

В.А. Хлусов, А.С. Сурков

## Особенности дистанционного зондирования пространственно-распределенных нестационарных объектов сложными сигналами

*НИИ радиотехнических систем при Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники*

Поступила в редакцию 27.12.2005 г.

Рассматриваются особенности использования сложных сигналов для дистанционного зондирования пространственно-распределенных нестационарных во времени объектов (ПРНО), например, таких как метеообразования или вихревые неоднородности атмосферы. Анализируется влияние формы функции неопределенности зондирующего векторного сигнала на точность оценки матричной функции отклика (МФО) ПРНО, которая является его компактным описанием, позволяющим совместно отобразить распределение дальности, скоростей и поляризационных параметров элементарных отражателей, совокупность которых образует ПРНО. Показано, что для корректной оценки МФО необходимы сигналы, функция неопределенности которых имеет игольчатую форму. Приведены результаты компьютерного моделирования алгоритма оценки МФО при использовании трех типов сигналов: фазокодоманипулированных, линейно-частотно-модулированных с базой  $N = 10^4$  и простого сигнала с единичной базой.

### Введение

Стремительное развитие техники формирования и обработки сигналов, в том числе волн оптического диапазона, позволяет уже сегодня использовать сложные сигналы с большой базой при решении задач дистанционного зондирования окружающей среды. Применение таких сигналов позволяет снизить пиковые мощности излучения при сохранении потенциала системы и параметров разрешения объектов по дальности и скорости движения. При этом требуется четкое понимание физики формирования отклика системы при согласованной фильтрации сложных сигналов, отраженных пространственно-распределенными нестационарными объектами (ПРНО), образованными совокупностью «мелких» неоднородностей, имеющих разные дальности и скорости. Корректная оценка матричной функции отклика ПРНО, в которой отображаются его поляризационные и координатные параметры, возможна только при выполнении определенных требований к форме функции неопределенности (ФН) зондирующего сигнала.

### Матричная функция отклика пространственно-распределенного нестационарного объекта и алгоритм ее оценки

Матричная функция отклика (МФО) радиолокационного объекта есть развитие понятия его матрицы рассеяния. Такая матрица  $S_i$  формализует преобразование вектора  $u_0$ , описывающего комплексные

амплитуды ортогональных (по поляризации) составляющих плоской зондирующей волны поля, в вектор  $u_{pi}$ , описывающий плоскую, отраженную в строго обратном направлении волну, при дифракции поля на неподвижном «точечном» объекте как пространственной неоднородности:  $u_{pi} = S_i \cdot u_0$ , где  $2 \times 2$  оператор  $S_i$  задан четырьмя комплексными коэффициентами  $\dot{S}_{ij}^i$ . В общем случае вектор  $u_0$  имеет вид

$$u_0(t, \omega) = \begin{pmatrix} \dot{f}_1(t, \omega) \\ \dot{f}_2(t, \omega) \end{pmatrix}^T, \quad (1)$$

где  $\dot{f}_1(t, \omega)$ ,  $\dot{f}_2(t, \omega)$  – комплексные функции ( $t$  – текущая переменная;  $\omega$  – параметр), описывающие частотно-временную структуру ортогонально поляризованных компонент излученного поля;  $T$  – знак транспонирования.

Для общего случая движения «точечного» объекта с радиальной скоростью  $V_i$  его координатные параметры (дальность, радиальная скорость) и поляризационные свойства можно совместно представить в виде матричной функции отклика:

$$g_i(\tau, \Omega) = \delta(\tau_i, \Omega_i) \cdot S_i, \quad (2)$$

где  $\delta(\tau_i, \Omega_i)$  – дельта-функция, заданная в точке с координатами  $(\tau_i, \Omega_i)$ ;  $\tau_i = 2D_i/c$  – время задержки отраженного от него сигнала  $u_{pi}(t, \omega)$  относительно момента излучения зондирующего сигнала  $u_0(t, \omega)$ , а  $\Omega_i = 2V_i/\lambda_0$  – доплеровское смещение частоты отраженного сигнала, обусловленное радиальной скоростью отражателя ( $c$  – скорость распространения волны поля,  $\lambda_0$  – длина волны падающего поля).

При таком описании рассеивающих свойств объекта соответствие между излученным и отраженным векторными сигналами устанавливается соотношением

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{pi}(t, \omega) &= \mathbf{g}_i(\tau, \Omega) * \mathbf{u}_0(t, \omega) = \\ &= \iint \mathbf{g}_i(\tau, \Omega) \cdot \mathbf{u}_0(t - \tau, \omega - \Omega) d\tau d\Omega. \end{aligned} \quad (3)$$

В рамках концепции «блестящих точек» ПРНО можно представить в виде совокупности «точечных» элементарных отражателей, распределенных по пространству и имеющих в общем случае различные радиальные скорости движения относительно точки визирования, а суммарный отклик ПРНО – в виде суммы  $\mathbf{u}_\Sigma(t, \omega)$  откликов  $\mathbf{u}_{pi}(t, \omega)$  каждого из образующих его элементарных отражателей:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_\Sigma(t, \omega) &= \sum_{i=1}^N \mathbf{u}_{pi}(t, \omega) = \\ &= \underbrace{\sum_{i=1}^N \mathbf{g}_i(\tau, \Omega) * \mathbf{u}_0(t, \omega)}_{\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega)} = \mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega) * \mathbf{u}_0(t, \omega), \end{aligned} \quad (4)$$

при этом матричная функция отклика  $\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega)$  равна сумме МФО элементарных отражателей, совокупность которых образует ПРНО. В общем случае задача совместной оценки поляризационных и координатных параметров зондируемых объектов состоит в том, чтобы по результатам наблюдения отраженного сигнала  $\mathbf{u}_\Sigma(t, \omega)$ , при известном зондирующем сигнале  $\mathbf{u}_0(t, \omega)$ , оценить матричную функцию отклика  $\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega)$ , в которой и отображаются указанные параметры.

В работе [1] показано, что при наблюдении отраженного сигнала  $\mathbf{u}_\Sigma(t, \omega)$  в присутствии «белой» неполяризованной помехи оптимальная оценка  $\hat{\mathbf{G}}_\Sigma(\tau, \Omega)$  функции отклика  $\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega)$  формируется как результат *векторной* двумерной свертки отраженного и зон-

дирующего векторных сигналов, заданной соотношением

$$\begin{aligned} \mathbf{J}(t, \omega) &= \mathbf{u}_\Sigma(t, \omega) \odot \mathbf{u}_0^*(\tau, \Omega) = \\ &= \iint \mathbf{u}_\Sigma(t - \tau, \omega - \Omega) \otimes \mathbf{u}_0^*(\tau, \Omega) d\tau d\Omega = \\ &= \mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega) * \underbrace{\mathbf{u}_0(t, \omega) \odot \mathbf{u}_0^*(\tau, \Omega)}_{\mathbf{X}_0(t, \omega)} = \\ &= \mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega) * \mathbf{X}_0(t, \omega) \Rightarrow \hat{\mathbf{G}}_\Sigma(\tau, \Omega), \end{aligned} \quad (5)$$

где  $\odot$  – знак векторной свертки;  $\otimes$  – знак умножения по Кронекеру. При выполнении определенных требований к сигналам  $\dot{f}_1(t, \omega)$ ,  $\dot{f}_2(t, \omega)$  в выражении (1), таких, что выполняется соотношение

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_0(t, \omega) &= \mathbf{u}_0(t, \omega) \odot \mathbf{u}_0^*(\tau, \Omega) = \\ &= \begin{pmatrix} \dot{B}_{11}(t, \omega); & \dot{B}_{12}(t, \omega); \\ \dot{B}_{21}(t, \omega); & \dot{B}_{22}(t, \omega); \end{pmatrix} \approx \dot{B}(t, \omega) \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \end{aligned} \quad (6)$$

ошибка в оценке МФО, формируемой в соответствии с выражением (5), прямо пропорциональна уровню  $\delta$ -взаимной корреляции сигналов  $\dot{f}_1(t, \omega)$ ,  $\dot{f}_2(t, \omega)$  для всех возможных взаимных сдвигов по частоте и времени задержки и является наилучшей по критерию максимума величины отношения сигнал-шум на выходе системы обработки отраженного векторного сигнала. Форма функций  $\dot{B}_{11}(t, \omega)$ ,  $\dot{B}_{22}(t, \omega)$  идентична обобщенным автокорреляционным функциям сигналов  $\dot{f}_1(t, \omega)$ ,  $\dot{f}_2(t, \omega)$  соответственно. Форма функций  $\dot{B}_{12}(t, \omega)$ ,  $\dot{B}_{21}^*(t, \omega)$  идентична обобщенной взаимно корреляционной функции сигналов  $\dot{f}_1(t, \omega)$ ,  $\dot{f}_2(t, \omega)$ . Сигналы, для которых выполняется соотношение (6), получили название ортогональных [2], а функция  $\mathbf{X}_0(t, \omega)$  – матричной функцией неопределенности (МФН) векторного сигнала  $\mathbf{u}_0(t, \omega)$  [1].

Обобщенная схема алгоритма (5) оптимальной оценки МФО пространственно-распределенного объекта представлена на рис. 1 [1, 3, 4].

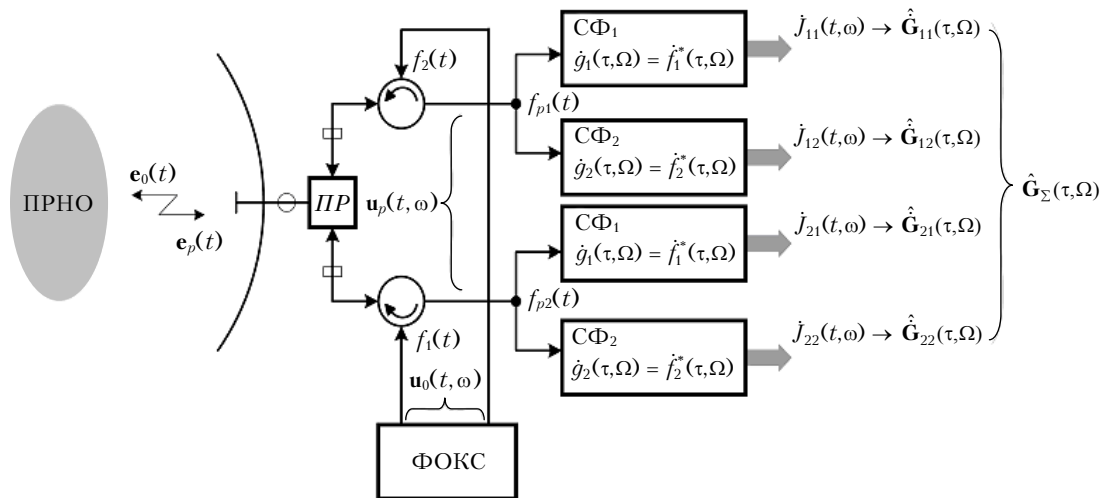


Рис. 1. Алгоритм оценки матричной функции отклика пространственно-распределенного объекта

На выходе устройства формирования ортогональных компонент зондирующего векторного сигнала (ФОКС) формируются два скалярных сигнала:  $\dot{f}_1(t, \omega)$ ,  $\dot{f}_2(t, \omega)$ , удовлетворяющих соотношению (6), которые через устройство развязки (циркулятор) возбуждают плечи поляризационного разделителя ПР передающей антенны. При этом в пространство в направлении ПРНО излучается волна поля, описываемая вектором  $\mathbf{e}_0(t) = (\dot{f}_1(t); \dot{f}_2(t))^T$ .

Отраженная от ПРНО волна  $\mathbf{e}_p(t)$  принимается той же антенной (датчиком), при этом на выходе ортогональных плеч поляризационного разделителя формируются два скалярных сигнала –  $\dot{f}_{p1}(t)$  и  $\dot{f}_{p2}(t)$ , совокупность которых составляет наблюдаемый векторный сигнал  $\mathbf{u}_p(t) = (\dot{f}_{p1}(t); \dot{f}_{p2}(t))^T$ . Каждая из ортогональных компонент  $\dot{f}_{p1}(t)$ ,  $\dot{f}_{p2}(t)$  этого сигнала обрабатывается «двумерными», согласованными с сигналами  $\dot{f}_1(t, \omega)$ ,  $\dot{f}_2(t, \omega)$ , фильтрами СФ<sub>1(2)</sub>, на выходе которых формируются скалярные отклики  $J_{ij}(t, \omega)$ , совокупность которых, в свою очередь, при выполнении соотношения (6) для сигналов  $\dot{f}_1(t, \omega)$ ,  $\dot{f}_2(t, \omega)$  является оценкой  $\hat{\mathbf{G}}_\Sigma(\tau, \Omega)$  матричной функции отклика ПРНО. На практике двумерный согласованный фильтр реализуется в виде многоканальной (по частоте) системы согласованной обработки принимаемых сигналов [5].

### Необходимые требования к сигналам, определяющим частотно-временную структуру ортогональных по поляризации компонент зондирующего потока

Для сигналов  $\dot{f}_1(t, \omega)$ ,  $\dot{f}_2(t, \omega)$ , определяющих частотно-временную структуру ортогональных по поляризации компонент зондирующего потока системы, из выражения (6) следуют соотношения:

$$\dot{B}_{11}(t, \omega) \approx \dot{B}_{22}(t, \omega) = \dot{B}(t, \omega), \quad (7)$$

$$\frac{|\dot{B}_{12}(t, \omega)|}{|\dot{B}(0, 0)|} \approx \frac{|\dot{B}_{21}(t, \omega)|}{|\dot{B}(0, 0)|} = \delta \ll 1 \rightarrow 0. \quad (8)$$

При этом формируемая оценка МФО пространственно-распределенного объекта описывается выражением

$$\begin{aligned} \mathbf{J}(t, \omega) &= \begin{pmatrix} \dot{J}_{11} & \dot{J}_{12} \\ \dot{J}_{21} & \dot{J}_{22} \end{pmatrix} = \mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega) * \mathbf{X}_0(t, \omega) \approx \\ &\approx \begin{pmatrix} \dot{G}_{11}(\tau, \Omega) * \dot{B}(t, \omega); & \dot{G}_{12}(\tau, \Omega) * \dot{B}(t, \omega) \\ \dot{G}_{21}(\tau, \Omega) * \dot{B}(t, \omega); & \dot{G}_{22}(\tau, \Omega) * \dot{B}(t, \omega) \end{pmatrix} = \\ &= \mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega) * \dot{B}(t, \omega) \Rightarrow \hat{\mathbf{G}}_\Sigma(\tau, \Omega). \end{aligned} \quad (9)$$

Очевидно, что для идеального случая, когда взаимная корреляция  $|\dot{B}_{12}(t, \omega)|$  сигналов  $\dot{f}_1(t, \omega)$ ,  $\dot{f}_2(t, \omega)$  равна нулю для всех возможных относительных сдвигов по времени и частоте, а формы обобщенных автокорреляционных функций  $\dot{B}_{11}(t, \omega)$ ,  $\dot{B}_{22}(t, \omega)$  этих сигналов вырождаются в дельта-функцию, т.е. когда справедливо соотношение

$$\mathbf{X}_0(t, \omega) = \mathbf{u}_0(t, \omega) \odot \mathbf{u}_0^*(\tau, \Omega) = \overbrace{\delta(0, 0)}^{\text{матричная дельта-функция}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (10)$$

формируемая оценка (9) является абсолютно точной (фильтрующее свойство дельта-функции).

### Влияние формы МФН зондирующего сигнала на точность оценки матричной функции отклика ПРНО

Для количественной оценки влияния формы МФН зондирующего сигнала на точность измерения МФО было проведено компьютерное моделирование алгоритма измерения МФО (см. выражение (9) и рис. 1). Моделирование проводилось в среде MathCAD. В качестве модели ПРНО принята совокупность  $N$  независимых элементарных (точечных) отражателей, распределенных по пространству, имеющих разные радиальные скорости движения  $V$  относительно точки размещения приемопередающего устройства (антенны) и разные поляризационные свойства, заданные матрицей обратного рассеяния  $i$ -го элементарного отражателя модели ПРНО. Матричная функция отклика модели ПРНО описывалась выражением

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega) &= \sum_{i=1}^N \mathbf{g}_i(\tau_i, \Omega_i) = \sum_{i=1}^N \Phi(\tau', \Omega') * \\ &* \underbrace{\left\{ \delta(\tau_i, \Omega_i) \cdot \overbrace{\tilde{\mathbf{R}}(\theta_0^i)}^{\tilde{\mathbf{L}}(\epsilon, \theta)} \cdot \overbrace{\tilde{\mathbf{F}}(\epsilon_0^i)}^{\mathbf{L}(\epsilon, \theta)} \cdot \begin{pmatrix} \lambda_1^i & 0 \\ 0 & \lambda_2^i \end{pmatrix} \cdot \overbrace{\mathbf{F}(\epsilon_0^i)}^{\mathbf{L}(\epsilon, \theta)} \cdot \overbrace{\mathbf{R}(\theta_0^i)}^{\mathbf{L}(\epsilon, \theta)} \right\}}_{\mathbf{g}_i(\tau, \Omega)}, \end{aligned} \quad (11)$$

где  $\mathbf{F}(\epsilon_0^i)$ ,  $\mathbf{R}(\theta_0^i)$  – унитарные операторы, мультипликация которых определяет оператор преобразования  $\mathbf{L}(\epsilon, \theta) = \mathbf{F}(\epsilon_0^i) \cdot \mathbf{R}(\theta_0^i)$  системы координат описания матрицы обратного рассеяния  $i$ -го элементарного отражателя при переходе из его собственного поляризационного базиса описания в декартовый базис [1];  $\delta(\tau_i, \Omega_i)$  – дельта-функция, заданная на плоскости «время задержки – доплеровская частота» в точке с координатами  $\tau_i$ ,  $\Omega_i$  («~» – знак транспонирования);  $\Phi(\tau', \Omega')$  – сглаживающая двумерная функция, определяющая взаимосвязь соседних элементарных отражателей модели (двумерная функция Гаусса с шириной пика по оси времени  $\Delta\tau' = 2$  нс, по оси частот  $\Delta\Omega' = 50$  кГц).

Распределения величин дальности  $D_i$ , радиальной скорости  $V_i$ , собственных чисел  $\lambda_{i(2)}^i$  матрицы

обратного рассеяния, углов эллиптичности  $\varepsilon_0^i$  и ориентации  $\theta_0^i$  собственного поляризационного базиса для каждого из элементарных отражателей модели задавались независимыми датчиками случайных чисел с известными законами распределения. Параметры распределений указанных величин выбраны так, что основной объем двумерной функции нормы МФО был сосредоточен в ограниченной области на плоскости «время задержки — доплеровская частота». Форма МФО модели и ее положение на плоскости  $[\tau, \Omega]$  иллюстрируются рис. 2.

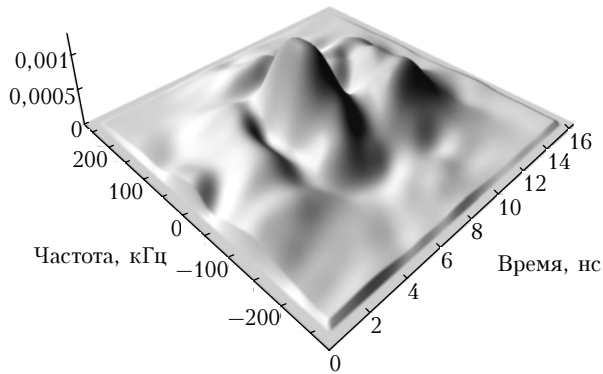


Рис. 2. Форма нормы МФО модели пространственно-распределенного объекта

В качестве зондирующих при моделировании были использованы три вида векторных сигналов:

шумоподобные фазокодоманипулированные (ФКМ) сигналы, сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) и «простой» сигнал с единичной базой, равной произведению ширины спектра сигнала на его длительность ( $N = \Delta f_c \tau_c$ ).

Матричные функции неопределенности таких векторных сигналов имеют качественные различия формы. Длительности ФКМ- и ЛЧМ-сигналов идентичны и равны  $\tau_u = 20 \cdot 10^{-6}$  с, базы равны  $N = 10^4$ . При таких параметрах ширина сечений основного пика их функции неопределенности по осям частоты и задержки составляет 50 кГц и 2 нс соответственно, а ширина спектра  $\Delta f_c \approx 500$  МГц. Для «простого» сигнала длительность была выбрана равной также 2 нс.

Таким образом, для моделирования были выбраны сигналы, занимающие равную полосу частот  $\Delta f_c \approx 500$  МГц и имеющие качественно различные формы функций неопределенности (вид ФН выбранных сигналов приведен, например, в [6]). Векторный ФКМ-сигнал в ходе моделирования формировался с использованием двух ортогональных  $m$ -последовательностей длиной  $N = 10^5 + 1$ . Векторный ЛЧМ-сигнал формировался с помощью двух радиосигналов со встречным линейным изменением частоты [1] относительно общей центральной точки спектра.

На рис. 3 представлены результаты моделирования алгоритма оценки МФО модели ПРНО (см. рис. 1) при использовании указанных выше зондирующих сигналов.

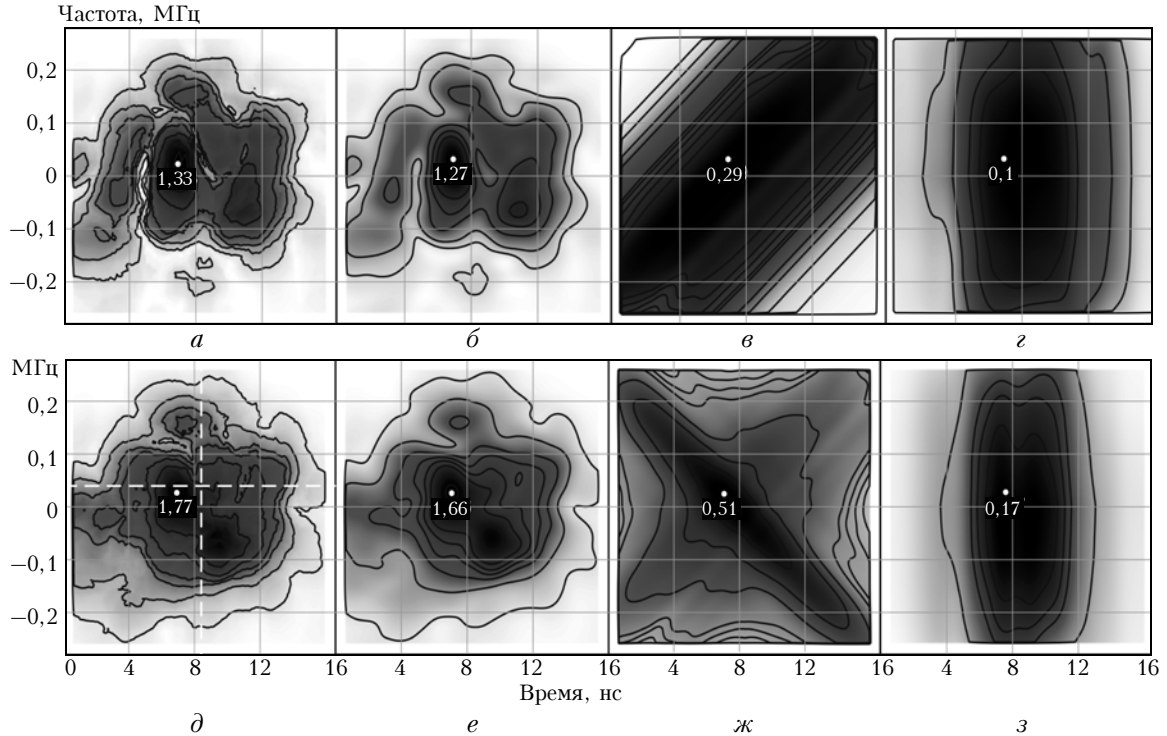


Рис. 3. Исходная МФО пространственно-распределенного объекта и ее оценки для различных видов сигналов: *a* — модуль элемента  $\hat{G}_{11}(\tau, \Omega)$  МФО модели ПРНО; *д* — норма МФО модели ПРНО; *б* — оценка элемента  $\hat{G}_{11}(\tau, \Omega)$  для ФКМ-сигнала; *е* — оценка нормы МФО для ФКМ-сигнала; *в* — оценка элемента  $\hat{G}_{11}(\tau, \Omega)$  для ЛЧМ-сигнала; *ж* — оценка нормы МФО для ЛЧМ-сигнала; *г* — оценка элемента  $\hat{G}_{11}(\tau, \Omega)$  для «простого» сигнала; *з* — оценка нормы МФО для «простого» сигнала

Результаты представлены в виде двумерных функций на плоскости «время задержки – доплеровская частота», при этом градации «серого» отображают амплитуду функции.

Черному «цвету» соответствует максимальное значение функции, отмеченное соответствующей цифрой. Белому цвету соответствует нулевое значение отображаемой функции. Амплитудная шкала преобразована в градации «серого» по линейному закону.

Для возможности визуального сравнения исходной МФО и получаемых ее оценок на рис. 3, а, д представлены формы модуля элемента  $\hat{G}_{11}(\tau, \Omega)$  и нормы  $\sqrt{\|\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega)\|}$  МФО модели соответственно.

На рис. 3, б, е показана форма получаемых оценок модуля элемента  $\hat{G}_{11}(\tau, \Omega)$  и модуля нормы  $\sqrt{\|\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega)\|}$  МФО при использовании зондирующего ФКМ-сигнала.

На рис. 3, в, ж приводятся аналогичные результаты при использовании зондирующего ЛЧМ-сигнала, а на рис. 3, з, з – при использовании «простого» сигнала. Как следует из приведенных на рис. 3 результатов моделирования, наиболее точная оценка формы МФО модели формируется при использовании зондирующего ФКМ-сигнала.

Во всех остальных случаях практически невозможно получить информацию о совместном распределении скоростей и дальностей элементарных отражателей, совокупность которых образует пространственно-распределенный нестационарный во времени объект.

Количественные характеристики точности оценок МФО ПРНО были получены в результате расчета отклонений нормированных по амплитуде формируемых оценок от исходной, также нормированной МФО.

В качестве интегральной меры ошибки была выбрана величина функционала

$$\Lambda = d\{\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega); \hat{\mathbf{G}}_\Sigma(\tau, \Omega)\} = \frac{1}{V_0} \iint_{-\infty}^{+\infty} \left\| \frac{\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega)}{\|\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega)\|} - \frac{\hat{\mathbf{G}}_\Sigma(\tau, \Omega)}{\|\hat{\mathbf{G}}_\Sigma(\tau, \Omega)\|} \right\| dt d\Omega, \quad (12)$$

определяющая объем различия нормированной МФО модели  $\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega)$  и ее нормированной оценки  $\hat{\mathbf{G}}_\Sigma(\tau, \Omega)$ . Величина  $V_0$  равна объему нормированной МФО модели объекта.

Получены следующие результаты расчета: для ФКМ-сигнала  $\Lambda = 0,043$  (4,3%); для ЛЧМ-сигнала – 0,76 (76%); для простого сигнала – 0,52 (52%).

Для иллюстрации амплитудных отклонений формируемых оценок от исходной МФО модели объекта на рис. 4 приведены сечения полученных оценок и исходной МФО модели объекта. Координаты секущих плоскостей отображены на рис. 3, д пунктирными линиями.

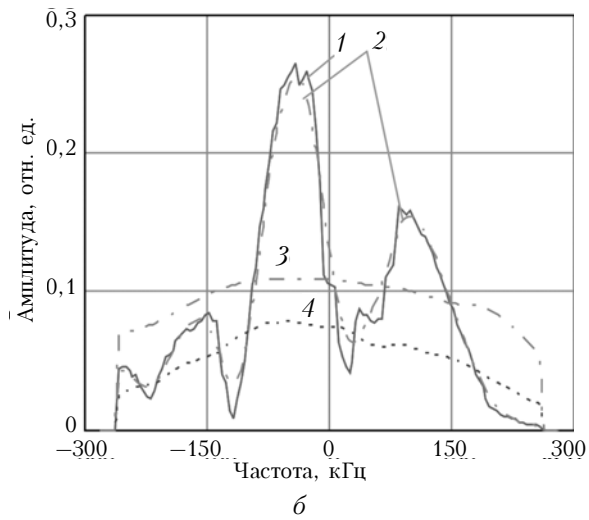
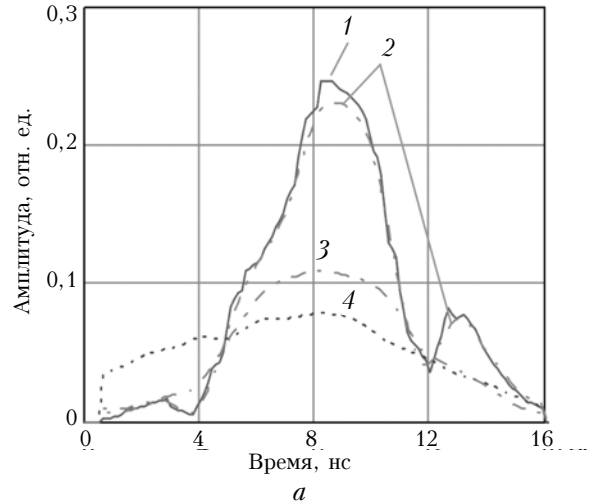


Рис. 4. Сечения огибающей нормированной МФО модели (кривая 1) и формируемых нормированных оценок МФО при использовании ФКМ-сигнала (2), ЛЧМ-сигнала (3) и простого сигнала (4)

### Заключение

Сравнительный анализ полученных данных расчета позволяет сделать следующие замечания и выводы. Корректное совместное оценивание координатных, скоростных параметров и полной отражаемости пространственно-распределенных нестационарных во времени объектов требует выполнения определенных требований к форме функции неопределенности зондирующего сигнала измерительной системы. В активной локационной системе (как оптического, так и радиодиапазона) функция неопределенности зондирующего сигнала выступает в качестве аппаратной функции прибора, своеобразного гипотетического «окна», через которое просматривается функция отклика пространственно-распределенного, нестационарного объекта. При таком подходе становится почти очевидным тот факт, что сложные сигналы, функция неопределенности которых имеет симметричную, «игольчатую» форму, позволяют минимизировать «аппаратурную» ошибку при оценивании функции отклика объекта.

Полученные результаты моделирования могут оказаться полезными при анализе поляризационных параметров и полной удельной отражаемости реальных ПРНО, например метеообъектов или вихревых образований в атмосфере при лидарном зондировании с использованием сложных сигналов, позволяющих существенно повысить энергетический потенциал системы.

1. *Хлусов В.А.* Теория и методы обработки векторных сигналов в поляризационных радиолокационных системах: Автореф. дис. ... докт. техн. наук. Томск: ТУСУР, 2004. 37 с.

2. *Френкс Л.* Теория сигналов: Пер. с англ. / Под ред. Д.Е. Вакмана. М.: Сов. радио, 1974. 343 с.
3. *Giuli D.* Polarization Diversity in Radar // IEEE Proc. 1986. V. 79. N 2. P. 245–269.
4. *Giuli D., Fossi M., Facheris L.* Radar target scattering matrix measurement through orthogonal signals // IEE Proc. Radar, Sonar and Navig. 1993. V. 140. N 4.
5. *Обработка сигналов в многоканальных РЛС* / А.П. Лукошкин, С.С. Каринский, А.А. Шаталов, Р.Г. Дохилян, В.И. Васин, С.С. Поддубный; Под ред. А.П. Лукошкина. М.: Радио и связь, 1983. 328 с.
6. *Кук Ч., Бернфельд М.* Радиолокационные сигналы: Пер. с англ. / Под ред. В.С. Кельзона. М.: Сов. радио, 1971. 567 с.

*V.A. Khlusov, A.S. Surkov. Peculiarities in remote sensing of spatially-distributed non-stationary objects by complex signals.*

In the paper, features of using compound signals for remote sensing of spatially distributed temporally non-stationary objects (SDNO) are considered, for instance, meteorological objects or vortex heterogeneities in the atmosphere. The influence of the shape of the ambiguity function (AF) of a vector sounding signal on the precision of the estimate of the matrix response function (MRF) of a SDNO, which is its compact description, allowing joint representation of range distribution, velocities, and polarization parameters of elementary reflectors, a set of which forms the SDNO. It is shown that for correct MRF estimation signals are needed, ambiguity function of which has a needle shape. The results of simulation of an algorithm for MRF estimation in cases of using three types of signals: PSK, LFM with a base of  $N = 10^4$  and a simple signal with a unit base.