тоже.

Основным недостатком описанной циклограммы работы является снижение отношения сигнал-шум. Длительность реализаций шума равна длительности приемного строба  $T_0 > \tau_i$ . После смесителя сигнал представляет собой радиоимпульс с гармоническим заполнением, для его сжатия по дальности используется только БПФ. Поскольку энергия сигнала и реализации шума пропорциональна их длительности, потери в отношении сигнал-шум  $K_p = T_0 / \tau_i$ . Однако при скважности сигнала не выше 3 значение  $T_0 \leq 2\tau_i$ , и потери не превышают 3 дБ. Эти потери компенсируются снижением средней мощности пачки зондирующих импульсов, так что по энергетике варианты равноценны.

Сигнал цели на выходе  $l$ -го приёмного канала

$$\tilde{S}_{0l}(t) = \sum_{k=1}^K \tilde{U}_k(t) \tilde{G}_l(\beta_k, \varepsilon_k) G_p(\beta_k, \varepsilon_k) A(t - T_n - \tau_k) e^{j(\mu(t-T_n-\tau_k)^2/2 + \omega_0(t-\tau_k) + \varphi_n)},$$

где  $\tilde{U}_k(t)$  – комплексная огибающая сигнала от  $k$ -й точки сцены, она учитывает флуктуации и мощность сигнала;  $\tilde{G}_l$  – комплексная ДНА  $l$ -го приемного канала;  $\tau_k$  – задержка сигнала от  $k$ -й точки;  $K$  – число точек сцены. Угловые аргументы  $\varepsilon_a, \beta_a$  для оси приемных ДНА опущены для упрощения записи.

Сдвиг частоты ОГ  $\omega_g$ , рис. 1, задает необходимое смещение спектра принятого сигнала. ОГ описывается выражением

$$\tilde{S}_g(t) = e^{j(\mu(t-T_n)^2/2 - \omega_g(t-T_n) + \omega_0 t + \varphi_n)}.$$

Колебание  $e^{j\omega_g t}$  перезапускается в начале каждого периода одновременно с законом модуляции, иначе оно останется в законе межпериодной модуляции принятого сигнала как большой сдвиг частоты. Поэтому в приведенном выражении фаза этого колебания рассчитывается с учетом задержки  $n$ -го импульса:  $\omega_g(t - T_n)$ . Колебание  $e^{j\omega_0 t}$  перезапускать не нужно, поскольку оно входит и в зондирующий сигнал, и в гетеродин, что обеспечивает компенсацию несущей частоты. После перемножения принятого сигнала на комплексно сопряженный гетеродин снимается ЛЧМ и межпериодная манипуляция фазы. Сигнал на выходе  $l$ -го приёмника

$$\begin{aligned} \tilde{S}_l(t) = & \sum_{k=1}^K \tilde{U}_k(t) \tilde{G}_l(\beta_k, \varepsilon_k) G_p(\beta_k, \varepsilon_k) A(t - T_n - \tau_k) \times \\ & \times e^{j(\mu\tau_k^2/2 - \mu(t-T_n)\tau_k + \omega_g(t-T_n) - \omega_0\tau_k)}. \end{aligned} \quad (1)$$

После обработки сигнала формируется аналитический сигнал со спектром в окрестности нулевой частоты. Сдвиг  $\omega_g$  обеспечивает перенос спектра на нулевую промежуточную частоту. Введем дальномерный сдвиг частоты для  $k$ -й точки цели

$$\Omega_{rk} = \omega_g - \mu\tau_{ks}, \quad (2)$$

где  $\tau_{ks} = \tau_k(T_s/2)$  - средняя за пачку импульсов задержка сигнала,  $T_s$  - длительность пачки.

Обозначим  $\tau_{sr} = (\tau_{\min} + \tau_{\max})/2$  - средняя задержка сигнала цели из центра строба дальности. Для нее дальномерный сдвиг частоты должен быть равен нулю, тогда

$$\omega_g = \mu\tau_{sr}. \quad (3)$$

При этом спектр дальномерных частот всех точек сцены из строба дальности будет расположен симметрично относительно нулевой частоты. Это позволяет выделять полезные сигналы цифровым ФНЧ. Крутизна ЛЧМ может быть как положительной, так и отрицательной, при этом сдвиг частоты  $\omega_g$  также должен менять знак.

## 2. Задержка принятого сигнала

Время от начала пачки зондирующих импульсов представим в виде [1]

$$t = t_n + t_m, \quad (4)$$

где  $t_n = T_n + T_z$  - момент формирования центрального отсчёта сигнала на  $n$ -м периоде повторения;  $T_z$  - задержка середины приёмного строба от фронта зондирующего импульса;  $t_m = \Delta t \cdot (m - M/2)$  - момент формирования временного отсчёта,  $m = 1 \dots M$  - номер отсчёта,  $\Delta t$  - интервал дискретизации, причём  $|t_m| \leq T_0/2$ , где  $T_0 = \Delta t \cdot M$  - длительность приёмного строба. Дальность до  $k$ -й точки сцены представим в виде [1]

$$D_k(t) \approx |\mathbf{X}_k(t_n) - \mathbf{X}_{ob}(t_n) + V_{rk} \cdot t_m| \approx |\mathbf{X}_k(t_n) - \mathbf{X}_{ob}(t_n)| + V_{rk} \cdot t_m,$$

где  $\mathbf{X}_k$  - вектор текущих координат  $k$ -й точки;  $\mathbf{X}_{ob}$  - вектор текущих координат РСА;  $V_{rk}$  - средняя радиальная скорость  $k$ -й точки:

$$V_{rk} = \frac{(\mathbf{V}_k(T_s/2) - \mathbf{V}_{ob}(T_s/2)) \times (\mathbf{X}_k(T_s/2) - \mathbf{X}_{ob}(T_s/2))}{|\mathbf{X}_k(T_s/2) - \mathbf{X}_{ob}(T_s/2)|} \quad (5)$$

где  $\mathbf{V}_k$  - вектор скорости  $k$ -й точки;  $\mathbf{V}_{ob}$  - вектор скорости РСА,  $\times$  - знак скалярного произведения векторов. Задержка сигнала от  $k$ -й точки

$$\tau_k(t) = \frac{2 \cdot |\mathbf{X}_k(t_n) - \mathbf{X}_{ob}(t_n)|}{c} + \frac{2 \cdot V_{rk}}{c} t_m = \tau_k(t_n) + \tau_{k0}(t_m). \quad (6)$$

Здесь первое слагаемое зависит только от  $t_n$ . Оно учитывает движение за время порядка периода повторения импульсов и более. Второе зависит только от  $t_m$  и учитывает движение за время порядка длительности приемного строба.

### 3. Оптимизация расчёта принятого сигнала

Представление времени (4) и задержки (6) в виде двух слагаемых позволяет оптимизировать расчет принятого сигнала, ускорить его в сотни раз [1]. Однако для этого выражение (1) необходимо разложить на множители, каждый из которых зависит только от  $t_m$  или только от  $t_n$ . Это затруднено из-за высокой скорости сближения РСА с целью и требует компенсации взаимного движения. Для этого введем неподвижную точку, лежащую на оси ДНА, на дальности  $D_{sr} = c\tau_{sr}/2$ . Вектор этой точки  $\mathbf{R}_0$  имеет координаты

$$x_0 = D_{sr} \cos \varepsilon_a \cos \beta_a; \quad y_0 = D_{sr} \sin \varepsilon_a; \quad z_0 = -D_{sr} \cos \varepsilon_a \sin \beta_a.$$

Радиальная скорость вдоль оси ДНА  $V_{r0} = -\mathbf{V}_{ob} \times \mathbf{R}_0 / D_{sr}$ . Из-за движения РСА дальность точки меняется по закону  $D(t_n) \approx D_{sr} + V_{r0} \cdot (t_n - T_s/2)$ . Здесь учтена только линейная часть взаимного движения. Закон изменения задержки сигнала имеет вид  $\tau(t_n) \approx \tau_{sr} + 2V_{r0} \cdot (t_n - T_s/2)/c$ . Согласно (2) и (3) закон изменения дальномерной частоты

$$\Omega_0(t_n) \approx \omega_g - \mu\tau(t_n) = \omega_g - \mu\tau_{sr} - \mu 2V_{r0}(t_n - T_s/2)/c = -\mu 2V_{r0}(t_n - T_s/2)/c.$$

Сигнал в каждом периоде описывается гармонической функцией с частотой  $\Omega_0(t_n)$ . Поэтому для компенсации взаимного движения необходимо использовать множитель

$$S_a(t_m, t_n) = e^{j\mu 2V_{r0}(t_n - T_s/2)t_m/c},$$

Умножим и разделим (1) на этот сигнал, подставим (4) и (6):

$$\tilde{\mathbf{S}}_{mn}(l) = e^{-j\mu 2V_{r0}(t_n - T_s/2)t_m/c} \sum_{k=1}^K \tilde{U}_k(t_n) \tilde{G}_l(\beta_k, \varepsilon_k) G_p(\beta_k, \varepsilon_k) A(t_m + T_z - \tau_k) \times \\ \times e^{j(\mu\tau_k^2(t_n)/2 + \mu 2V_{r0}(t_n - T_s/2)t_m/c - \mu(t_m + T_z)\tau_k(t_n) + \omega_g t_m - \omega_0 \tau_k(t_n) - \omega_0 \tau_{k0}(t_m))}$$



Здесь  $\tilde{U}_k(t)$  является медленной функцией времени и поэтому зависит только от  $t_n$ . Слагаемые вида  $\mu\tau_{k0}^2(t_m)/2$ ,  $\mu\tau_k(t_n)\tau_{k0}(t_m)$  и  $\mu(t_m+T_z)\tau_{k0}(t_m)$  опущены ввиду их малости. Благодаря перезапуску колебания  $e^{j\omega_g t}$  в начале каждого периода от слагаемого вида  $\omega_g t_n$  осталась только константа  $\omega_g T_z$ , которая отброшена. Экспонента перед суммой обеспечивает восстановление учета взаимного движения в итоговой матрице временных отсчетов.

В показателе второй экспоненты слагаемые, зависящие от  $t_n$  и от  $t_m$ , разделились везде, кроме слагаемого  $\mu t_m \tau_k(t_n)$ . Разложим задержку  $\tau_k(t_n)$  на сумму двух слагаемых:

$$\tau_k(t_n) = \tau_{ks} + \Delta\tau_k(t_n),$$

где  $\Delta\tau_k(t_n)$  - приращение задержки относительно среднего значения  $\tau_{ks}$ .

Здесь от  $t_n$  зависит только приращение. Оценим величину слагаемого  $\mu t_m \Delta\tau_k(t_n)$ . Им можно пренебрегать, если слагаемое не превышает  $45^\circ$  [5].

Выполнены расчеты изменений сдвига фазы  $\mu t_m \Delta\tau_k(t_n)$  для РСА с параметрами: длина синтезированной апертуры антенны 120 м; длина волны 3 см; девиация частоты принятых импульсов 10 МГц; отклонение оси ДНА от вектора скорости по азимуту и по углу места до  $\pm 30^\circ$ ; цель наблюдается в пределах главного лепестка ДНА шириной  $6^\circ$ . Расчеты показали, что изменения фазы могут достигать  $600^\circ$ , поэтому данное слагаемое отбросить нельзя.

Рассмотрим его сумму со слагаемым, компенсирующим движение  $\mu 2V_{r0}(t_n - T_s/2)t_m/c - \mu\tau_k(t_n)t_m = \mu\tau_{ks}t_m + (\mu 2V_{r0}(t_n - T_s/2)/c - \mu\Delta\tau_k(t_n))t_m$ .

Во втором слагаемом выполнена компенсация движения РСА вдоль оси антенны. Как показали расчеты, сдвиг фазы в нем не превышает  $30^\circ$  для неподвижной цели. При скорости надводной цели 20 м/с в самом плохом случае сдвиг фазы не превышает  $42^\circ$ . Это позволяет пренебречь вторым слагаемым.

Выполнены аналогичные расчеты при девиации частоты 30 МГц. Для неподвижной цели второе слагаемое превысило  $90^\circ$ , что недопустимо.

Работа с высоким разрешением по дальности требует более точной компенсации движения. Она затруднена при произвольном расположении цели в пределах ДНА, при этом и для обработки сигнала необходимо использовать более сложные алгоритмы прямой свертки [5], либо многоканальную обработку. При неучтенном движении цели со скоростью 20 м/с ее смещение за пачку импульсов длительностью 200 мс составит 4 м, что недопустимо при разрешении по дальности 5 м.

Обычно высокое разрешение по дальности используется в режиме распознавания цели или ее автосопровождения. При этом можно использовать выполненную ранее оценку радиальной скорости цели. Это позволит реализовать точную компенсацию взаимного движения и использовать более простые алгоритмы обработки траекторного сигнала методом быстрой свертки.

При наблюдении распределенной цели компенсация взаимного движения выполняется для ее центра. При отклонении точек цели от ее центра до  $\pm 1^\circ$  фазовый сдвиг не превышает  $45^\circ$  при наблюдении цели под углами до  $\pm 25^\circ$ . Это позволяет пренебречь вторым слагаемым при высоком разрешении по дальности.

Рассмотрим отдельно представление для огибающей, с учетом (4)

$$A(t - T_n - \tau_k) = A(t_m + T_z - \tau_k) \approx A(t_m + T_z - \tau_{ks}).$$

Здесь мы пренебрегаем изменением задержки (сдвигом) огибающей  $\Delta\tau_k(t_n)$  в течение пачки импульсов. Этот сдвиг относительно середины пачки может составлять доли микросекунды. Огибающая  $A(t - T_n - \tau_k)$  обеспечивает стробирование фрагмента гармонического колебания с дальномерной частотой, результат представления которого очень слабо зависит от столь малого сдвига огибающей импульса. Поэтому сдвигом можно пренебречь.

Подставим  $\tau_{k0}(t_m) = 2V_{rk}t_m / c$  и рассортируем сомножители

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_{mn}(l) = & e^{-j\mu 2V_{r0}(t_n - T_s/2)t_m/c} \sum_{k=1}^K \tilde{G}_l(\beta_k, \varepsilon_k) G_p(\beta_k, \varepsilon_k) \times \\ & \times A(t_m + T_z - \tau_{ks}) e^{jt_m(\omega_g - \mu\tau_{ks} - \omega_0 2V_{rk}/c)} \tilde{U}_k(t_n) e^{j(\mu\tau_k^2(t_n)/2 - \mu T_z \tau_k(t_n) - \omega_0 \tau_k(t_n))}. \end{aligned}$$

Разделение переменных  $t_m$  и  $t_n$  позволяет использовать метод быстрого расчета, из [1]. Слагаемое  $\omega_g - \mu\tau_{ks} = \Omega_{rk}$  представляет собой дальномерный сдвиг частоты. Слагаемое  $\omega_0\tau_k(t_n)$  содержит доплеровский сдвиг частоты, а также описывает и квадратичные изменения фазы траекторного сигнала, подлежащие компенсации при фокусировке РЛИ. Все остальные фазовые слагаемые являются паразитными и создают систематические погрешности оценки задержки и доплеровского сдвига частоты сигнала цели.

#### 4. Алгоритм расчёта

Обозначим:

$$\mathbf{H}_{mk} = A(t_m + T_z - \tau_{ks})e^{jt_m(\omega_g - \mu\tau_{ks} - \omega_0 2V_{rk}/c)}$$

- прямоугольная матрица размером  $M \times K$  элементов, содержащая временные отсчеты сигнала для центрального периода повторения импульсов; она не зависит от номера приемного канала;

$$\mathbf{U}_{kn}(l) = \tilde{G}_l(\beta_k, \varepsilon_k)G_p(\beta_k, \varepsilon_k) \cdot \tilde{U}_k(t_n) \cdot e^{j(\mu\tau_k^2(t_n)/2 - \mu T_z \tau_k(t_n) - \omega_0 \tau_k(t_n))}$$

- прямоугольная матрица размером  $K \times N$  элементов, содержащая по одному (центральному) временному отсчету для каждого периода повторения сигнала для  $l$ -го канала приема;

$$\mathbf{E}_{mn} = e^{-j\mu 2V_{r0}(t_n - T_s/2)t_m/c}$$

- матрица размером  $M \times N$ , восстанавливающая учет взаимного движения.

Матрица отсчетов сигнала для  $l$ -го канала приема размером  $M \times N$

$$\mathbf{S} = \mathbf{H} * \mathbf{U} \bullet \mathbf{E},$$

где  $*$  - знак произведения матриц,  $\bullet$  - знак поэлементного умножения матриц.

#### Заключение

Предложенный метод обеспечивает быстрый расчет принятого сигнала для РСА с ЛЧМ сигналом при его демодуляции в смесителе приемника с ОГ. Погрешности расчета сигнала малы для типовых режимов работы РСА. Полученные расчетные формулы отличаются от [1] выполнением предварительной компенсации взаимного движения РСА и цели, которая расширяет условия при-

менения метода. Полученная матрица отсчетов сигнала умножается почленно на матрицу  $\mathbf{E}$ , что обеспечивает восстановление учета взаимного движения. В отличие от [4] полученные расчетные формулы учитывают огибающую принятых импульсов.

Для оценки скорости работы модели выполнено цифровое моделирование описанной РСА. Пачка принятых импульсов содержала 300 тысяч временных отсчетов. Расчёт сигнала на выходе 4 приёмников для сцены из 600 точек, занял 0,4 с. Аналогичный расчёт по алгоритму [2] занял 5,2 с. Новый алгоритм дал дополнительный выигрыш 13 раз. По сравнению с прямым расчётом согласно (1) общий выигрыш превысил 200 раз.

Моделирование выполнялось на персональном компьютере с процессором Intel Core i5 CPU 750 @ 2.67GHz, программа написана на языке MATLAB. Для уменьшения объема данных и времени моделирования для всех матриц был задан тип переменной «single».

### Литература

1. Киреев С. Н. Алгоритм быстрого расчета принятого сигнала для модели РСА // Радиотехника. 2008. № 9. С. 35-40.
2. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь. 1981. – 416 с.
3. Адодин В. М., Киреев С. Н., Прибыткова О. А. Алгоритм быстрого расчета принятого сигнала для модели РСА, использующей пачку ЛЧМ-импульсов и приемник с обобщенным гетеродином. Материалы докладов Международной научно-практической конференции: в 2 ч. - Ч.1 - Томск: В-Спектр. 2012. – с.14-17. (208 с.).
4. Киреев С. Н., Прибыткова О. А. Метод быстрого расчета принятой пачки импульсов с ЛЧМ при ее обработке обобщенным гетеродином. Радиовысотометрия-2016: Сборник трудов Пятой всероссийской НТК – Екатеринбург: Форт Диалог-Исеть. 2016. – с. 189-194.

5. Кондратенков Г. С., Фролов А. Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Учебное пособие для вузов. - М.: «Радиотехника», 2005. – 368 с.

**Ссылка на статью:**

С.Н. Киреев, О.А. Прибыткова. Метод быстрого расчета принятого сигнала с ЛЧМ в РСА с демодуляцией импульсов в смесителе приемника. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2017. №12. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/dec17/1/text.pdf>